

Abstract

Το κείμενο που ακολουθεί αναφέρεται στην Ultra Wide Band τεχνολογία και τα βασικά της χαρακτηριστικά. Σκοπός της εργασίας ήταν ο σχεδιασμός και η προσομοίωση ενός Ultra Wide Band transceiver (πομποδέκτη) σε Biphasic διαμόρφωση με τη χρήση του σχεδιαστικού πακέτου Advanced Design System. Ο transceiver που υλοποιήθηκε προσομοιώθηκε υπό την παρεμβολή άλλων ασύρματων δικτύων με σκοπό την εκτίμηση της πιθανότητας λάθους (Bit Error Rate) που προκύπτει.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	4
Εισαγωγή Στην Ultra WideBand Τεχνολογία	4
1.1 Επισκόπηση UWB	4
1.2 Ορολογία UWB	5
1.3 Ιστορική ανάπτυξη του UWB	6
1.4 Βασικά Οφέλη UWB	7
1.5 Χαρακτηριστικά της UWB τεχνολογίας.....	9
1.6 Επισκόπηση της εργασίας.....	12
1.7 Σύνοψη.....	14
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	15
Παραγωγή UWB Παλμού.....	15
2.1 Θεωρία παραγωγής του UWB παλμού.	15
2.3 Πυκνότητα Ισχύος Φάσματος	19
2.4 Δίοδος Tunnel και SRD	20
2.5 UWB Τεχνικές Διαμόρφωσης.....	25
2.5.1 OOK Διαμόρφωση.....	25
2.5.2 Biphase Διαμόρφωση.....	27
2.5.3 Δυναμική PPM.....	29
2.5.4 Σύγκριση Bit Error Rate στις OOK, Biphase και PPM Διαμορφώσεις	30
2.5.5 Τεχνικές Πολλαπλής πρόσβασης.....	32
2.6 Σύνοψη.....	34
Κεφάλαιο 3	35
Σχεδιασμός και υλοποίηση UWB πομπού	35
3.1 Εισαγωγή.....	35
3.2 Σχεδιασμός πομπού.	35
3.3 SRD Παλμογεννήτρια.....	36
3.4 Τελική Διαμόρφωση παλμού	38
3.4.1 Ενισχυτές και φίλτρα	39
3.4.2 Κεραίες.....	40
3.5 Προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS	42
3.6 Σύνοψη.....	47
Κεφάλαιο 4	48
UWB παλμός και το φάσμα του.....	48
4.1 Κυκλωματική ανάλυση γεννήτριας μετάδοσης ενός παλμού	48
4.1.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	51
4.2 Κυκλωματική ανάλυση γεννήτριας μετάδοσης πολλών δεδομένων	55
4.2.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	57
4.3 Σύνοψη.....	60
Κεφάλαιο 5	61
UWB INTERFERENCE	61
5.1 Παρέμβαση πηγής θορύβου περιορισμένου εύρους (Band Limited Noise source)	62
5.1.1 Προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS	65
5.1.2 Παράθεση γραφικών.....	65
5.1.3 Σύγκριση BER biphase διαμόρφωσης με BER PPM διαμόρφωσης	70

5.1.4 Επίδραση του chip rate.....	73
5.2 Παρέμβαση μικρού εύρους ζώνης πηγής (802.11b).....	74
5.2.1 Προσομοίωση του κυκλώματος παρεμβολής 802.11b στο ADS	75
5.2.2 Παράθεση γραφικών	75
5.3 Παρέμβαση πηγής μεγάλου εύρους ζώνης	78
5.3.1 Προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS	79
5.3.2 Παράθεση γραφικών	79
5.4 Σύνοψη.....	83
Κεφάλαιο 6	84
Uwb Περιβάλλον.....	84
6.1 Μοντελοποίηση του UWB καναλιού	84
6.2 Multipath.....	85
6.2.1 Μοντελοποίηση απλού Multipath καναλιού	88
6.2.2 Αριθμός επιλύσιμων στοιχείων πολλαπλών διαδρομών(Number of resolvable multipath components).	89
6.2.3 Καθυστέρηση πολλαπλών διαδρομών(Multipath delay spread).	90
6.2.4 Ένταση πολλαπλών διαδρομών. (Multipath intensity profile).....	90
6.2.5 Εξασθένηση πλάτους πολλαπλών διαδρομών (Multipath amplitude-fading distribution).	91
6.2.6 Χρόνοι άφιξης Πολλαπλών διαδρομών (Multipath arrival times).	92
6.3 Μοντέλο απώλειας διάδοσης	92
6.3.1 Απώλεια σε ανοιχτό χώρο	93
6.3.2 Διάθλαση	93
6.3.3 Ανάκλαση	94
6.3.4 Περίθλαση	95
6.3.5 Διαταραχή (wave clutter)	95
6.3.6 Απώλειες συζεύξεων (aperture-medium coupling loss)	95
6.3.7 Απορρόφηση (Absorption).....	96
6.4 UWB Δέκτης	96
6.4.1 Ανίχνευση (Detection)	97
6.4.2 Ολοκλήρωση του παλμού (Integration)	97
6.4.3 Ανίχνευση (tracking).....	97
6.4.4 Rake Receivers	98
6.5 Σύνοψη.....	99
Κεφάλαιο 7	101
UWB BER VERSUS RANGE.....	101
7.1 Σκοπός της ενότητας.....	101
7.1.1 UWB περιβάλλον και γεννήτρια παλμών	102
7.1.2 Ανάλυση του κυκλώματος στο ADS	104
7.1.3 Προσομοίωση του κυκλώματος.....	105
7.2 Σύνοψη.....	110
Κεφάλαιο 8	111
ΣΥΝΟΨΗ.....	111
8.1 Τελική Ανάλυση	111
8.2 Μελλοντική Ανάλυση.....	112
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	113

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή Στην Ultra WideBand Τεχνολογία

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται ένα γενικό υπόβαθρο της UWB (Ultra Wideband) τεχνολογίας και επιδιώκεται η επεξήγηση, χωρίς πολλές εξισώσεις, των λόγων για τους οποίους θεωρείται μια πολύ σημαντική ανακάλυψη. Επίσης γίνεται αναδρομή στην ιστορία της UWB τεχνολογίας και αναλύονται τα βασικά της χαρακτηριστικά. Η χαμηλή ισχύς λειτουργίας σε συνδυασμό με τη χαμηλή παρεμβολή και τους λίγους περιορισμούς καθιστούν τη χρήση των UWB μια ελκυστική επιλογή για τις τρέχουσες και μελλοντικές ασύρματες εφαρμογές.

1.1 Επισκόπηση UWB

Ιστορικά, η πρώτη εφαρμογή της UWB τεχνολογίας ήταν τα ραντάρ, τα οποία αναπτύχθηκαν κυρίως ως στρατιωτικό εργαλείο επειδή θα μπορούσαν "να δουν μέσω" των δέντρων και κάτω από τις επίγειες επιφάνειες. Εντούτοις, πρόσφατα, η τεχνολογία UWB έχει στραφεί στα ηλεκτρονικά είδη ευρείας κατανάλωσης και τις επικοινωνίες. Στόχος των συστημάτων UWB είναι η χαμηλή ισχύς, το χαμηλό κόστος, τα υψηλά ποσοστά ροής δεδομένων, η ικανότητα προσδιορισμού θέσης και η εξαιρετικά χαμηλή παρεμβολή.

Αν και τα συστήματα UWB δεν είναι ευρέως διαδεδομένα, η τεχνολογία τους αλλάζει την ασύρματη βιομηχανία του σήμερα. Η τεχνολογία UWB είναι διαφορετική από τη συμβατική ασύρματη τεχνολογία περιορισμένης ζώνης αφού αντί να μεταδίδει σε

ξεχωριστές συχνότητες, διασκορπίζει τα σήματα μέσα σε ένα πολύ ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Το γνωστό σε όλους ημιτονοειδές ράδιο κύμα αντικαθίσταται με τη ροή εκατοντάδων εκατομμυρίων παλμών ανά δευτερόλεπτο. Το πολύ μεγάλο εύρος ζώνης και η πολύ χαμηλή ισχύς κάνουν τις μεταδόσεις UWB να εμφανίζονται ως παρασιτικός θόρυβος σε άλλες ασύρματες επικοινωνίες.

1.2 Ορολογία UWB

Ο όρος UWB επινοήθηκε στα τέλη της δεκαετίας του '80 για να περιγράψει την δημιουργία, τη μετάδοση και τη λήψη βραχέων παλμών της RF ενέργειας (Radio Frequency). Ακόμα κι αν η γνώση υπάρχει για πάνω από τριάντα χρόνια, η τεχνολογία UWB αποτελεί ακόμα αναδυόμενο ερευνητικό θέμα στον τομέα ασύρματων επικοινωνιών για ποικίλους λόγους.

Το όνομα «εξαιρετικά ευρείας ζώνης» (Ultra Wideband) είναι ένας εξαιρετικά γενικός όρος για να περιγράψει μια ιδιαίτερη τεχνολογία. Πολλοί άνθρωποι χρησιμοποιούν άλλα ονόματα, όπως “επικοινωνίες παλμού”, τα οποία μπορεί να είναι περισσότερο περιγραφικά ή κατάλληλα. Εντούτοις, ο UWB έχει γίνει ο όρος στον οποίο οι περισσότεροι άνθρωποι αναφέρονται για την εξαιρετικά ευρείας ζώνης τεχνολογία.

Εδώ προκύπτει ένα εύλογο ερώτημα ως προς τον τρόπο με τον οποίο μπορεί κανείς να συλλαβίσει το UWB. Είναι "ultrawideband", "ultra-wideband", "ultrawide band" ή “ultra wideband”; Σε αυτό το κείμενο, αρκετά αυθαίρετα, αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθεί ο όρος ultra wideband. Ο λόγος είναι ότι ο όρος wideband έχει γίνει πολύ γνωστός τα τελευταία έτη και οι περισσότεροι άνθρωποι έχουν εξοικειωθεί με αυτόν. Για να φανεί ότι το UWB χρησιμοποιεί ακόμα μεγαλύτερο εύρος ζώνης, προστίθεται ο έξτρα όρος "Ultra" που σημαίνει πολύ μεγάλος. Πολλοί μπορεί να διαφωνήσουν με την επιλογή αυτή. Τα επιχειρήματά τους γίνονται αποδεκτά. Ο χρόνος θα δείξει τη δημοφιλέστερη επιλογή για τα UWB.

1.3 Ιστορική ανάπτυξη του UWB

Οι περισσότεροι άνθρωποι θα θεωρούσαν το UWB ως "νέα" τεχνολογία, υπό την έννοια ότι παρέχει τα μέσα για να επιτευχθεί ό,τι πριν φαινόταν απίθανο, δηλαδή υψηλά ποσοστά ροής δεδομένων, μικρότερες συσκευές, συσκευές χαμηλότερης ισχύος, ή κάποια άλλη νέα εφαρμογή.

Εντούτοις, η έννοια της UWB (Ultra Wideband) τεχνολογίας διατυπώθηκε στις αρχές της δεκαετίας του '60 μέσω της έρευνας στα ηλεκτρομαγνητικά κύματα και στο σχεδιασμό δεκτών, κάτι που απέδωσε αρχικά ο Gerald F. Ross. Μέσα από τη δουλειά του, του απονεμήθηκε το πρώτο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας UWB επικοινωνιών, το οποίο αφορούσε στην κατασκευή του πρώτου δέκτη βραχέως παλμού (short pulse) που ανέπτυξε εργαζόμενος για την εταιρία Sperry Rand. Σε όλη τη διάρκεια εκείνου του χρόνου, τα UWB αναφέρονταν γενικά ως "carrierless" ή ως impulse technology.

Η κυρίαρχη μέθοδος ασύρματης επικοινωνίας είναι σήμερα βασισμένη στα ημιτονοειδή κύματα. Τα ημιτονοειδή ηλεκτρομαγνητικά κύματα έχουν γίνει τόσο καθολικά μέσα στις ραδιοεπικοινωνίες που πολλοί άνθρωποι δεν γνωρίζουν ότι τα πρώτα επικοινωνιακά συστήματα ήταν στην πραγματικότητα βασισμένα στην μετάδοση παλμών.

Το 1893 ο Heinrich Hertz βασίστηκε στη δημιουργία σπινθήρων για την παραγωγή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων για το πείραμά του. Αυτά τα κύματα, σήμερα θα μπορούσαν να θεωρηθούν θόρυβος. Το διάκενο δημιουργίας σπινθήρων και ο σχηματισμός ηλεκτρικών τόξων μεταξύ των ηλεκτροδίων άνθρακα αποτελούσαν τις κυρίαρχες γεννήτριες κυμάτων για περίπου 20 έτη μετά από τα πρώτα πειράματα του Hertz.

Εντούτοις, η κυρίαρχη μορφή ασύρματων επικοινωνιών έγινε ημιτονοειδής, και μετά τη δεκαετία του '60 άρχισε πάλι σοβαρά η μελέτη των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η ανάπτυξη του παλμογράφου δειγματοληψίας στις αρχές της δεκαετίας του '60 και οι αντίστοιχες τεχνικές για την παραγωγή παλμών της τάξης των nsec επιτάχυναν την ανάπτυξη των UWB.

Από τις τεχνικές μέτρησης, η κύρια εστίαση δόθηκε στην ανάπτυξη των ραντάρ και των συσκευών επικοινωνίας. Ειδικότερα, στα ραντάρ δόθηκε πολλή προσοχή εξαιτίας της ακρίβειας των αποτελεσμάτων που ήταν απαραίτητη. Ο τομέας των UWB κινήθηκε και σε άλλες κατευθύνσεις. Αναπτύχθηκαν νέες εφαρμογές όπως η αποφυγή σύγκρουσης αυτοκινήτων, συστήματα εντοπισμού θέσης, αισθητήρες στάθμης υγρού, όργανα μέτρησης ύψους κλπ. Οι περισσότερες από τις εφαρμογές εμφανίστηκαν στο στρατό ή σε εργασίες που χρηματοδοτήθηκαν από την αμερικανική κυβέρνηση στο πλαίσιο των απόρρητων προγραμμάτων.

Λόγω χαμηλής πυκνότητας ισχύος του φάσματος, τα UWB μπορούν να χρησιμοποιηθούν στις στρατιωτικές εφαρμογές όπου απαιτείται χαμηλή πιθανότητα ανίχνευσης. Η πρόσφατη δεκαετία του '90 βρήκε τον τρόπο να εμπορευματοποιήσει τις συσκευές και τα συστήματα επικοινωνίας UWB. Για τις εφαρμογές επικοινωνίας, η υψηλή ροή δεδομένων είναι εφικτή λόγω του μεγάλου αριθμού παλμών που είναι δυνατό να δημιουργηθούν σε ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα .

1.4 Βασικά Οφέλη UWB

Τα βασικά οφέλη της UWB τεχνολογίας μπορούν να συνοψιστούν στα παρακάτω:

- υψηλό ποσοστό ροής δεδομένων
- χαμηλό κόστος εξοπλισμού
- χαμηλή κατανάλωση ισχύος
- ανοσία στην πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση (multipath)
- εντοπισμός και επικοινωνία συγχρόνως
- ικανότητα διείσδυσης- διαπέρασης αντικειμένων

Τα παραπάνω αναλύονται στα επόμενα κεφάλαια, αλλά αρχικά δίδεται μια συνοπτική επισκόπηση. Η υψηλή ροή δεδομένων αποτελεί το ζητούμενο από την πλευρά ενός χρήστη όπως και από την πλευρά ενός εμπορικού κατασκευαστή. Το υψηλότερο ποσοστό ροής δεδομένων μπορεί να επιτρέψει νέες εφαρμογές που δεν ήταν εφικτές μέχρι σήμερα. Ταχύτητες πάνω από 100 Mbps έχουν επιτευχθεί, και υπάρχει η δυνατότητα για υψηλότερες ταχύτητες πέρα από κοντινές αποστάσεις. Η δυνατότητα αυτή δίνεται στα UWB από το εξαιρετικά μεγάλο εύρος ζώνης που καταλαμβάνουν.

Η δυνατότητα να διαμορφωθεί άμεσα ένας παλμός επάνω σε μια κεραία είναι ίσως κάτι τόσο απλό όσο η κατασκευή μιας συσκευής αποστολής σημάτων, και οδηγεί πολλούς κατασκευαστές να ενθουσιαστούν από τη δυνατότητα υλοποίησης εξαιρετικά φθηνών πομποδεκτών. Αυτό είναι δυνατό με την αφαίρεση πολλών από τα στοιχεία του κυκλώματος που απαιτούνται για τις συμβατικές ημιτονοειδείς συσκευές αποστολής και λήψης σημάτων.

Οι βραχείς παλμοί που χρησιμοποιούνται από τα UWB, οι οποίοι δίνουν επίσης το εξαιρετικά μεγάλο εύρος ζώνης, εάν διαχωριστούν παρέχουν στο δέκτη παλμούς εξαιρετικής ανάλυσης. Αυτό θεωρείται σημαντικό σε οποιαδήποτε ασύρματη επικοινωνία, αφού οι παλμοί (ή τα ημίτονα) που παρεμβάλλονται μεταξύ τους είναι ίσως το σημαντικότερο πρόβλημα στην επικοινωνία χωρίς λάθη.

Με το κατάλληλο σχεδιασμό του κυκλώματος η απαιτούμενη ισχύς για τη λειτουργία ενός UWB συστήματος μπορεί να είναι εξαιρετικά χαμηλή. Η κατανάλωση ισχύος ενός UWB chipset είναι μικρότερη από 100 mW. Στο σχήμα 1.1 φαίνεται η κατανάλωση ισχύος για διάφορες τεχνολογίες επικοινωνίας.

Application chipset	Power consumption [mW]
802.11a	1500–2000
400 Mbps 1394 LSI	700
Mobile telephone RISC 32-bit MPU	200
Digital camera 12-bit A/D converter	150
UWB (target)	100
Mobile telephone TFT color display panel	75
MPEG-4 decoder LSI	50
Mobile telephone voice codec LSI	19

Σχήμα 1.1: Κατανάλωση ισχύος UWB και άλλων τεχνολογιών επικοινωνίας chipsets

Η χρήση της ακριβούς θέσης αντικειμένου και της υψηλής ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων στην ίδια ασύρματη συσκευή δίνουν ενδιαφέρουσες δυνατότητες για νέες συσκευές και εφαρμογές. Τα ραντάρ αποφυγής συγκρούσεων αυτοκινήτων και η επικοινωνία μπορεί να δώσει ομαλή κυκλοφοριακή ροή χωρίς ατυχήματα, ή παιχνίδια όπου η θέση των παιχτών μπορεί να είναι επακριβώς γνωστή και μια ασύρματη σύνδεση υψηλής ταχύτητας να μεταφέρει ένα τηλεοπτικό σήμα στα κιάλια των παιχτών, κάτι που μπορεί να φαίνεται προϊόν επιστημονικής φαντασίας, αλλά είναι εφικτό στα UWB.

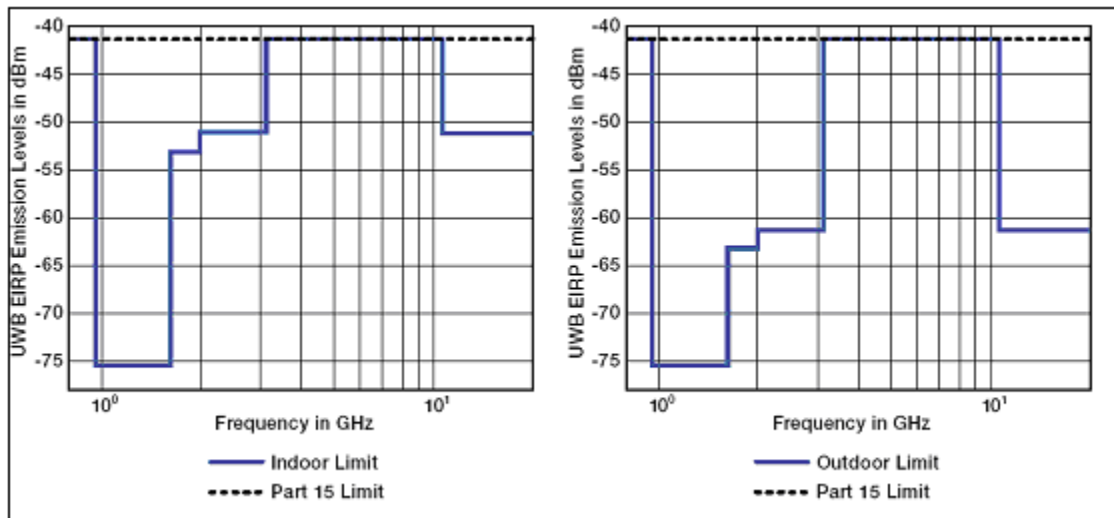
Τέλος, οι UWB παλμοί έχουν την δυνατότητα να διαπερνούν εύκολα τοίχους, πόρτες, χωρίσματα και άλλα αντικείμενα. Αυτό γίνεται επειδή οι παλμοί εκτείνονται σε ένα μεγάλο φάσμα συχνοτήτων, το οποίο περιλαμβάνει φυσικά και χαμηλές συχνότητες, κάτι που δίνει το απαραίτητο μεγάλο μήκος κύματος για την διείσδυση μέσω αντικειμένων.

1.5 Χαρακτηριστικά της UWB τεχνολογίας

Ως UWB ορίζεται οποιαδήποτε ράδιο τεχνολογία που έχει φάσμα που καταλαμβάνει εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 20% της κεντρικής συχνότητάς του ή εύρος ζώνης τουλάχιστον 500 Mhz. Το εύρος ζώνης ορίζεται ως το κλάσμα

$2(f_H - f_L)/(f_H + f_L)$, όπου f_H και f_L είναι η ψηλότερη και η χαμηλότερη συχνότητα αντίστοιχα, μετρημένες στα -10dB κάτω από το μέγιστο σημείο εκπομπής.

Η φασματική μάσκα FCC (περιορισμοί λειτουργίας για UWB, U.S.-Federal Communications Commission) ορίζει 7,5 GHz χρησιμοποιήσιμο εύρος ζώνης, μεταξύ 3,1 GHz και 10,6 GHz, για τις συσκευές επικοινωνιών. Για την προστασία υπαρχόντων χρηστών οι οποίοι εκπέμπουν μέσα σε αυτό το φάσμα, περιορίζεται η μεταδιδόμενη ισχύς του UWB. Τα UWB σήματα μπορούν να μεταδοθούν σε επίπεδα ισχύος μέχρι -41dBm/MHz. Στο σχήμα 1.2 παρουσιάζεται το χρησιμοποιήσιμο φάσμα που επιτρέπεται σύμφωνα με τους κανονισμούς της FCC . Η πρωταρχική διαφορά μεταξύ της λειτουργίας των UWB συστημάτων σε κλειστούς και ανοιχτούς χώρους είναι ο μεγαλύτερος βαθμός εξασθένησης που απαιτείται για λειτουργία σε εξωτερικούς χώρους. Αυτό προστατεύει την παρεμβολή στους δέκτες GPS, που δουλεύουν στα 1.600 MHz.



Σχήμα 1.2 FCC spectral mask

Η UWB τεχνολογία διαφέρει από την περιορισμένης ζώνης (narrowband) τεχνολογία όπου ένα ή πολλαπλά κύματα μεταφοράς χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση πληροφοριών. Η UWB μετάδοση χρησιμοποιεί παλμούς για να διαμορφώσει τις πληροφορίες μέσα σε ένα πολύ ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Η διάρκεια του παλμού, στο πεδίο του χρόνου, καθορίζει το εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται στο πεδίο συχνότητας [εύρος ζώνης $\approx 1/\text{duration}$]

Η UWB προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τη narrowband τεχνολογία όπου λαμβάνουν μέρος πλήθος εφαρμογών. Η χωρητικότητα του καναλιού είναι ένα σημαντικό πλεονέκτημα των UWB. Το πλεονέκτημα αυτό μπορεί να γίνει κατανοητό εξετάζοντας την εξίσωση χωρητικότητας του Shannon,

$$C = B \log(1 + \frac{S}{N}) \quad (1.1)$$

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

Βλέποντας την εξίσωση γίνεται εύκολα κατανοητό ότι υπάρχουν τρία πράγματα που μπορούν να γίνουν για τη βελτίωση της χωρητικότητας του καναλιού. Μπορεί να αυξηθεί το εύρος ζώνης, να αυξηθεί η ισχύς του σήματος ή να μειωθεί ο θόρυβος. Το κλάσμα S/N είναι γνωστό σαν signal to noise ratio (SNR) του καναλιού. Φαίνεται επίσης ότι η χωρητικότητα ενός καναλιού αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση του εύρους ζώνης B, ενώ λογαριθμικά με την αύξηση της ισχύος του σήματος.

Το UWB κανάλι έχει μια αφθονία εύρους ζώνης οπότε στην πραγματικότητα μπορεί να μειώσει την ισχύ του σήματος, για να μετριάσει την παρεμβολή από άλλες πηγές, χωρίς παράλληλα να μειωθεί σημαντικά η χωρητικότητα του καναλιού. Κατά συνέπεια, από την εξίσωση Shannon γίνεται κατανοητό ότι τα συστήματα UWB έχουν μεγάλη προοπτική για ασύρματες επικοινωνίες υψηλής χωρητικότητας. Κάποιοι άλλοι λόγοι για τους οποίους αναπτύχθηκαν οι ασύρματες επικοινωνίες είναι οι παρακάτω:

- η απόσταση μεταξύ πομπού και του δέκτη
- η ταυτόχρονη επικοινωνία για πολλούς χρήστες
- η αποστολή δεδομένων με μεγάλη ταχύτητα
- η αποστολή και λήψη ενός μεγάλου ποσού δεδομένων

Τα πρώτα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών, όπως για παράδειγμα η ασύρματη επικοινωνία στη θάλασσα, προορίστηκαν για την επικοινωνία πλοίων που απείχαν πολύ μεγάλες αποστάσεις. Εντούτοις, το ποσό δεδομένων που θα μπορούσε να μεταφερθεί αποτελεσματικά ήταν εξαιρετικά μικρό και η επικοινωνία χρειαζόταν πολύ μεγάλο χρονικό διάστημα. Χρησιμοποιώντας κώδικα Μορς, μόνο ένα άτομο μπορούσε "να μιλήσει" κάθε φορά. Πιο πρόσφατα, τα κυψελοειδή τηλεφωνικά συστήματα παρέχουν ταυτόχρονη επικοινωνία για πολλούς χρήστες. Η απόσταση μεταξύ της βάσης και του χρήστη περιορίζεται σε μερικά χιλιόμετρα. Μπορεί να ταξινομηθεί σαν ένα σύστημα όπου ένα μέτριο ποσό δεδομένων μπορεί να σταλεί γρήγορα σε λογικά πλαίσια. Ένα UWB σύστημα στρέφεται στις τελευταίες δύο ιδιότητες, αφού ένα μεγάλο ποσό δεδομένων μπορεί να μεταδοθεί πολύ γρήγορα. Αυτό γίνεται εις βάρος, κυρίως της απόστασης.

1.6 Επισκόπηση της εργασίας

Πρωταρχικός σκοπός της εργασίας αυτής ήταν η υλοποίηση ενός UWB ασύρματου δικτύου. Στην πραγματικότητα έγινε κυκλωματικός σχεδιασμός του UWB πομπού σε biphase pulse διαμόρφωση ενώ για την κατασκευή του δέκτη χρησιμοποιήθηκαν στοιχεία του ADS (Advanced Design System). Όλο το σύστημα προσομοιώθηκε στο ADS για να διαπιστωθεί η ορθή λειτουργία του και τα χαρακτηριστικά του (φάσμα, γραφικές).

Αρχικά λοιπόν, στο Κεφάλαιο 2 παρατίθεται η θεωρία και ο τρόπος της παραγωγής του UWB Gaussian παλμού καθώς και οι δημοφιλέστερες τεχνικές διαμόρφωσης. Ακόμη, αναλύεται η λειτουργία των διόδων SRD και Tunnel που

αποτελούν τα βασικότερα στοιχεία για την παραγωγή του παλμού. Τέλος γίνεται αναφορά στις τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης, time hopping και direct sequence.

Στη συνέχεια, στο Κεφάλαιο 3 πραγματοποιείται η κυκλωματική ανάλυση και εξηγείται ο τρόπος λειτουργίας ενός UWB pulse generator. Περιγράφεται αναλυτικά η λειτουργία των επιμέρους στοιχείων του πομπού και γίνεται προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS για να πάρουμε την μορφή του UWB παλμού σε κάθε σημείο του κυκλώματος.

Στο Κεφάλαιο 4 χρησιμοποιήθηκε η UWB γεννήτρια παλμών για την κατασκευή ενός συστήματος μετάδοσης δεδομένων και παρατηρήθηκε η μορφή των παλμών καθώς και το φάσμα τους. Επίσης, έγιναν οι απαραίτητες τροποποιήσεις ώστε το σύστημα να συμμορφώνεται με τους κανόνες της FCC.

Στο Κεφάλαιο 5 δοκιμάζεται η αξιοπιστία του UWB συστήματος υπό την παρεμβολή άλλων ασύρματων δικτύων. Συγκεκριμένα, γίνεται μετάδοση δεδομένων από τον UWB πομπό υπό την παρεμβολή μια Band Limited πηγής θορύβου, μιας narrowband ασύρματης πηγής 802.11b και μιας πηγής μεγάλου εύρους ζώνης. Με την προσομοίωση στο ADS παρατίθενται οι γραφικές του BER για κάθε περίπτωση ξεχωριστά.

Στο Κεφάλαιο 6 παρατίθεται η θεωρία γύρω από τις επιδράσεις του περιβάλλοντος στο UWB κανάλι και τη λειτουργία του δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, αναφέρονται οι multipath επιδράσεις, οι απώλειες διάδοσης εξαιτίας της απόστασης και η λειτουργία ενός rake receiver.

Στο Κεφάλαιο 7 γίνεται δοκιμή του UWB καναλιού σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον το οποίο μοντελοποιεί τις multipath επιδράσεις και τις απώλειες διάδοσης εξαιτίας της απόστασης. Ακόμη, παρατίθεται η γραφική Bit Error Rate σε σχέση με την απόσταση πομπού-δέκτη για τον υπολογισμό της μέγιστης δυνατής απόστασης που μπορεί να λειτουργεί το σύστημα χωρίς λάθη.

1.7 Σύνοψη

Σε αυτό το κεφάλαιο έγινε μια γενική αναφορά στην ιστορία και τα χαρακτηριστικά της UWB τεχνολογίας. Η πρώτη εφαρμογή της UWB τεχνολογίας ήταν τα ραντάρ, τα οποία αναπτύχθηκαν κυρίως ως στρατιωτικό εργαλείο, ενώ σήμερα χρησιμοποιείται πάρα πολύ και στις επικοινωνίες. Ιστορικά, η έννοια της UWB τεχνολογίας διατυπώθηκε στις αρχές της δεκαετίας του '60 μέσω της έρευνας στα ηλεκτρομαγνητικά κύματα, κάτι που απέδωσε αρχικά ο Gerald F. Ross. Επιπλέον, αναλύθηκαν τα βασικά οφέλη της UWB τεχνολογίας που είναι το υψηλό ποσοστό ροής δεδομένων, το χαμηλό κόστος εξοπλισμού, η χαμηλή κατανάλωση ισχύος, η ανοσία στην πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση (multipath), ο εντοπισμός και η επικοινωνία συγχρόνως και η ικανότητα διείσδυσης-διαπέρασης αντικειμένων. Ύστερα, έγινε αναφορά στα κύρια χαρακτηριστικά της UWB τεχνολογίας και στους περιορισμούς που έχει επιβάλει η FCC για την εκπομπή UWB σημάτων που ορίζει 7,5 GHz χρησιμοποιήσιμο εύρος ζώνης, μεταξύ 3,1 GHz και 10,6 GHz, για τις συσκευές επικοινωνιών. Τέλος, έγινε μια συνοπτική επισκόπηση όλης της εργασίας με τα περιεχόμενα κάθε κεφαλαίου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Παραγωγή UWB Παλμού

Στην προσπάθεια υλοποίησης ενός UWB πομπού κρίθηκε αναγκαία η κατασκευή μιας πηγής παραγωγής παλμών. Αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθεί παλμός Gaussian μορφής. Σε αυτό το κεφάλαιο, παρατίθεται η θεωρία στην οποία βασίστηκε η παραγωγή του UWB παλμού, διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης, καθώς και τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης.

2.1 Θεωρία παραγωγής του UWB παλμού.

Ο δημοφιλέστερος παλμός για τα συστήματα επικοινωνιών UWB είναι ο Gaussian παλμός λόγω σχήματος, μαθηματικής ευκολίας και ευκολίας παραγωγής. Αυτός περιγράφεται από την εξίσωση 2.1:

$$y_{g1}(t) = K_1 e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.1)$$

όπου:

$t \in \{-\infty, +\infty\}$

τ : time scaling factor

K_1 : Σταθερά

Με βάση τον Gaussian παλμό προκύπτει μια κατηγορία κυματομορφών που ονομάζεται κι αυτή Gaussian. Η μαθηματική της έκφραση είναι αντίστοιχη με την συνάρτηση του Gauss, η οποία περιγράφεται από την εξίσωση 2.2:

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{\frac{-x^2}{2\sigma^2}} \quad (2.2)$$

Περισσότερες κυματομορφές μπορούν να δημιουργηθούν με κάποιο υψιπερατό φιλτράρισμα του Gaussian παλμού. Το φιλτράρισμα ενεργεί με τρόπο παρόμοιο με την παραγωγή του παλμού. Για παράδειγμα, η πρώτη παράγωγος ενός Gaussian παλμού έχει την μορφή:

$$y_{g2}(t) = K_2 \frac{-2t}{\tau^2} e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.3)$$

όπου:

$$t : \varepsilon \{-\infty, +\infty\}$$

$$K_2: \text{Σταθερά}$$

Μια Gaussian doublet είναι η δεύτερη παράγωγος της εξίσωσης (2.1) και καθορίζεται από την εξίσωση 2.4:

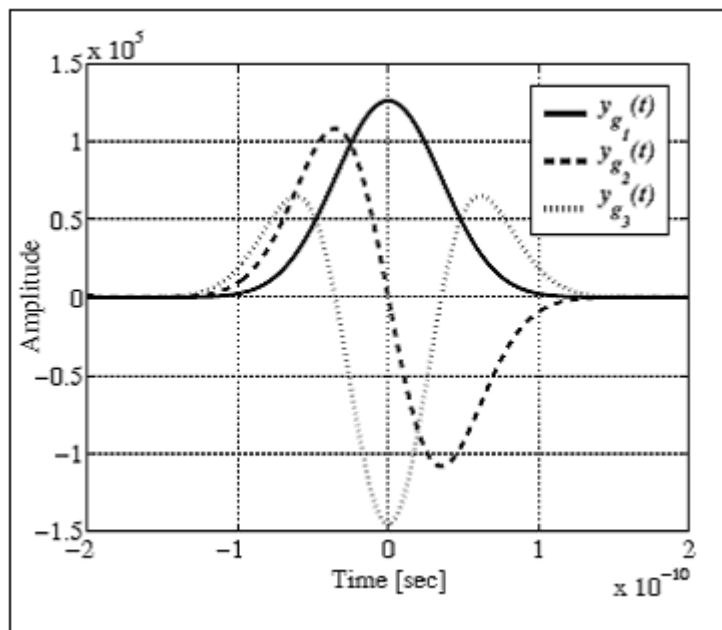
$$y_{g2}(t) = K_3 \frac{-2}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right) e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.4)$$

όπου:

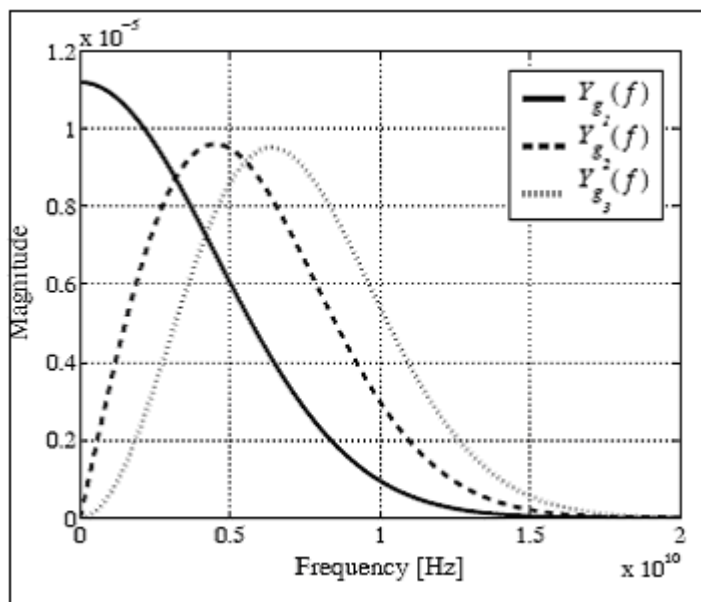
$$t : \varepsilon \{-\infty, +\infty\}$$

$$K_3: \text{Σταθερά}$$

Στο Σχήμα 2.1(α) παρατίθενται παραδείγματα κυματομορφών ενός Gaussian παλμού, της πρώτης παραγώγου του και ενός Gaussian doublet στο πεδίο του χρόνου και στο Σχήμα 2.1(β) οι παλμοί στο πεδίο της συχνότητας.



Σχήμα 2.1(α) Κυματομορφές Gaussian παλμού, πρώτης παραγώγου του και Gaussian doublet στο πεδίο του χρόνου.

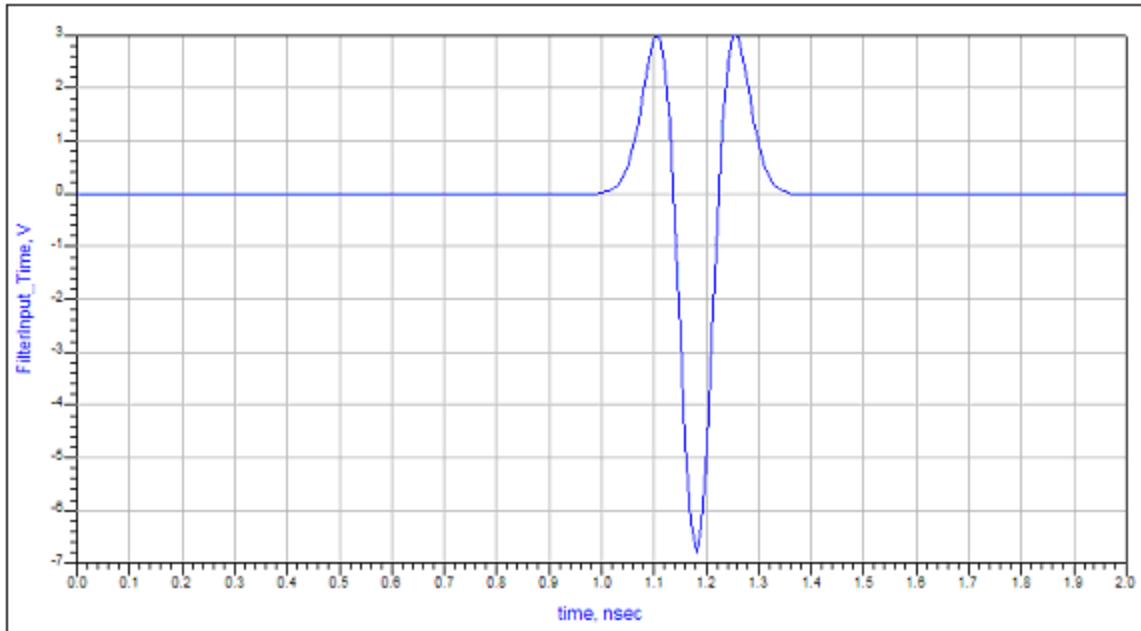


Σχήμα 2.1(β) Κυματομορφές Gaussian παλμού, πρώτης παραγώγου του και Gaussian doublet στο πεδίο της συχνότητας.

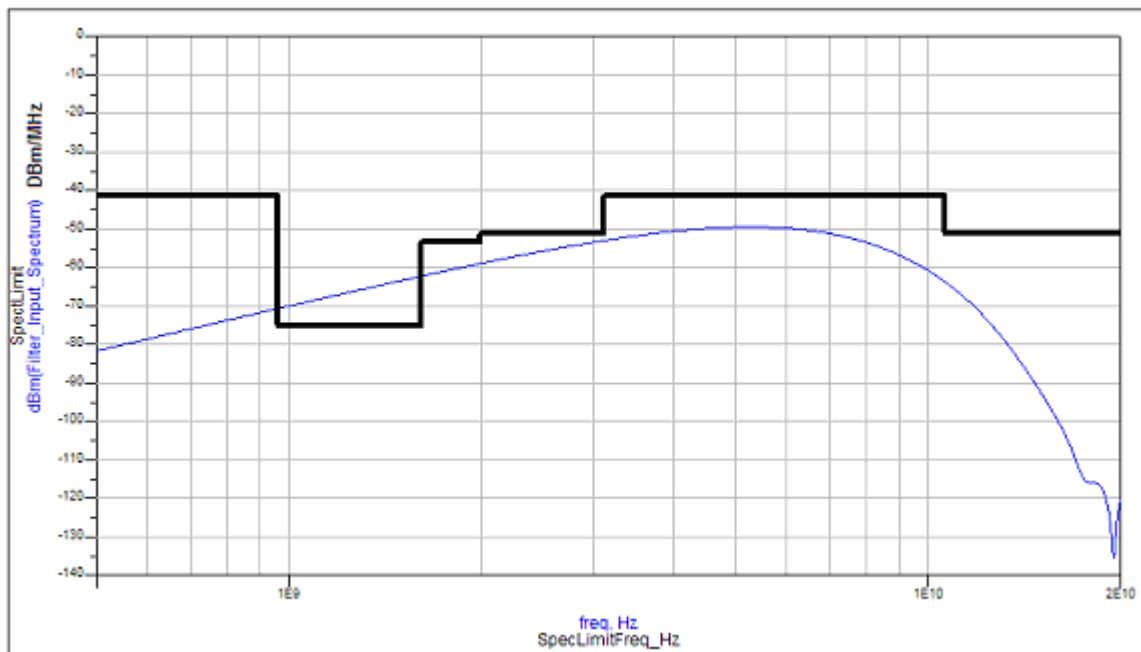
Το πλάτος του παλμού δίνεται από την σχέση

$$\tau = \sigma \times 2\pi(\text{sec}) \quad (2.5)$$

Η ενέργεια ενός Gaussian παλμού τάξεως λιγότερου του ενός nsec (Σχήμα 2.2(α)) είναι εξαπλωμένη σε ένα ευρύ φάσμα των συχνοτήτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2(β) .



Σχήμα 2.2(α) Παράδειγμα Gaussian παλμού



Σχήμα 2.2(β) Το φάσμα του Gaussian παλμού

2.3 Πυκνότητα Ισχύος Φάσματος

Η πυκνότητα ισχύος του φάσματος των UWB συστημάτων είναι πολύ χαμηλή, ειδικά για εφαρμογές επικοινωνιών. Αυτό το χαρακτηριστικό οδηγεί σε μια χαμηλή πιθανότητα ανίχνευσης και περιορίζει το ποσοστό παρεμβολής που προκαλείται στα συστήματα περιορισμένου εύρους ζώνης (narrowband). Η παρεμβολή που προκαλεί ένα UWB σύστημα οδηγεί συνήθως σε μια μικρή αύξηση του επιπέδου θορύβου στον δέκτη των narrowband συστημάτων. Επομένως, τα σήματα UWB μπορούν να συνυπάρξουν με τα τρέχοντα σήματα επικοινωνίας, ακόμη και μέσα στην ίδια ζώνη συχνότητας.

Η πυκνότητα ισχύος του φάσματος (PSD) καθορίζεται από τη σχέση:

$$PSD = \frac{P}{B} \quad (2.6)$$

όπου:

P: Η μεταδιδόμενη ισχύς σε Watts

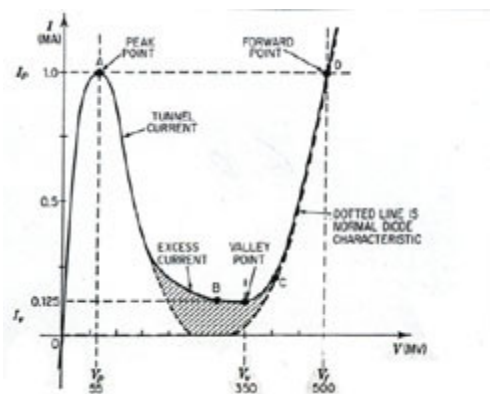
B: Το εύρος ζώνης του σήματος σε Hz

Μονάδα PSD: Watts/Hz

Ο Gaussian παλμός που περιγράφεται στην προηγούμενη ενότητα δεν συμμορφώνεται με τους κανονισμούς επικοινωνίας της FCC UWB, αφού η ενέργεια του φάσματος υπερβαίνει το μέγιστο σημείο εκπομπής που μας επιτρέπει η τελευταία. Για τη συμμόρφωση με τους κανονισμούς της, πρέπει να περιοριστεί το φάσμα του παλμού με τη χρήση ενός Highpass φίλτρου. Η εκτέλεση αυτής της λειτουργίας προκαλεί την περαιτέρω παραμόρφωση του παλμού, όπως συμβαίνει στην πραγματικότητα από το κανάλι επικοινωνίας και την κεραία. Η μορφή του παλμού απλώνεται στο πεδίο του χρόνου, προκαλώντας περιορισμό του μέγιστου ρυθμού επανάληψης του παλμού, προς αποφυγή επικάλυψης μεταξύ των παλμών.

2.4 Δίοδος Tunnel και SRD

Για την παραγωγή ενός ultra-short παλμού για ένα σύστημα επικοινωνιών UWB έχουν χρησιμοποιηθεί, ιστορικά, δύο συσκευές. Η χρήση διόδου tunnel ήταν η αρχική μέθοδος στις πρώτες συσκευές αποστολής σημάτων UWB. Η δίοδος tunnel είναι πολύ επιτυχής στις εφαρμογές γρήγορης μετάβασης (fast switching) λόγω της αρνητικής περιοχής αντίστασής της κάτω από το σημείο λειτουργίας της, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3. Για μια δίοδο tunnel, ένα ρεύμα μπορεί να δημιουργηθεί χρησιμοποιώντας μόνο μια μικρή τάση πόλωσης, διαδικασία γνωστή ως tunneling, όπου τα ηλεκτρόνια διασχίζουν τη σύνδεση PN βοηθούμενα από το doping profile ώστε να έχουν την απαιτούμενη ενέργεια για να το κάνουν. Μόλις η πιθανή τάση είναι μεγαλύτερη από το μέγιστο σημείο που παρουσιάζεται στο σχήμα, αναγκάζει το ρεύμα να μειωθεί έως ότου φθάσει στο σημείο valley point (ελάχιστο της γραφικής). Αυτό δημιουργεί ουσιαστικά μια αρνητική περιοχή αντίστασης λόγω της μείωσης στο ρεύμα. Δεδομένου ότι η αρνητική περιοχή αντίστασης αναγκάζει τη δίοδο tunnel να βρίσκεται σε μια ασταθή κατάσταση, σχεδόν στιγμιαία μεταπηδά στο forwarding point, όπου προκαλεί έναν βηματικό παλμό μικρής τάσης της τάξεως των picoseconds. Ένας Gaussian παλμός δημιουργείται έπειτα από το βηματικό παλμό που παράγεται από τη δίοδο tunnel χρησιμοποιώντας ένα απλό στέλεχος βραχυκυκλώματος, όπως θα φανεί αργότερα στο Σχήμα 2.4(α).



Σχήμα 2.3 Χαρακτηριστική της διόδου tunnel

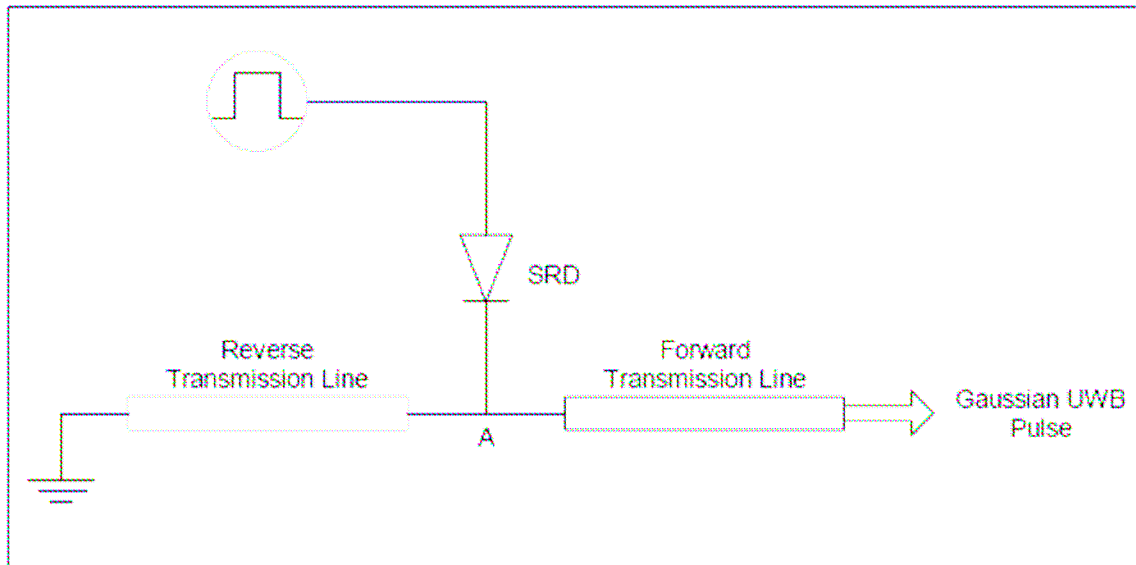
Παρόλο που οι δίοδοι tunnel φάνηκαν ελκυστικότερες από τα τρανσίστορς λόγω αυτών των μοναδικών switching χαρακτηριστικών, δεν είχαν βγει σε μαζική παραγωγή μέχρι τη δεκαετία του '60. Τα αρχικά μειονεκτήματα των διόδων tunnel είναι η χαμηλή σύνθετη αντίσταση, η παραγωγή χαμηλής τάσης και το γεγονός ότι έχουν δύο μέρη (PN).

Λόγω της δυσκολίας εύρεσης διόδων tunnel, οι δίοδοι SRD (Step Recovery Diodes) αποτελούν την δημοφιλέστερη πηγή για την παραγωγή των παλμών UWB. Μία SRD ενεργεί ως ελεγχόμενος διακόπτης, ανάλογα την φόρτισή του, χρησιμοποιώντας μια σύνδεση P-I-N η οποία έχει γρηγορότερα διακοπτικά χαρακτηριστικά από μια σύνδεση PN λόγω της μεγάλης απόστασης που χωρίζει τις περιοχές P και N και συνεπώς της μικρής της χωρητικότητας επαφής (junction capacitance). Η σύνθετη αντίσταση της P-I-N σύνδεσης εξαρτάται από το αποθηκευμένο φορτίο, το οποίο και χρησιμοποιείται για την δημιουργία παλμών ταχύτατης ανόδου/καθόδου. Το αποθηκευμένο αυτό φορτίο είναι minority carriers στην περιοχή I (πχ ηλεκτρόνια τα οποία διαχέονται από την περιοχή N στην περιοχή I ή οπές οι οποίες διαχέονται από την περιοχή P στην περιοχή I) οι οποίοι όταν η δίοδος πολωθεί ανάστροφα πρέπει να επιστρέψουν στις περιοχές από τις οποίες προήλθαν. Εάν μια ορθά πολωμένη SRD αντιστραφεί ξαφνικά εμφανίζεται να έχει χαμηλή σύνθετη αντίσταση έως ότου μειωθεί το φορτίο μέσα στη σύνδεση. Κατόπιν, η δίοδος επανέρχεται απότομα σε κατάσταση υψηλής σύνθετης αντίστασης, σταματώντας ουσιαστικά το αντίστροφο ρεύμα της SRD. Αυτή η μετάβαση στη σύνθετη αντίσταση, μαζί με το ρεύμα μέσα στην SRD πριν από τη διακοπή, προκαλεί μια ακίδα τάσης. Το χρονικό διάστημα που χρειάζεται αυτή η μετάβαση αναφέρεται συχνά ως snap time, που οδηγεί μερικούς μηχανικούς να αποκαλούν τις SRDs ως snap διόδους. Οι χαρακτηριστικές τιμές του snap time κυμαίνονται από 30 έως 250 ps, επιτρέποντας στις SRDs να παράγουν πλάτη παλμών της τάξεως των picoseconds.

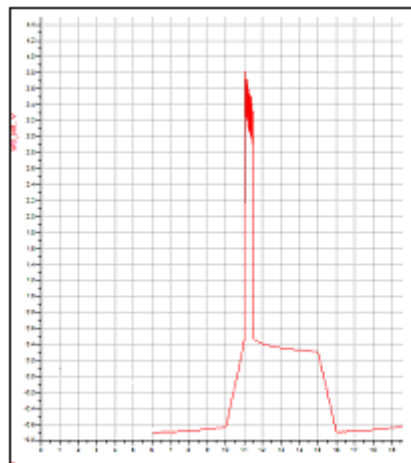
Επίσης, η φόρτιση στις SRDs συνήθως διαρκεί από 5 έως 15 ns, που σημαίνει ότι οι συχνότητες του επαναλαμβανόμενου παλμού για τις συσκευές αποστολής σημάτων UWB περιορίζονται σε 100 έως 200 MPulses/s, τα οποία μπορούν να είναι ή όχι επαρκή για μια ασύρματη επικοινωνία.

Το δικτύωμα το οποίο μπορεί να παράγει έναν παλμό πολύ μικρής διάρκειας με χρήση μιας SRD διάταξης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.4(α), ενώ ο ίδιος ο παλμός στο

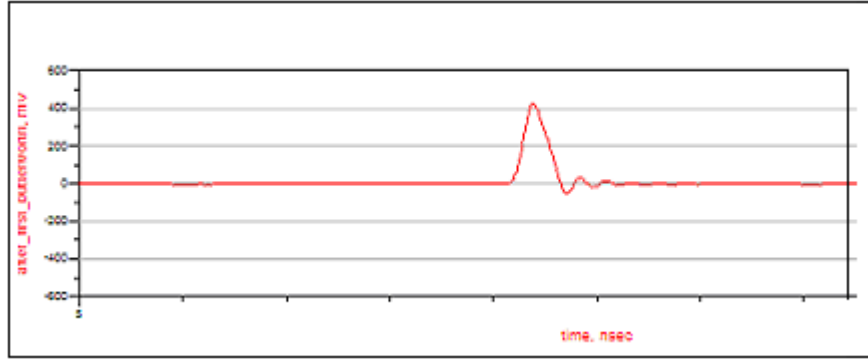
σημείο A φαίνεται στο Σχήμα 2.4(β). Όπως βλέπουμε, το κύκλωμα αυτό παράγει έναν ramp-like παλμό αντί της επιθυμητής Gaussian μορφής.



Σχήμα 2.4(α) Παράδειγμα SRD παλμογεννήτριας



Σχήμα 2.4(β) Ramp-like παλμός που παράγεται από την SRD δίοδο στο σημείο A



Σχήμα 2.4(γ) Gaussian παλμός στην έξοδο του κυκλώματος ο οποίος παράγεται από την σύνθεση των κυμάτων στις γραμμές μεταφοράς

Ο ramp-like παλμός παράγεται από την SRD και χωρίζεται στο σημείο A, ταξιδεύοντας κατά μήκος της reverse γραμμής μεταφοράς, ενώ παράλληλα διαδίδεται και στη forward γραμμή μεταφοράς. Ο ramp-like παλμός που κινείται κατά μήκος της reverse γραμμής μεταφοράς μετατρέπεται σε έναν ramp-like καθυστερημένο χρονικά παλμό αντίστροφης πολικότητας, λόγω του αρνητικού συντελεστή ανάκλασης του βραχυκυκλώματος. Στην forward γραμμή μεταφοράς, οι δύο παλμοί ενώνονται για να διαμορφώσουν έναν παλμό Gaussian μορφής όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4(γ). Χρησιμοποιώντας την ίδια κατασκευή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.4, η SRD μπορεί να αντικατασταθεί από μια δίοδο tunnel και να παράγει την ίδια μορφή παλμού.

Το πλάτος του Gaussian παλμού καθορίζεται από το μήκος της ανάστροφης γραμμής μετάδοσης και υπολογίζεται από τη σχέση :

$$\tau = \frac{2L_{TL}}{v_p} \quad (2.7)$$

όπου:

L_{TL} : μήκος του reverse transmission line (μέτρα)

v_p : Η ταχύτητα της φάσης κατά μήκος της αντίστροφης γραμμής μεταφοράς (meters/sec)

Η ταχύτητα της φάσης (phase velocity) κατά μήκος της αντίστροφης γραμμής μετάδοσης υπολογίζεται από τη σχέση :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.8)$$

όπου

c: Η ταχύτητα του φωτός (meters/sec)

ϵ_e : Η διηλεκτρική επιδεκτικότητα της γραμμής

Η διηλεκτρική επιδεκτικότητα ϵ_e για μια γραμμή microstrip υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/w}} \right) \quad (2.9)$$

όπου

ϵ_r : Είναι η διηλεκτρική επιδεκτικότητα του υποστρώματος του microstrip

d: Είναι το πάχος του υποστρώματος του microstrip (meters)

w: Είναι το πλάτος της γραμμής μετάδοσης του microstrip (meters)

Για λόγους σχεδιασμού συστημάτων επιδιώκεται συχνά ένα συγκεκριμένο πλάτος παλμού. Η εξίσωση (2.7) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καθορίσει το μήκος της γραμμής μετάδοσης, οριστικοποιώντας το σχεδιασμό του παλμού που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.4. Στις εφαρμογές RF, η Gaussian μορφή παλμού είναι συχνά παραμορφωμένη, καθώς εμφανίζεται υπερβολικό ringing λόγω του γρήγορου χρόνου ανόδου του παλμού και των παρασιτικών επιδράσεων του κυκλώματος. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να αποφευχθεί χρησιμοποιώντας στην έξοδο ένα κύκλωμα μορφοποίησης παλμού (pulse shaping network), όπως θα παρουσιαστεί αργότερα.

2.5 UWB Τεχνικές Διαμόρφωσης

Αν και χρησιμοποιούνται πάρα πολλές τεχνικές διαμόρφωσης στα συστήματα UWB, τρεις είναι αυτές που εμφανίζονται συχνότερα στις ερευνητικές εργασίες. Αυτές είναι, η On-Off διαμόρφωση (OOK), η Biphase Modulation, και η Binary Pulse Position Modulation (Binary PPM) λόγω της απλότητας και της ευελιξίας τους στα συστήματα επικοινωνίας με μικρό duty cycle παλμό. Παρακάτω αναλύονται οι τεχνικές αυτές.

2.5.1 OOK Διαμόρφωση

Η OOK, είναι μια απλή τεχνική διαμόρφωσης παλμών όπου ένας παλμός μεταδίδεται αναπαριστώντας το δυαδικό "1", ενώ κανένας παλμός δεν μεταδίδεται για το δυαδικό "0". Η μαθηματική έκφραση της τεχνικής OOK περιγράφεται από τη σχέση:

$$w(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j s(t - jT_f) \quad (2.10)$$

όπου:

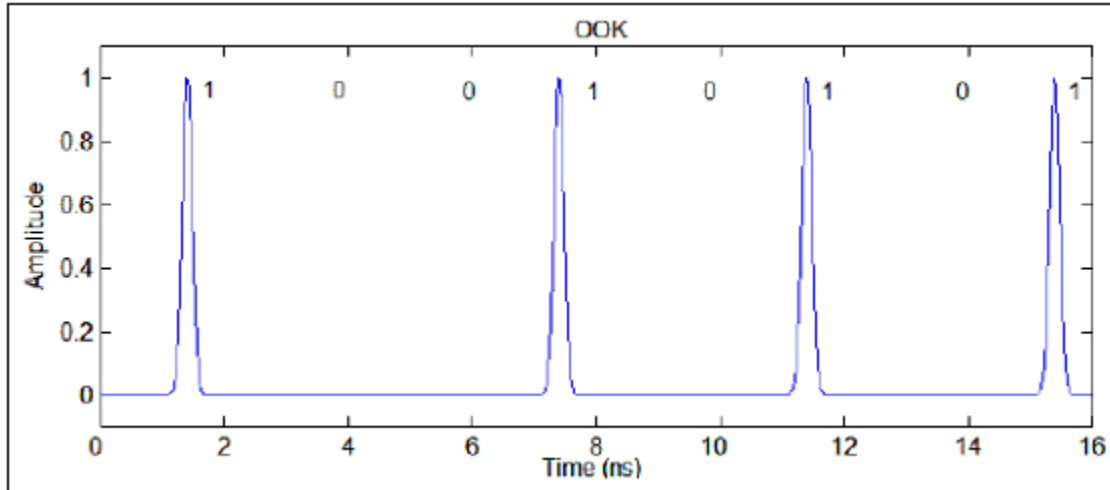
$w(t)$: είναι το μεταδιδόμενο σήμα UWB

b_j : $\in \{0,1\}$ bit δεδομένων

$s(t)$: είναι η μορφή του παλμού

T_f : frame period (δευτερόλεπτα)

Παράδειγμα OOK διαμόρφωσης δίνεται στο Σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.5 OOK Διαμόρφωση

Ένα προφανές πλεονέκτημα στη χρησιμοποίηση OOK είναι η απλότητα της εφαρμογής, δεδομένου ότι μόνο μια γεννήτρια παλμών είναι απαραίτητη, σε αντιδιαστολή με τη Biphase διαμόρφωση όπου χρειάζονται δύο. Ο έλεγχος των μεταδιδόμενων παλμών μπορεί να γίνει από έναν απλό διακόπτη RF, κλείνοντάς τον για κάθε bit "1" και ανοίγοντάς τον για κάθε bit "0". Αυτή η απλή εφαρμογή καθιστά την OOK δημοφιλή για λιγότερο σύνθετα συστήματα UWB.

Αν και η OOK έχει πολύ απλή εφαρμογή, έχει και πολυάριθμα μειονεκτήματα. Σε μια κατασκευή δέκτη, είτε γίνεται κυκλωματικά είτε προγραμματιστικά, ο συγχρονισμός μπορεί να χαθεί εύκολα εάν τα δεδομένα περιέχουν μια σταθερή ακολουθία από μηδενικά.

Η πιθανότητα λάθους bit δίνεται από τη σχέση:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right) \quad (2.11)$$

όπου:

E_b : είναι η μέση ενέργεια ανά bit (Joule)

N_o : είναι η πυκνότητα ισχύος του φάσματος θορύβου στον δέκτη(Joule)

Η συνάρτηση Q δίνεται από τη σχέση:

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-\lambda^2/2} d\lambda \quad (2.12)$$

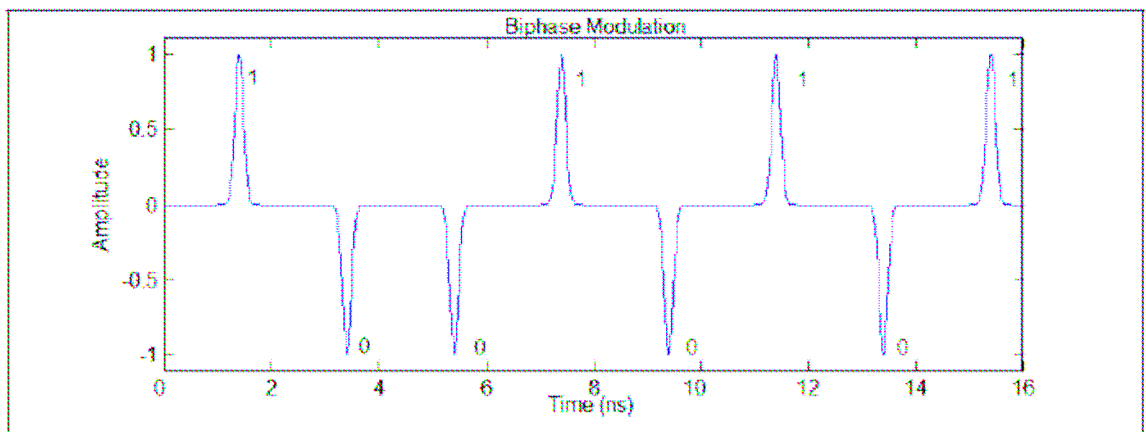
2.5.2 Biphase Διαμόρφωση

Στους γενικούς όρους διαμόρφωσης παλμού, η διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM) μεταδίδει τα δεδομένα με την διακύμανση του πλάτους του κάθε παλμού ανάλογα με το bit που μεταδίδει. Η πιο συνηθισμένη μορφή του PAM στις επικοινωνίες UWB είναι η 2-PAM, ή biphase διαμόρφωση, όπου διαμορφώνεται η πολικότητα ενός παλμού. Σε αυτήν την κατάσταση, ένας θετικός παλμός μεταδίδεται για κάθε "1" και ένας αρνητικός παλμός μεταδίδεται για κάθε "0". Η κυματομορφή ενός biphase διαμορφωμένου σήματος φαίνεται στο Σχήμα 2.6 και περιγράφεται από τη μαθηματική εξίσωση (2.13) :

$$w(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j s(t - jT_f) \quad (2.13)$$

όπου:

$b_j \in \{-1, 1\}$ bit δεδομένων



Σχήμα 2.6 Biphase Διαμόρφωση

Η πιθανότητα του λάθους bit για τη biphase διαμόρφωση δίνεται από την σχέση (2.14):

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \quad (2.14)$$

όπου:

Q : η Q συνάρτηση

E_b : είναι η μέση ενέργεια ανά bit (Joule)

N_o : είναι η πυκνότητα ισχύος του φάσματος θορύβου στον
ανιχνευτή (Joule)

Ένα όφελος της biphase διαμόρφωσης είναι η δυνατότητά να εξαλείφει τις φασματικές γραμμές λόγω της αλλαγής στην πολικότητα του παλμού. Αυτή η πτυχή ελαχιστοποιεί το ποσό παρεμβολής με τα συμβατικά ραδιο συστήματα. Μπορεί επίσης να επιτευχθεί μια μείωση στην συνολική μεταδιδόμενη ισχύ, κάνοντας τη biphase διαμόρφωση μια δημοφιλή τεχνική στα συστήματα UWB, όταν η απόδοση της ενέργειας αποτελεί προτεραιότητα.

Ένα μειονέκτημα της biphase διαμόρφωσης είναι ότι είναι πιο σύνθετη η κατασκευή του κυκλώματος, δεδομένου ότι δύο γεννήτριες παλμών (μία για τους θετικούς και μία για τους αρνητικούς παλμούς) είναι απαραίτητες αντί μιας, όπως συμβαίνει στην OOK. Αυτό παρουσιάζει ένα πρόβλημα κατά την προσπάθεια να μεταδοθεί μια ακολουθία παλμών, αφού ο χρόνος μεταξύ των παλμών μπορεί να γίνει μη περιοδικός εάν οι γεννήτριες παλμών δεν είναι απόλυτα συγχρονισμένες. Παρόλα αυτά τα ζητήματα, η biphase διαμόρφωση είναι ένας πολύ αποδοτικός τρόπος για τη μετάδοση UWB παλμών.

2.5.3 Δυαδική PPM

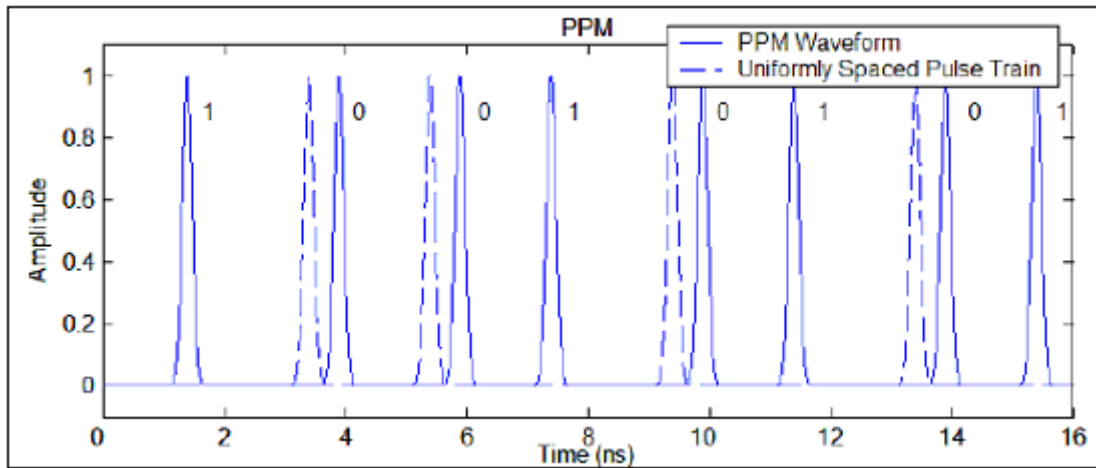
Η τελευταία UWB τεχνική διαμόρφωσης η οποία θα αναφερθεί είναι η PPM, η οποία είναι μια τεχνική όπου ο συγχρονισμός κάθε παλμού αλλάζει για τη μετάδοση δεδομένων αντί να αλλάζει το πλάτος του παλμού. Η απλούστερη μορφή της PPM είναι η δυαδική PPM, όπου ένας παλμός σε μια ακολουθία ομοιόμορφα χωρισμένων παλμών αντιπροσωπεύει το "1" και ένας μετατοπισμένος στο χρόνο παλμός από την ακολουθία αντιπροσωπεύει το "0". Η δυαδική τεχνική PPM φαίνεται στο σχήμα 2.7 και περιγράφεται από την εξίσωση (2.15):

$$w(t) = \sum_{j=1}^{\infty} s(t - jT_f - \delta b_j) \quad (2.15)$$

όπου:

$b_j : \in \{0,1\}$ bits δεδομένων

δ : είναι ο πίνακας διαμόρφωσης



Σχήμα 2.7 PPM Διαμόρφωση

Η εξίσωση του BER για τη δυαδική PPM μπορεί να περιγραφεί από την εξίσωση (2.16):

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right) \quad (2.16)$$

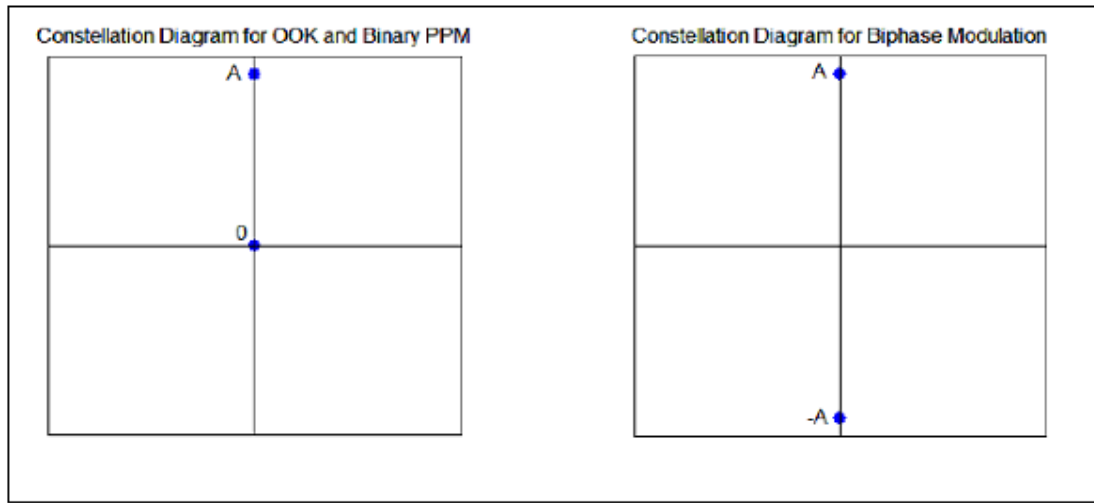
Το πιο θετικό χαρακτηριστικό γνώρισμα της PPM είναι η ορθογώνια μορφή που παρουσιάζεται στα δεδομένα της. Κάθε ένας από τους παλμούς είναι ανεξάρτητος χρονικά από κάθε άλλον, εννοώντας ότι ο χρόνος κατά τη διάρκεια της περιόδου συμβόλων μπορεί να χωριστεί για να ψάξει κάθε παλμό μέσα σε κάθε χρονικό σημείο. Στην περίπτωση της διαμόρφωσης M-ary, η PPM παρέχει την καλύτερη απόδοση λάθους BER από την PAM και έχει επίσης το πλεονέκτημα της ασύγχρονης λήψης.

Ένα προφανές μειονέκτημα της PPM είναι η ευαισθησία στην επιρροή μεταξύ των συμβόλων (Intersymbol Interference) καθώς απαιτούνται πολλαπλές θέσεις για την μετάδοση σε υψηλότερο ρυθμό δεδομένων. Η PPM πρέπει να χαμηλώσει το ρυθμό μετάδοσης παλμών για να αποφύγει αυτήν την επίδραση. Επομένως, υπάρχει ένας περιορισμός ρυθμού μετάδοσης δεδομένων κατά τη χρησιμοποίηση M-ary PPM στις εφαρμογές UWB. Ακόμα και όταν μειώνεται το Intersymbol Interference στον πομπό με τη μείωση του ρυθμού μετάδοσης παλμών, multipath φαινόμενα είναι πιθανότερο να δημιουργήσουν επικάλυψη με τον επόμενο παλμό, που προκαλεί τα λάθη δεδομένων στο δέκτη, εάν οι ανακλάσεις είναι ισχυρές. Αυτοί οι τύποι προβλημάτων οδηγούν σε ένα πιο σύνθετο σχέδιο δέκτη το οποίο εμποδίζει τη χρήση της τεχνικής PPM.

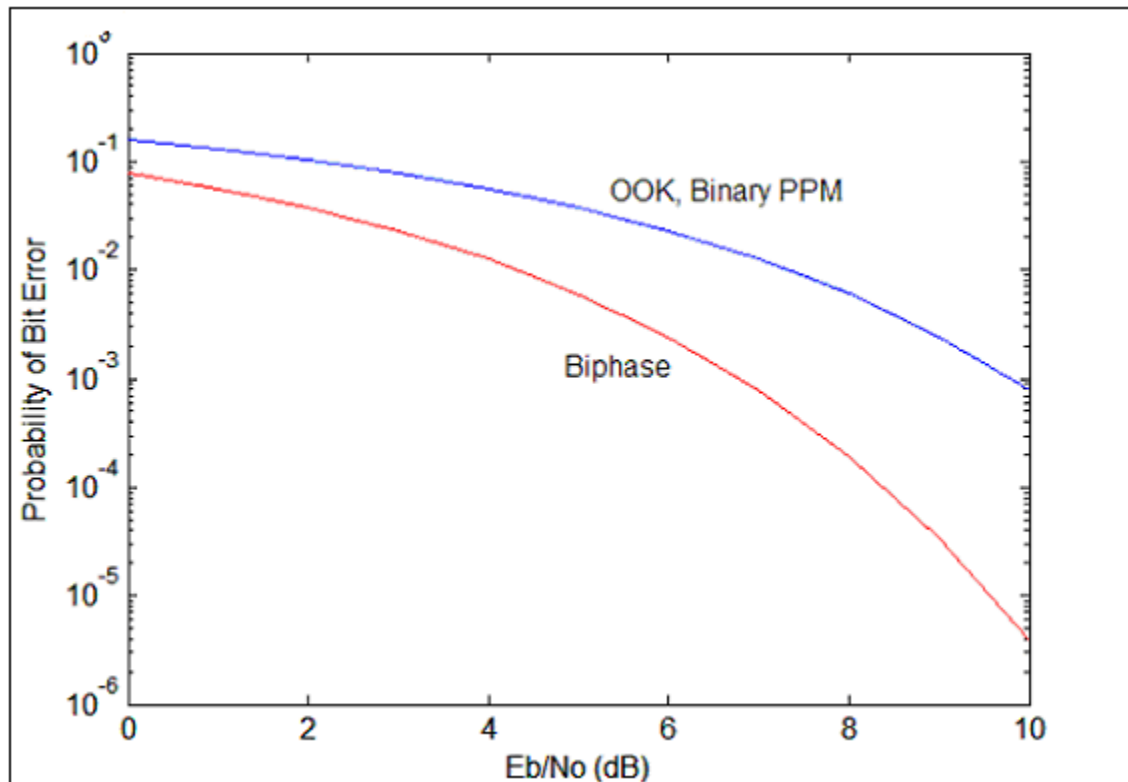
2.5.4 Σύγκριση Bit Error Rate στις OOK, Biphase και PPM Διαμορφώσεις

Η απόδοση της Biphase διαμόρφωσης όσο αφορά το BER (bite eror rate) είναι καλύτερη από την OOK εξαιτίας της υψηλότερης ενεργειακής διαφοράς για τα bit '1' και '0' στην πρώτη περίπτωση. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.8, η διαφορά στο πλάτος του παλμού είναι A, ενώ στη biphase διαμόρφωση η διαφορά είναι 2·A. Τα λάθη των bit εμφανίζονται λιγότερο συχνά όταν η διαφορά πλάτους είναι μεγαλύτερη επειδή

περισσότερη διαστρέβλωση (impairment) είναι απαραίτητη στο κανάλι για να έχει επιπτώσεις σε μια απόφαση αναγνώρισης των bits. Συνεπώς ένα πλεονέκτημα της biphase διαμόρφωσης είναι η βελτιωμένη απόδοση του BER σε σχέση με την OOK, δεδομένου ότι το E_b / N_o είναι 3 dB λιγότερο από ότι στην OOK, για ίδια πιθανότητα λάθους BER όπως φαίνεται στο σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.8 Ενεργειακή Διαφορά Συμβόλων για OOK, Binary PPM και Biphase διαμόρφωσης



Σχήμα 2.9 Θεωρητική πιθανότητα BER για OOK, Δυαδική PPM και Biphase διαμόρφωση

Όπως επίσης φαίνεται από τα Σχήματα 2.8 και 2.9 ένα από τα μειονεκτήματα της PPM είναι η απόδοση BER. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8, η ενεργειακή διαφορά μεταξύ των συμβόλων είναι η ίδια όπως στην OOK. Αυτή η έλλειψη ενέργειας σημάτων αναγκάζει τη δυαδική PPM να έχει ίδια πιθανότητα λάθους bit με την OOK, ή 3 dB χειρότερα από τη biphase διαμόρφωση.

2.5.5 Τεχνικές Πολλαπλής πρόσβασης

Χρησιμοποιώντας την UWB τεχνολογία, δύο κοινές τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης εφαρμόζονται συνήθως στα σχέδια διαμόρφωσης που συζητήθηκαν προηγουμένως. Το Time hopping (TH) μπορεί να εφαρμοστεί σε όλες τις τεχνικές διαμόρφωσης, όπου σε κάθε χρήστη ορίζεται μια περιοδική χρονική ακολουθία (time hopping). Αυτή η ακολουθία μειώνει τις συγκρούσεις στο σύστημα επικοινωνιών με την ανάθεση σε κάθε χρήστη ενός μοναδικού χρονικού διαστήματος. Κάθε δέκτης μπορεί να

ανιχνεύσει ένα σήμα κατά τη διάρκεια της μοναδικής χρονικής ακολουθίας, μετριάζοντας την παρεμβολή. Η μαθηματική έκφραση του μεταδιδόμενου σήματος του k χρήστη είναι:

$$w^{(k)}(t^{(k)}) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} s[t^{(k)} - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta b_{[j/N_s]}^{(k)}] \quad (2.17)$$

όπου:

$t^{(k)}$ είναι ο χρόνος ρολογιού του k πομπού (sec).

s είναι η κυματομορφή του μεταδιδόμενου παλμού

T_f είναι η περίοδος του παλμού(sec) .

$c_j^{(k)}$ είναι η περιοδική χρονική ακολουθία (time hopping sequence).

T_c είναι η διάρκεια των delay bins

$b_j^{(k)}$ είναι η ακολουθία δεδομένων

N_s είναι ο αριθμός παλμών σε οποιοδήποτε δεδομένο δυαδικό σύμβολο

δ είναι το modulation index

Η Direct Sequence (DS) είναι η άλλη μορφή της τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης (multiple access), και περιορίζεται στις OOK και biphase διαμορφώσεις. Η ιδέα είναι να διαμορφωθεί μια antipodal ακολουθία PN με μια συνεχή σειρά παλμών. Στο δέκτη, η κυματομορφή αποδιαμορφώνεται χρησιμοποιώντας την ίδια ακολουθία PN, η οποία είναι μοναδική κατά την διάρκεια της επικοινωνίας. Επομένως, ένα ελάχιστο ποσό παρεμβολής εμφανίζεται με άλλους χρήστες δεδομένου ότι τους ορίζονται διαφορετικοί κώδικες PN με καλές ιδιότητες αυτοσυσχέτισης και ετεροσυσχέτισης. Η μεταδιδόμενη Direct Sequence κυματομορφή προκύπτει από τη σχέση (2.18):

$$w^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_r-1} b_i^{(k)} a_n^{(k)} s(t - iT_r - nT_c) \quad (2.18)$$

όπου:

N_r είναι το κέρδος του φάσματος διάδοσης

$b_i^{(k)}$ είναι τα διαμορφωμένα σύμβολα δεδομένων για τον k χρήστη

$a_n^{(k)}$ είναι τα spreading chips του k χρήστη

w είναι η κυματομορφή του μεταδιδόμενου παλμού

T_r είναι η περίοδος των bit(seconds)

T_c είναι η chip period (seconds)

2.6 Σύνοψη

Σε αυτό το κεφάλαιο παρατέθηκε η θεωρία στην οποία βασίστηκε η παραγωγή του UWB Gaussian παλμού και περιγράφηκε αναλυτικά η λειτουργία των διόδων tunnel και SRD που είναι βασικά στοιχεία για την παραγωγή του. Επίσης έγινε αναφορά σε διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης όπως η OOK(On-Off) η δυαδική PPM και η Biphase και έγινε σύγκριση μεταξύ τους για την απόδοση του bit error rate. Αποδείχθηκε ότι η biphase διαμόρφωση έχει καλύτερη απόδοση bit error rate εξαιτίας της μεγαλύτερης ενεργειακής διαφοράς του bit '1' από το bit '0' και επομένως της. Επιπλέον, περιγράφεται η λειτουργία ενός κυκλώματος με δίοδο SRD για την κατασκευή της γεννήτριας παλμών που θα παρουσιαστεί στο επόμενο κεφάλαιο. Τέλος έγινε αναφορά και σε δύο τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης, Time Hopping και Direct Sequence.

Κεφάλαιο 3

Σχεδιασμός και υλοποίηση UWB πομπού

3.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα πραγματοποιηθεί η ανάλυση του κυκλώματος μιας UWB γεννήτριας θετικών και αρνητικών παλμών. Θα περιγραφεί η λειτουργία των επιμέρους στοιχείων του κυκλώματος και θα γίνει προσομοίωση στο σχεδιαστικό πακέτο Advanced Design System της Agilent (ADS) για να εξαχθούν οι γραφικές που δείχνουν την μορφή του παλμού σε κάθε σημείο του κυκλώματος.

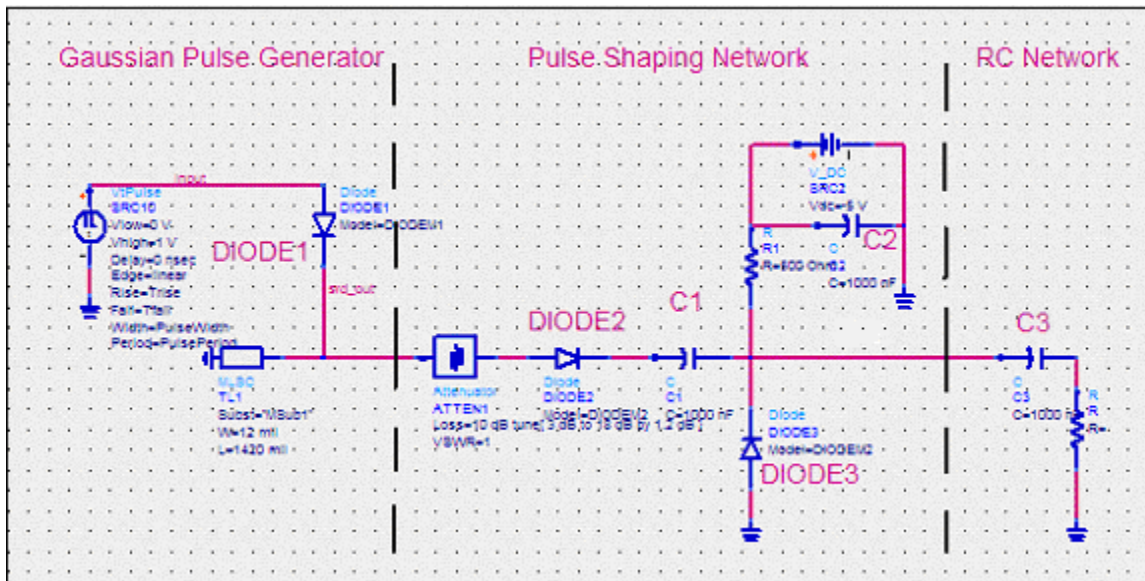
3.2 Σχεδιασμός πομπού.

Κατά την κατασκευή ενός UWB πομπού σε biphase διαμόρφωση δημιουργήθηκε η ανάγκη αποστολής θετικών και αρνητικών παλμών. Η ανάγκη αυτή ικανοποιήθηκε με το σχεδιασμό ενός UWB pulse generator. Εφόσον χρησιμοποιείται biphase διαμόρφωση επιβάλλεται η μετάδοση τόσο θετικών όσο και αρνητικών παλμών. Έτσι χρησιμοποιήθηκαν δυο γεννήτριες παλμών, μια που παράγει τον θετικό και μια που παράγει τον αρνητικό. Παρακάτω, αναλύεται η λειτουργία της SRD παλμογεννήτριας και παρατίθενται οι γραφικές που δείχνουν την μορφή του παλμού σε όλα τα στάδια της δημιουργίας του μέχρι την τελική του μορφή.

3.3 SRD Παλμογεννήτρια

Η γεννήτρια παλμού για τη συσκευή αποστολής σημάτων είναι ένα κύκλωμα βασισμένο στα χαρακτηριστικά μετάβασης μιας SRD. Οι δίοδοι αυτού του τύπου σχεδιάζονται για να έχουν έναν πολύ απότομο χρόνο μετάβασης από την ορθή στην ανάστροφη πόλωσή τους, κάτι που τις καθιστά πολύ δημοφιλείς συσκευές για τις γεννήτριες παλμού.

Το κύκλωμα στο Σχήμα 3.1 παρουσιάζει τη σχηματική αναπαράσταση της γεννήτριας θετικών παλμών. Το κύκλωμα αποτελείται από τρία μέρη: Την γεννήτρια Gaussian παλμού, το δικτύωμα μορφοποίησης του παλμού (pulse shaping network) και ένα RC network για την μορφοποίηση του φάσματος του παλμού στις χαμηλές συχνότητες.



Σχήμα 3.1 Γεννήτρια παραγωγής θετικών παλμών στο ADS

Χρησιμοποιούμε ως πηγή έναν σταθερό τετραγωνικό ταλαντωτή (SRC10) με περίοδο $T=10$ nsec (Fox Jito-2 part). Η αντιστροφή της SRD (Metelics SMMD-0840 part με 10 nsec carrier lifetime και 70 psec transition time) προκαλεί τη μετάβαση σε

κατάσταση υψηλής σύνθετης αντίστασης και κατά επέκταση σε υψηλό αρνητικό ρεύμα εξόδου.

Μόλις φθάσει ο παλμός στη γραμμή μετάδοσης, χωρίζεται σε δύο αρνητικούς ramp παλμούς, κάθε ένας των οποίων διαδίδεται σε αντίθετες πλευρές. Ένας από τους παλμούς ταξιδεύει κατά μήκος μιας βραχυκυκλωμένης γραμμής μεταφοράς (MLSC), με αποτέλεσμα την δημιουργία ενός καθυστερημένου χρονικά παλμού αντίστροφης πολικότητας λόγω του αρνητικού συντελεστή ανάκλασης. Οι δύο παλμοί ενώνονται για να διαμορφώσουν έναν παλμό στην είσοδο του εξασθενητή (ATTENUATOR), ο οποίος είναι απαραίτητος για να ελαχιστοποιήσει τις ανακλάσεις στη γραμμή μετάδοσης και να βοηθήσει με το ταίριασμα της σύνθετης αντίστασης. Για να πάρει αυτός ο παλμός την επιθυμητή μορφή ώστε να μπορεί να χαρακτηριστεί Gaussian παλμός θα πρέπει να περάσει από κάποιο φίλτρο, όπως θα δούμε παρακάτω. Το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους καθορίζει το πλάτος του παλμού, όπως έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 2, λόγω της καθυστέρησης διάδοσης του ανακλώμενου ramp κατά μήκος της αντίστροφης γραμμής μετάδοσης.

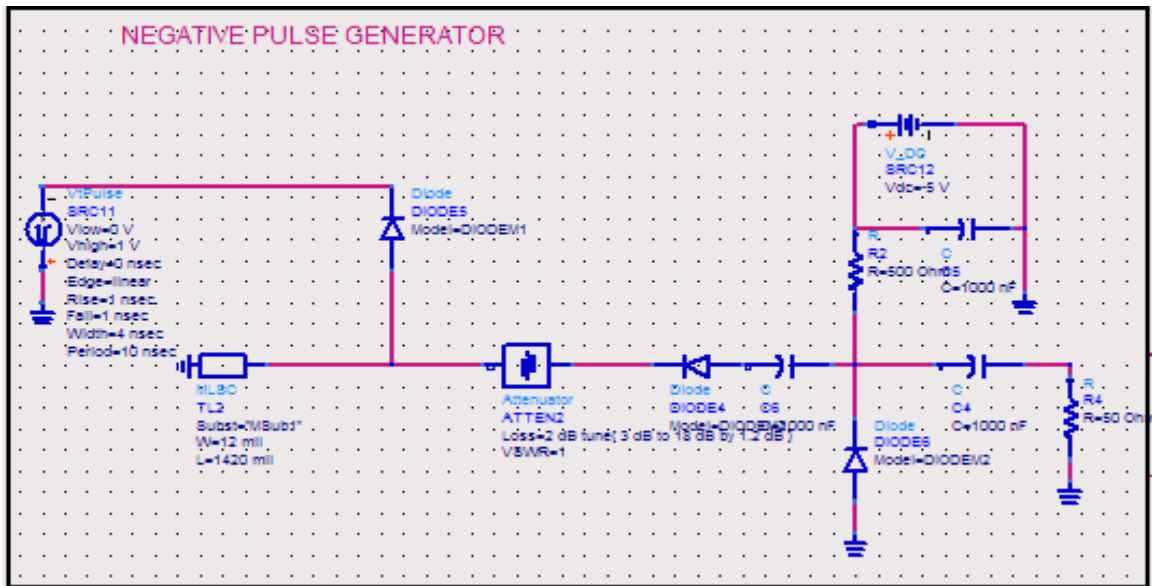
Επιθυμώντας την παραγωγή ενός παλμού πλάτους 1 nsec με βάση τον τύπο στο κεφάλαιο 2 (σχέση 2.7) και με μερικές δοκιμές, τέθηκε το μήκος της αντίστροφης γραμμής μεταφοράς $L=1420$ mil. Θεωρητικά εάν το μήκος της αντίστροφης γραμμής μεταφοράς μειωθεί στο μισό $L=710$ mil θα πρέπει και το πλάτος του παλμού να μειωθεί στο μισό.

Τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος σχεδιάστηκαν για να διαμορφώσουν τον παλμό και να μειώσουν το ringing. Η δίοδος Schottky, DIODE2, (Metelics SMSD-6004) στο Σχήμα 3.1, ολοκληρώνει αυτόν τον στόχο με την αφαίρεση οποιουδήποτε αρνητικού ringing, ενεργώντας ουσιαστικά ως διορθωτής ημικυμάτων. Οποιαδήποτε τάση κάτω από την τάση ορθής πόλωσης (περίπου 0,6 volt) στον παλμό εισόδου αναγκάζει τη δίοδο να αντιστραφεί, και θέτει εκτός λειτουργίας την έξοδο αποτελεσματικά έως ότου η είσοδος φθάσει σε ένα θετικό επίπεδο τάσης. Ο πυκνωτής C1 ($C=1000$ nF) αποβάλλει το συνεχές ρεύμα που υπάρχει, το οποίο προκαλεί ένα μικρό ποσό θετικού και αρνητικού ringing.

Η δίοδος διακλάδωσης Schottky, DIODE3, (Metelics SMSD-6004) μειώνει το ringing στην ακολουθία των παλμών, ενεργώντας ως διακόπτης με ένα συνεχές πολωμένο κύκλωμα. Καθώς ο παλμός περνά μέσω της δίοδου διακλάδωσης, το ρεύμα

εκμηδενίζεται λόγω του κύματος στην τάση, κάτι που επιτρέπει στον παλμό να περάσει χωρίς παραμόρφωση. Μόλις υποχωρήσει το κύμα τάσης, η διόδος επανέρχεται σε ορθή πόλωση το οποίο της επιτρέπει να ξαναγίνει βραχυκύκλωμα. Αποτελεσματικά, το ringing ενεργεί ως κυματομορφή εναλλασσόμενου ρεύματος και δεδομένου ότι η τάση της δεν είναι αρκετά υψηλή ώστε να αντιστρέψει τη διόδο, περνά μέσω της διόδου στο έδαφος λόγω της χαμηλής σύνθετης αντίστασης. Ο πυκνωτής C3 ($C=1000\text{ nF}$) χρησιμεύει επίσης ως ένας DC Block πυκνωτής, ενώ ο C2 ($C=1000\text{ nF}$) είναι ένας πυκνωτής παράκαμψης RF για την μείωση των επιπέδων θορύβου της πηγής.

Στο κύκλωμα του σχήματος 3.2 φαίνεται το κύκλωμα της γεννήτριας αρνητικών παλμών. Η υλοποίηση έγινε με τρόπο αντίστοιχο με αυτόν της γεννήτριας θετικών παλμών με την διαφορά ότι αντιστρέψαμε την πηγή τετραγωνικών παλμών και τις δύο διόδους Schottky (DIODE1 και DIODE2).

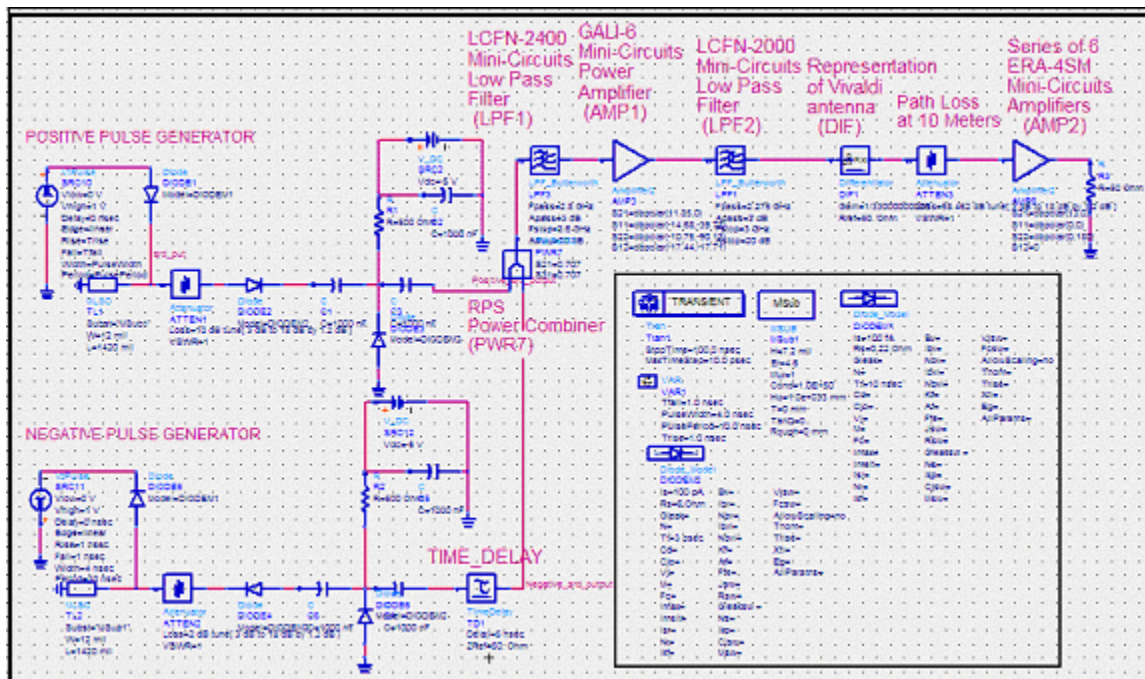


Σχήμα 3.2 Γεννήτρια παραγωγής αρνητικών παλμών στο ADS

3.4 Τελική Διαμόρφωση παλμού

Για την παραγωγή παλμού επιθυμητής μορφής χρησιμοποιήθηκε μια σειρά από φίλτρα και ενισχυτές που θα περιγραφούν παρακάτω καθώς επίσης χρησιμοποιήθηκε και ένα ισοδύναμο κεραίας. Στο Σχήμα 3.3 φαίνεται το ολοκληρωμένο κύκλωμα παραγωγής

θετικών και αρνητικών παλμών με το οποίο έγινε προσομοίωση στο ADS για να πάρουμε την μορφή του παλμού σε διάφορα σημεία του κυκλώματος. Το κύκλωμα αποτελεί ένα πλήρες σύστημα πομπού-δέκτη. Ο πομπός αποτελείται από όλα τα στοιχεία μέχρι και την κεραία. Στη συνέχεια το σήμα στέλνεται στο κανάλι, το οποίο μοντελοποιείται ως μια εξασθένηση. Τέλος, το σήμα λαμβάνεται από τον δέκτη (εδώ αναπαρίσταται ως ένας ενισχυτής – ο AMP2. Η κεραία λήψης δεν συμπεριλήφθηκε για λόγους απλότητας).



Σχήμα 3.3 UWB πομπός και δέκτης θετικών και αρνητικών παλμών

3.4.1 Ενισχυτές και φίλτρα

Το σήμα από την θετική και την αρνητική γεννήτρια παλμών συνδυάζεται σε ένα ενιαίο σήμα με έναν RF combiner, το PWR7 (RPS-2-30 power combiner). Στο κύκλωμα παραγωγής αρνητικού παλμού χρησιμοποιείται ένας time delay 5 nsec (TIME_DELAY) για να μπορούμε να βλέπουμε στην γραφική τον θετικό και τον αρνητικό παλμό παράλληλα. Τα LPF1 και LPF2 στο σχήμα (mini-Circuits LFCN- 2400 (DC-2,8 GHz) και LFCN-2000 (DC-2.275 GHz)) είναι κεραμικά φίλτρα και μειώνουν τις υψηλές

συχνότητες που μπορεί να υπάρχουν στους παλμούς. Επίσης αυτά τα φίλτρα λειαιίνουν τη μορφή του παλμού και αποτρέπουν το στάδιο της προ-ενίσχυσης από σπατάλη ενέργειας, με την απόρριψη των μη επιθυμητών συχνοτήτων.

Για να ελαχιστοποιηθεί η παραμόρφωση του παλμού, οι ενισχυτές πρέπει να έχουν τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

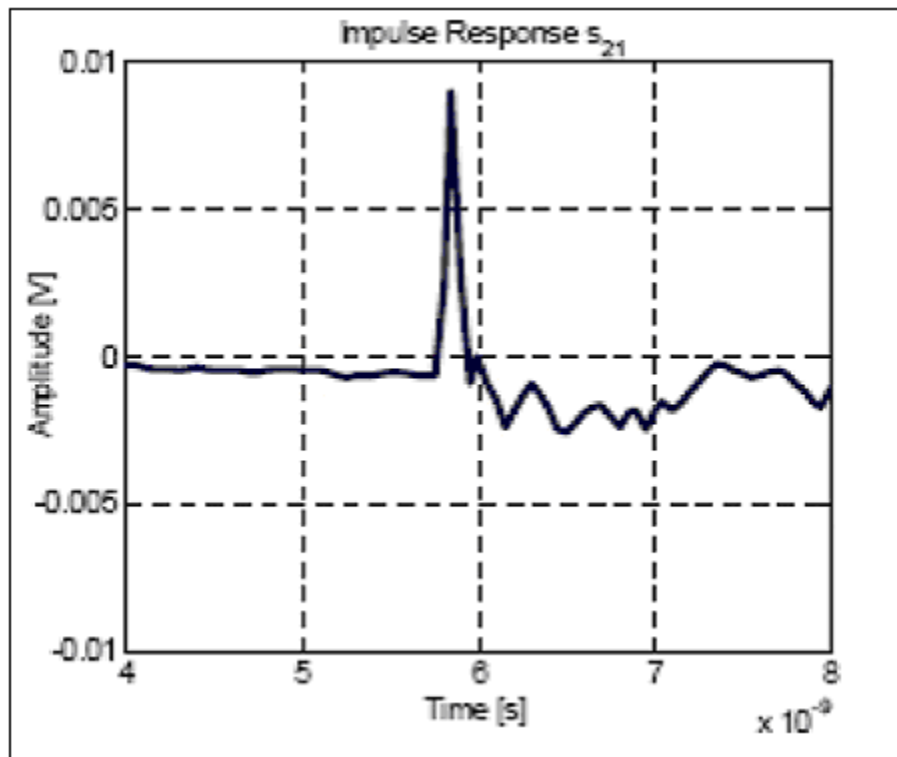
- Ονομαστικό εύρος ζώνης σημαντικά μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του παλμού
- Καλή γραμμικότητα (υψηλό IP3)
- Επίπεδο κέρδους πέρα από το εύρος ζώνης του παλμού

Ο ευροζωνικός ενισχυτής AMP1 (GALI-6) ικανοποιεί όλα τα παραπάνω κριτήρια. Οι GALI-6 έχουν εύρος ζώνης 4 GHz, κέρδος 12 ± 0.3 dB σε όλο το εύρος, $IP3 = +35$ dBm, και ισχύ εξόδου +19 dBm. Ένας άλλος ενισχυτής, ο AMP2 (ERA-4SM Mini Circuits Amplifier), χρησιμοποιήθηκε λόγω του υψηλού κέρδους του ($13,4 \pm 0.9$ dB) σε εύρος ζώνης 4 GHz. Το υψηλό κέρδος ήταν απαραίτητο λόγω της επιθυμίας να χρησιμοποιηθούν οι εξασθενητές για προσαρμογή. Οι άλλες προδιαγραφές του ενισχυτή είναι: $IP3 = +34$ dBm και ισχύς εξόδου +17,3 dBm. Επίσης χρησιμοποιείται ένας εξασθενητής (ATTEN3) για να προσομοιώσει την απώλεια διάδοσης σε ανοιχτό χώρο.

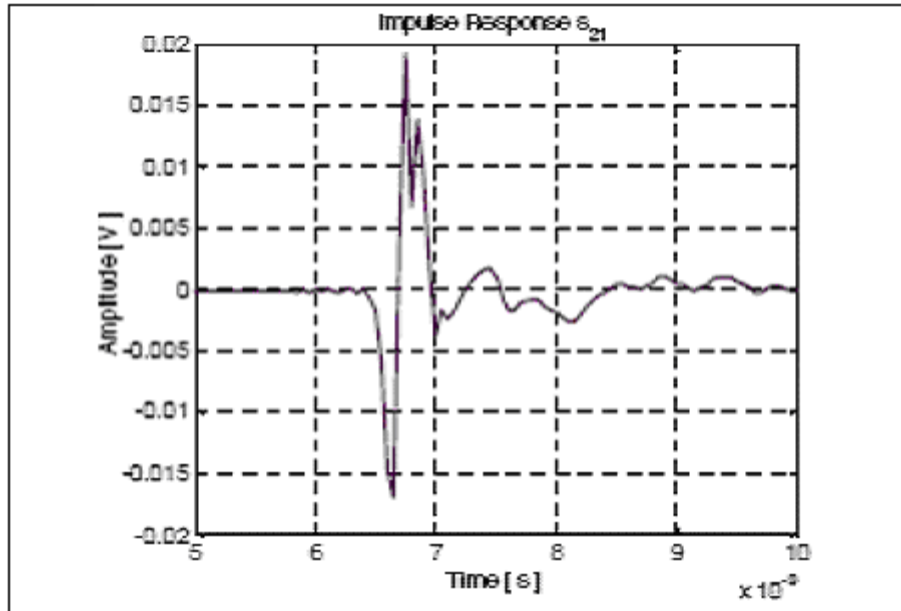
3.4.2 Κεραίες

Για να εξασφαλιστεί η μετάδοση των παλμών, είναι επιτακτική η χρήση μιας κεραίας μη-διασποράς, όπως η δικωνική κεραία. Στο Σχήμα 3.4 φαίνεται η μορφή του παλμού στην έξοδο της κεραίας χρησιμοποιώντας στην είσοδο έναν Gaussian παλμό χρονικής διάρκειας 100 ps. Η δικωνική κεραία εισάγει λίγη παραμόρφωση στον παλμό εισαγωγής. Αυτός ο τύπος διαμόρφωσης είναι απαραίτητος για να λειτουργήσει το σύστημα UWB που χρησιμοποιεί τη biphase διαμόρφωση, δεδομένου ότι ευδιάκριτοι θετικοί και αρνητικοί παλμοί είναι απαραίτητοι στο δέκτη. Ένα μειονέκτημα στη δικωνική κεραία είναι η πανκατευθυντική φύση του, η οποία αυξάνει τον αριθμό πολλαπλών διαδρομών και τη μέγιστη καθυστέρηση του καναλιού. Για την καλύτερη λειτουργία έγινε χρήση μιας κεραίας Vivaldi (DIF), που έχει ένα εύρος δέσμης περίπου

45 βαθμών, μειώνει τον αριθμό πολλαπλών διαδρομών και επιτρέπει υψηλότερα ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Ενεργεί ουσιαστικά ως διαφοριστής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.5 και η απόκριση της κεραίας με είσοδο έναν Gaussian παλμό είναι ο Gaussian doublet. Ένα άλλο πλεονέκτημα της Vivaldi είναι η σχετικά επίπεδη αλλά ισχυρή απόκριση συχνότητας σε ένα ευρύ μέρος του φάσματος. Προφανώς, υπάρχει ένα μειονέκτημα στο στενό εύρος δέσμης, δεδομένου ότι η κεραίες μετάδοσης και λήψης πρέπει πάντα να δείχνουν η μία προς την άλλη, που περιορίζει την ευελιξία στην κατεύθυνση και τη θέση.



Σχήμα 3.4 Απόκριση Δικωνικής κεραίας



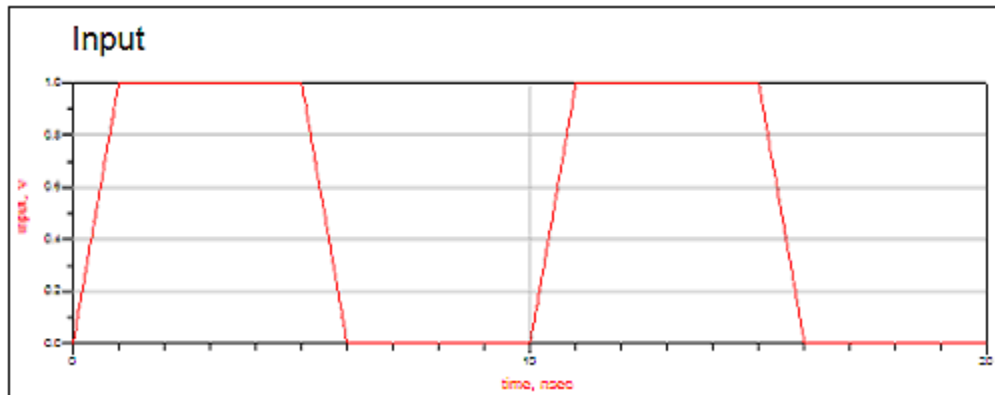
Σχήμα 3.5 Απόκριση Vivaldi κεραίας

3.5 Προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS

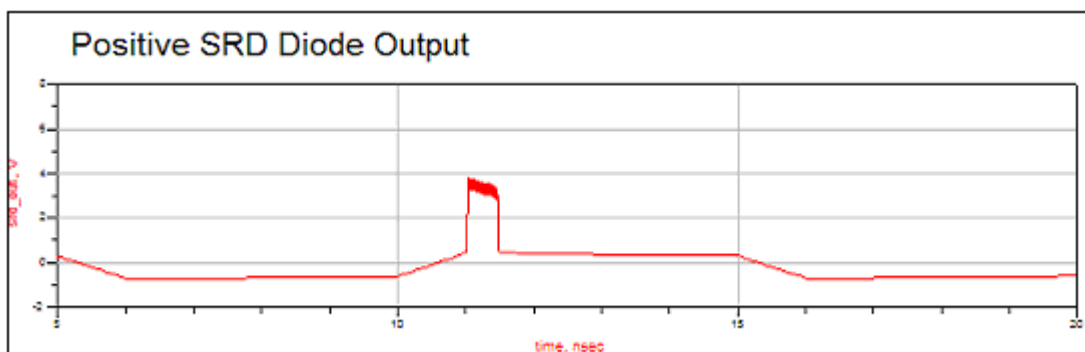
Στην ενότητα αυτή θα παρατεθούν οι γραφικές που δείχνουν τη μορφή του παλμού όπως αυτή προκύπτει πριν και μετά από κάθε στοιχείο του κυκλώματος που φαίνεται στο Σχήμα 3.3. Έγινε προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS για χρόνο 100 nsec ,με χρόνο δειγματοληψίας (time step) 10 psec. Ακολουθούν τα αποτελέσματα.

Στο Σχήμα 3.6 φαίνεται η κυματομορφή της τετραγωνικής εισόδου του κυκλώματος (ένας τετραγωνικός παλμός με πλάτος 1 volt, περίοδο 10 nsec, χρόνο ανύψωσης και πτώσης 1 nsec).

Στο Σχήμα 3.7 φαίνεται η μορφή του παλμού μετά από την διόδο SRD στο κύκλωμα παραγωγής του θετικού παλμού. Αρχικά η διόδος είναι ορθά πολωμένη. Στο χρόνο $t=5$ nsec, ο παλμός εισόδου μεταβαίνει στην τάση 0, προκαλώντας κλείσιμο (αποκοπή) της διόδου. Η αρχικά ορθά πολωμένη SRD θα συνεχίζει όμως να εμφανίζει χαμηλή σύνθετη αντίσταση και μετά την μετάβαση της πηγής στα 0 V έως ότου μειωθεί το φορτίο της. Όταν συμβεί αυτό η διόδος θα επανέλθει σε κατάσταση υψηλής σύνθετης αντίστασης (αποκοπή). Αυτή η μετάβαση από την χαμηλή στην υψηλή σύνθετη αντίσταση, εκδηλώνεται ως μια ακίδα τάσης στην έξοδο (κάθοδο) της διόδου (στα 11 nsec με πλάτος περίπου 4 Volt) και φαίνεται καθαρά στο Σχήμα 3.7.



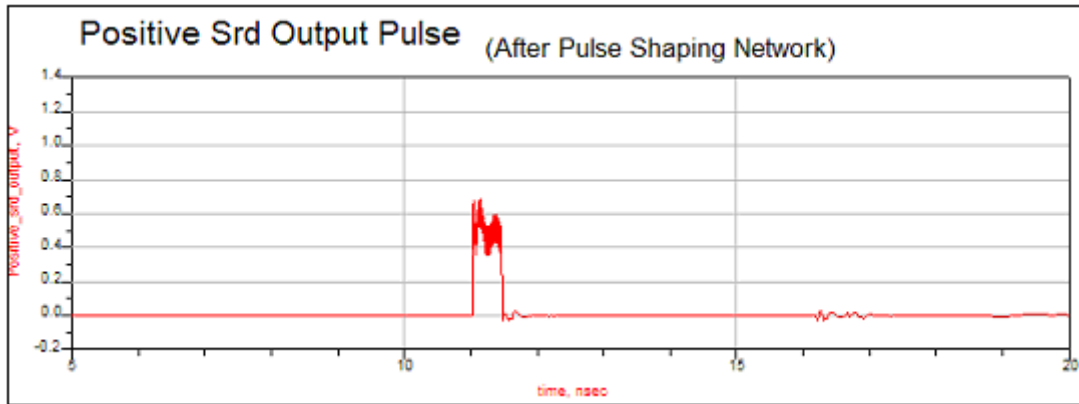
Σχήμα 3.6 Τετραγωνικός παλμός εισόδου του κυκλώματος



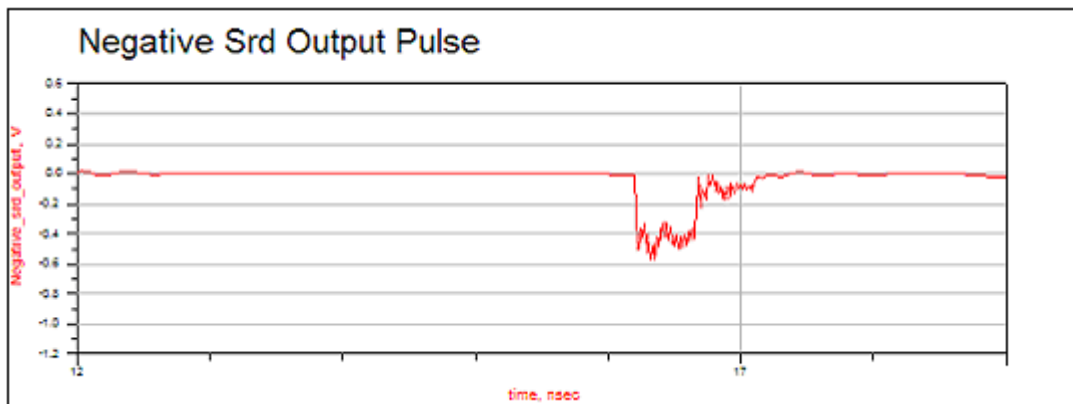
Σχήμα 3.7 Σχηματισμός ακίδας τάσης από την διόδο SRD

Στα Σχήματα 3.8(α) και 3.8(β) φαίνονται αντίστοιχα η μορφή τόσο του θετικού όσο και του αρνητικού παλμού μετά το δίκτυο εξομάλυνσης (pulse shaping network, Σχήμα 3.3) και ακριβώς πριν τον power combiner (PWR7). Παρατηρούμε ότι έχει

παραμένει μόνο η ακίδα τάσης (με πλάτος περίπου 0.5 Volt) που δημιουργήθηκε από την SRD και ύστερα από επεξεργασία με φίλτρα και ενισχυτές θα αποτελέσει τον παλμό της μορφής που επιθυμούμε.

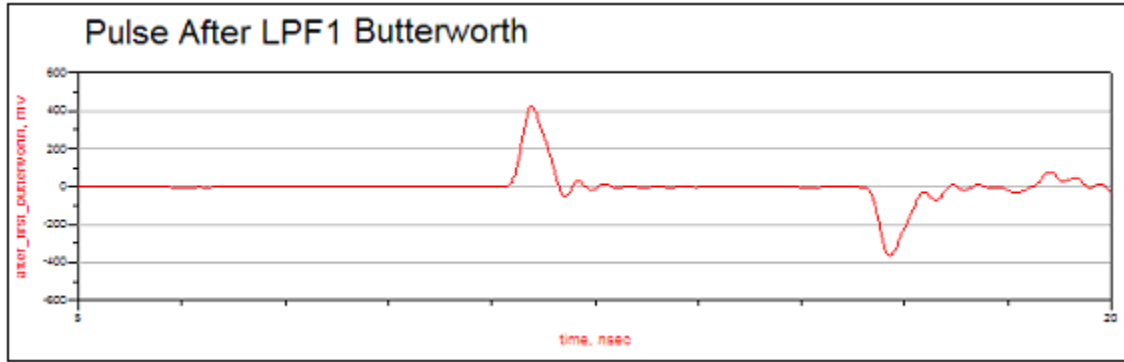


Σχήμα 3.8 (α) Θετικός παλμός μετά το κύκλωμα εξομάλυνσης



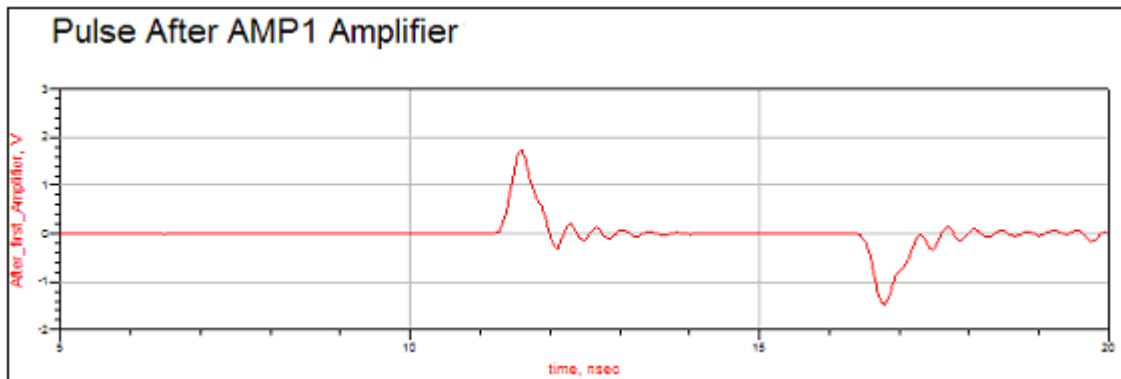
Σχήμα 3.8 (β) Αρνητικός παλμός μετά το κύκλωμα εξομάλυνσης

Ο παλμοί αφού βγουν από την SRD γεννήτρια παλμών και περάσουν από τον power combiner (PWR7) (Σχήμα 3.3) για να ενωθούν, εισάγονται στο Butterworth φίλτρο LPF1 ώστε να πάρουν την επιθυμητή Gaussian μορφή. Στο Σχήμα 3.9 φαίνονται οι παλμοί μετά την εφαρμογή του φίλτρου όπου έχουν υποστεί και σημαντική εξασθένηση στο πλάτος τους (400 mV).



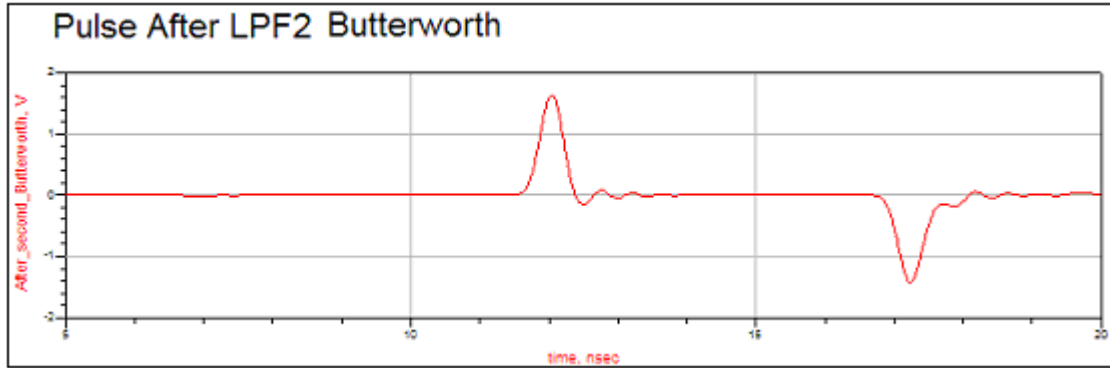
Σχήμα 3.9 Μορφή των παλμών μετά την επίδραση του φίλτρου LPF1

Μετά τη χρήση του ενισχυτή AMP1 (Σχήμα 3.3) αυξάνεται το πλάτος του παλμού από 400 mV σε ≈ 2 volt. Επίσης παρατηρούμε την ενίσχυση του ringing. Η μορφή των παλμών φαίνεται στο Σχήμα 3.10.



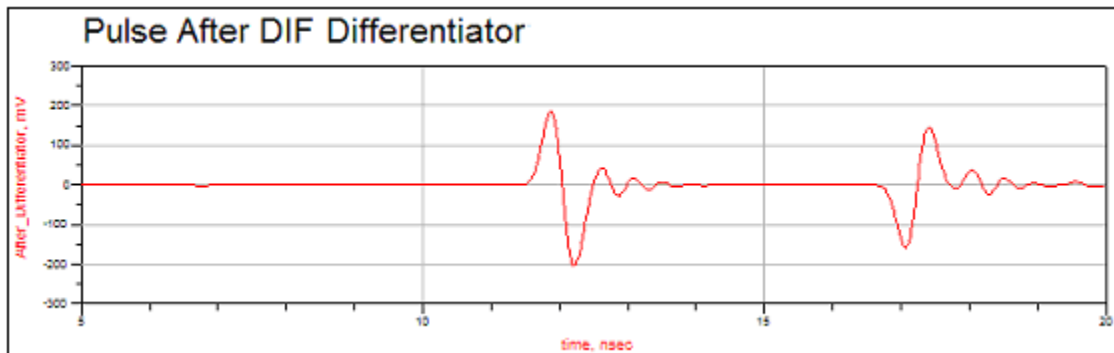
Σχήμα 3.10 Μορφή των παλμών μετά την ενίσχυσή τους από τον ενισχυτή AMP1

Οι παλμοί στο Σχήμα 3.10 παρουσιάζουν μικρή ανομοιομορφία και σημαντικό ringing. Με την χρήση του Butterworth φίλτρου LPF2 (Σχήμα 3.3) λειαίνεται η μορφή του παλμού και εξαλείφεται το ringing. Επίσης αποτρέπεται το στάδιο προ-ενίσχυσης από σπατάλη ενέργειας, με την απόρριψη των μη επιθυμητών συχνοτήτων. Η μορφή των παλμών φαίνεται στο Σχήμα 3.11



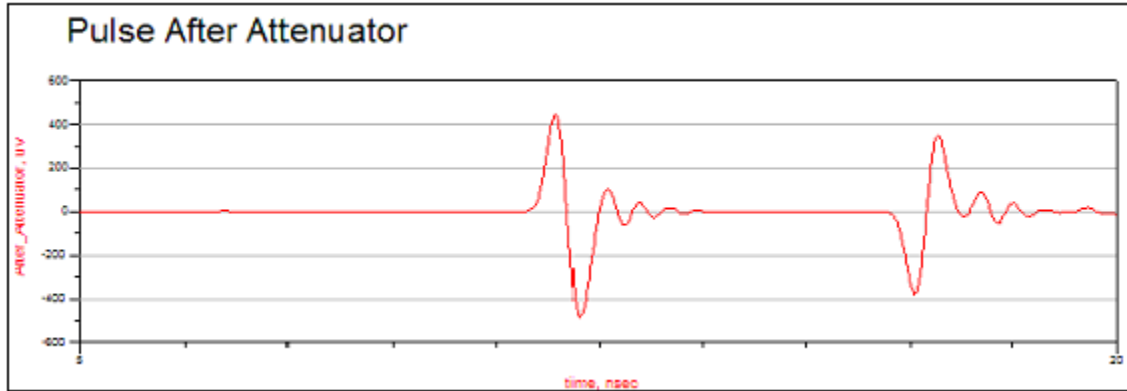
Σχήμα 3.11 Μορφή των παλμών μετά την επίδραση του φίλτρου LPF2

Μετά την εφαρμογή του Differentiator, που μοντελοποιεί μια vivaldi κεραία, η μορφή των παλμών παρουσιάζεται ως Gaussian doublet. Παρατηρούμε ότι οι παλμοί πλέον δεν περιέχουν DC συνιστώσα. Επίσης, το πλάτος των παλμών μειώνεται σημαντικά αφού το κέρδος του διαφοριστή είναι πολύ κάτω από την μονάδα. Στο Σχήμα 3.12 φαίνεται η επίδραση του διαφοριστή (Differentiator) στον θετικό και τον αρνητικό παλμό.



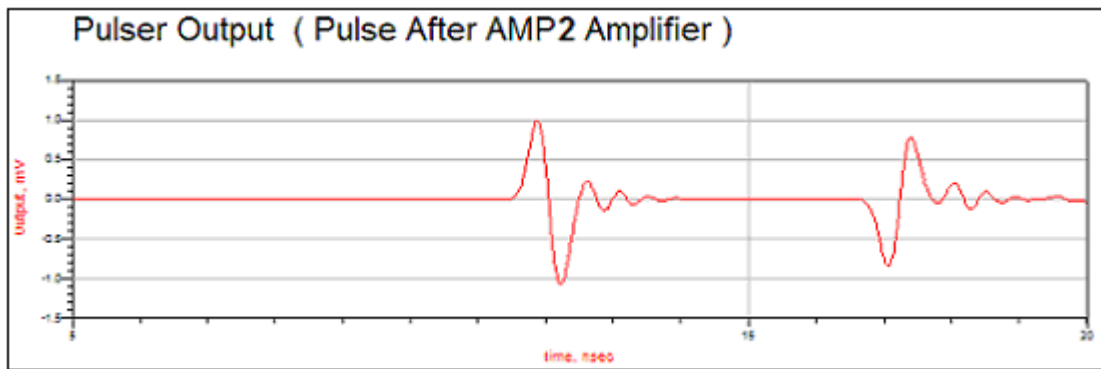
Σχήμα 3.12 Μορφή του παλμού με την εφαρμογή της Vivaldi κεραίας

Στο σημείο αυτό το σήμα (παλμοί) έχουν φύγει από τον πομπό και ταξιδεύουν προς τον δέκτη. Ο εξασθενητής (Attenuator) (Σχήμα 3.3) προσομοιώνει το μοντέλο απώλειας διάδοσης και η επίδραση του φαίνεται στο Σχήμα 3.13. Το πλάτος του παλμού μειώνεται επιπλέον, με αποτέλεσμα να είναι της τάξης των μvolt.



Σχήμα 3.13 Μορφή του παλμού με την επίδραση του εξασθενητή

Τέλος, στον δέκτη οι παλμοί περνάνε από τον ενισχυτή AMP2 για να ενισχυθούν ύστερα από την εξασθένηση που υπέστησαν από τον διαφοριστή και το κανάλι (εξασθενητής). Αυτή είναι και η έξοδος του κυκλώματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.14.



Σχήμα 3.14 Μορφή του παλμού στην έξοδο της παλμογεννήτριας

3.6 Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε και αναλύθηκε το κύκλωμα μιας UWB γεννήτριας θετικών και αρνητικών παλμών το οποίο μπορεί να χωριστεί σε τρία μέρη, Gaussian Pulse Generator, Pulse Shaping Network και RC Network. Περιγράφηκε αναλυτικά η λειτουργία της παλμογεννήτριας με έμφαση στη χρησιμότητα κάθε στοιχείου αυτής. Επιπλέον έγινε αναφορά σε δύο τύπους κεραιών ,την Δικωνική και την Vivaldi και αποφασίστηκε η χρησιμοποίηση της Vivaldi στο κύκλωμα. Τέλος έγινε προσομοίωση της παλμογεννήτριας στο ADS και παρατέθηκαν οι γραφικές που δείχνουν την μορφή του παλμού σε κάθε σημείο του κυκλώματος μέχρι την τελική του διαμόρφωση.

Κεφάλαιο 4

UWB παλμός και το φάσμα του.

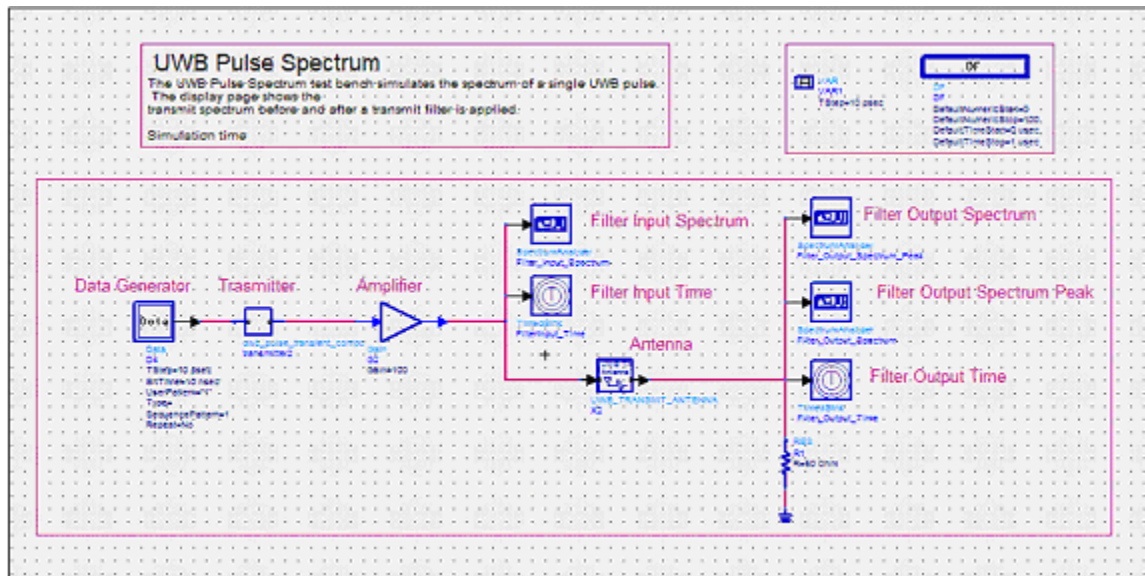
Στο κεφάλαιο αυτό θα φανεί η αξιοποίηση πρακτικά της κατασκευής της UWB γεννήτριας παλμών. Κατασκευάστηκε ένα σύστημα για τη μετάδοση δεδομένων και παρατηρήθηκε η μορφή των παλμών καθώς και το φάσμα τους. Επίσης έγιναν οι απαραίτητες τροποποιήσεις ώστε το σύστημα να συμμορφώνεται με τους κανόνες της FCC. Προσομοιώθηκε στο ADS μια γεννήτρια μετάδοσης ενός παλμού και μια γεννήτρια μετάδοσης πολλών παλμών και παρατηρήθηκε η μορφή και το φάσμα του παλμού.

4.1 Κυκλωματική ανάλυση γεννήτριας μετάδοσης ενός παλμού

Για την παραγωγή του Gaussian παλμού χρησιμοποιήθηκε μια παραλλαγή της γεννήτριας που υλοποιήθηκε στο κεφάλαιο 3 (Σχήμα 3.3) για την μετάδοση ενός bit. Η αλλαγή που υπέστη η γεννήτρια του Σχήματος 3.3 είναι ότι τέθηκε εκτός λειτουργίας το Butterworth φίλτρο (LPF1), αφού παρατηρήθηκε παραμόρφωση στο φάσμα, ενώ χρησιμοποιείται μόνο η γεννήτρια παραγωγής θετικών παλμών, αφού μας ενδιαφέρει να εξετάσουμε την μορφή ενός παλμού και το φάσμα του. Ο πολλαπλασιαστής (Mult1) που προστέθηκε πολλαπλασιάζει τον περιοδικό τετραγωνικό παλμό της SRD γεννήτριας με το συνεχόμενο σήμα της γεννήτριας Bit (Data Generator) (Σχήμα 4.2) ώστε να προκύψει στην έξοδο του πολλαπλασιαστή ο επιθυμητός τετραγωνικός παλμός για την τροφοδοσία του κυκλώματος. Το κύκλωμα της γεννήτριας που θα χρησιμοποιηθεί στο εξής φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Παρατηρούμε ότι το κανάλι (εξασθενητής) και το κύκλωμα του δέκτη (AMP2) θεωρείται πλέον ως μέρος της γεννήτριας. Δηλαδή θεωρείται ότι ο

[illegible]

Στο Σχήμα 4.2 φαίνεται το κύκλωμα ενός πιο ρεαλιστικού πομπού που προσομοιώθηκε στο ADS για να πάρουμε την μορφή ενός παλμού από την μετάδοση ενός bit καθώς και το φάσμα του παλμού. Το στοιχείο transmitter στο Σχήμα 4.2 περιέχει το κύκλωμα του Σχήματος 4.1 και δέχεται ως είσοδο το σήμα από τον Bit Generator και στην έξοδο δίνει παλμούς ανάλογα με τα bit εισόδου. Ο πομπός αποτελείται από την γεννήτρια του Σχήματος 4.1, τον ιδανικό ενισχυτή “Amplifier” και την επίδραση της κεραίας/καναλιού “Antenna”.



Σχήμα 4.2 Μετάδοση ενός παλμού από έναν ρεαλιστικό πομπό

Η διανομή της ενέργειας στο πεδίο των συχνοτήτων καθορίζεται πρώτιστα από το φάσμα που αντιστοιχεί στη μορφή των μεμονωμένων παλμών. Η συγκεκριμένη προσομοίωση μας δίνει το φάσμα ενός μόνο παλμού UWB.

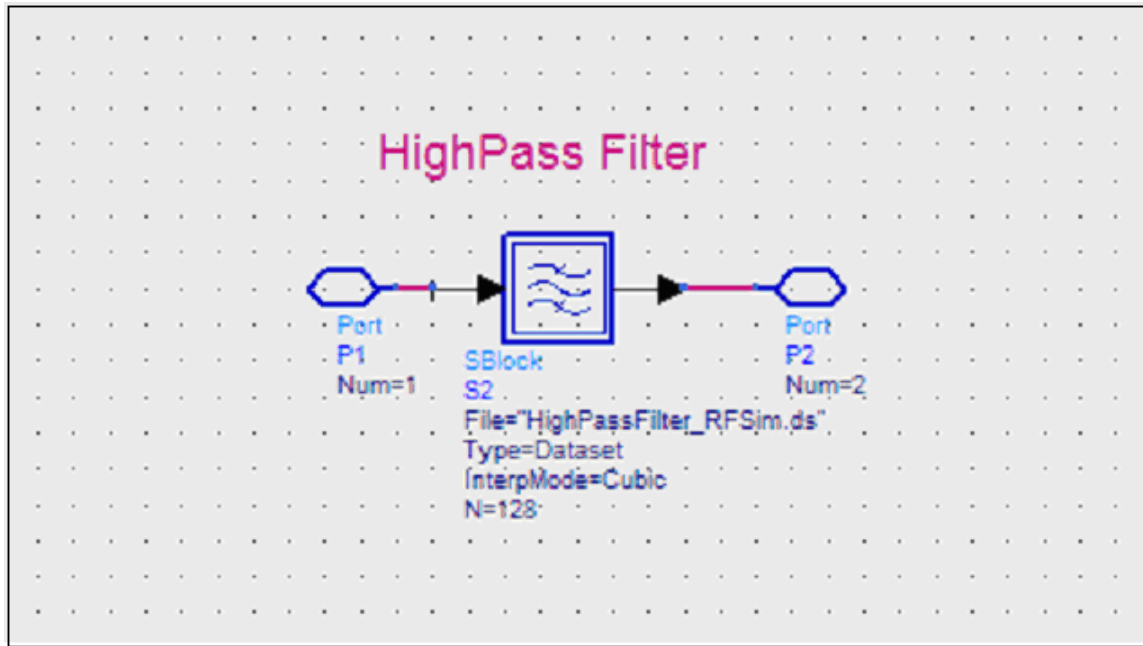
Ως γεννήτρια δεδομένων (Data Generator) χρησιμοποιείται μια γεννήτρια τετραγωνικών παλμών με περίοδο 10 nsec, η οποία στην συγκεκριμένη περίπτωση μεταδίδει μόνο ένα bit “1”. Επίσης χρησιμοποιείται ένας γραμμικός ενισχυτής (Amplifier) για την ενίσχυση του σήματος που δέχεται ο δέκτης (Receiver).

Τα στοιχεία Filter Input Time και Filter Output Time μας δίνουν την μορφή του παλμού στο πεδίο του χρόνου, πριν την εφαρμογή του φίλτρου και μετά.

Ο αναλυτής φάσματος Filter Output Spectrum διαμορφώνεται για να έχει λεπτομέρεια ανάλυσης 1 MHz (resolution bandwidth – δηλ. μετρά την ισχύ σε εύρος ζώνης 1 MHz). Ο αναλυτής φάσματος Filter Output Spectrum Peak διαμορφώνεται για να έχει εύρος ζώνης 50 MHz. Το εύρος ζώνης 50 MHz στο φάσμα ενός παλμού δείχνει κατά πόσο μια συσκευή αποστολής σημάτων UWB με ένα ποσοστό παλμού λιγότερο από 50 MHz συμμορφώνεται με τους κανονισμούς της FCC για μέγιστη ισχύ ακτινοβολίας.

Το Σχήμα 4.3 δείχνει ένα υψιπερατό φίλτρο που βρίσκεται μέσα στο στοιχείο Antenna (UWB_TRANSMIT_ANTENNA). Το φίλτρο αυτό αντιπροσωπεύει τις αποκρίσεις στο πεδίο της συχνότητας της κεραίας, και του περιβάλλοντος. Τα

χαρακτηριστικά του φίλτρου καθορίζονται από ένα αρχείο S-παραμέτρων το οποίο δίνεται από το ADS. Στην ουσία το φίλτρο αυτό αποτελείται από μια ακολουθία υψιπερατών και βαθυπερατών φίλτρων τα οποία μοντελοποιούν ρεαλιστικά χαρακτηριστικά του καναλιού μετάδοσης (κεραία, περιβάλλον) η οποία επιτρέπει στον σχεδιαστή να σχεδιάσει τον πομπό ώστε να συμμορφώνεται με τους κανόνες του FCC.



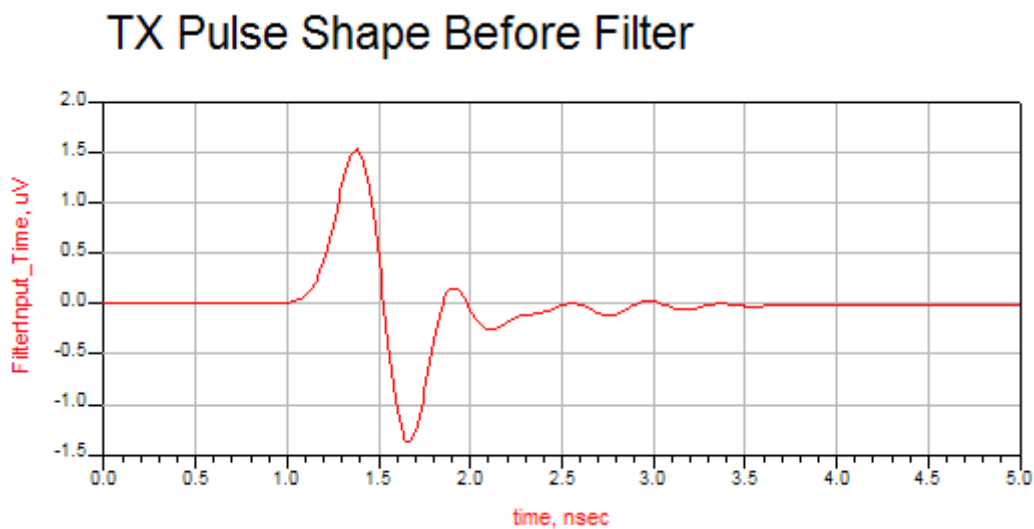
Σχήμα 4.3 Υψιπερατό φίλτρο που αντιπροσωπεύει την απόκριση στο πεδίο της συχνότητας της κεραίας και του περιβάλλοντος

4.1.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

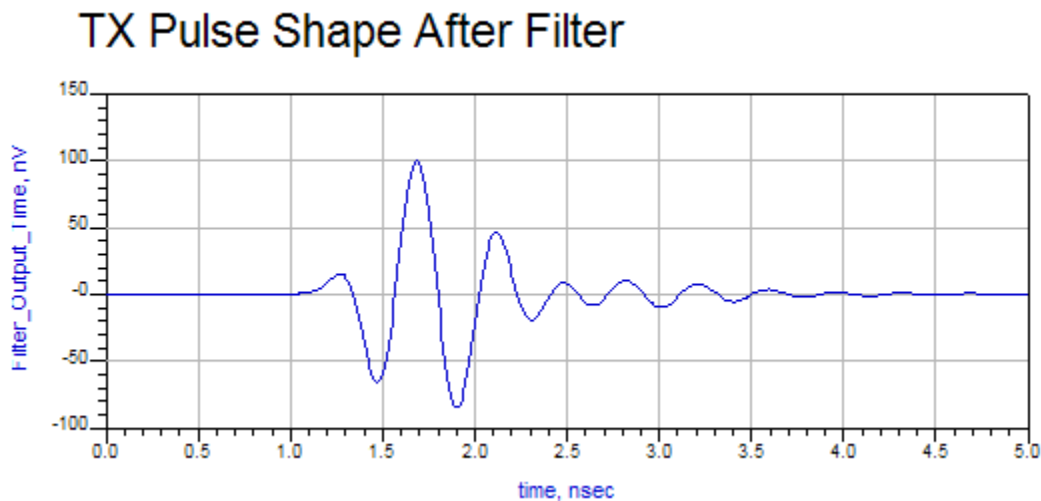
Εδώ θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος του Σχήματος 4.2 στο ADS.

Στο Σχήμα 4.4(α) φαίνεται η μορφή του παλμού, στο πεδίο του χρόνου, όπως παράγεται από τον πομπό (transmitter) και ενισχύεται από τον γραμμικό ενισχυτή (amplifier) πριν την εφαρμογή του υψιπερατού φίλτρου του Σχήματος 4.3. Ο παλμός έχει την μορφή ενός Gaussian doublet όπως έχει προκύψει από τον διαφοριστή (Dif1) μέσα στην γεννήτρια παλμού με πλάτος 1,5 μVolt . (βλ. επίσης Σχήμα 3.14). Με την εφαρμογή του υψιπερατού φίλτρου ο παλμός υπόκειται σε περαιτέρω διαμόρφωση και παίρνει την

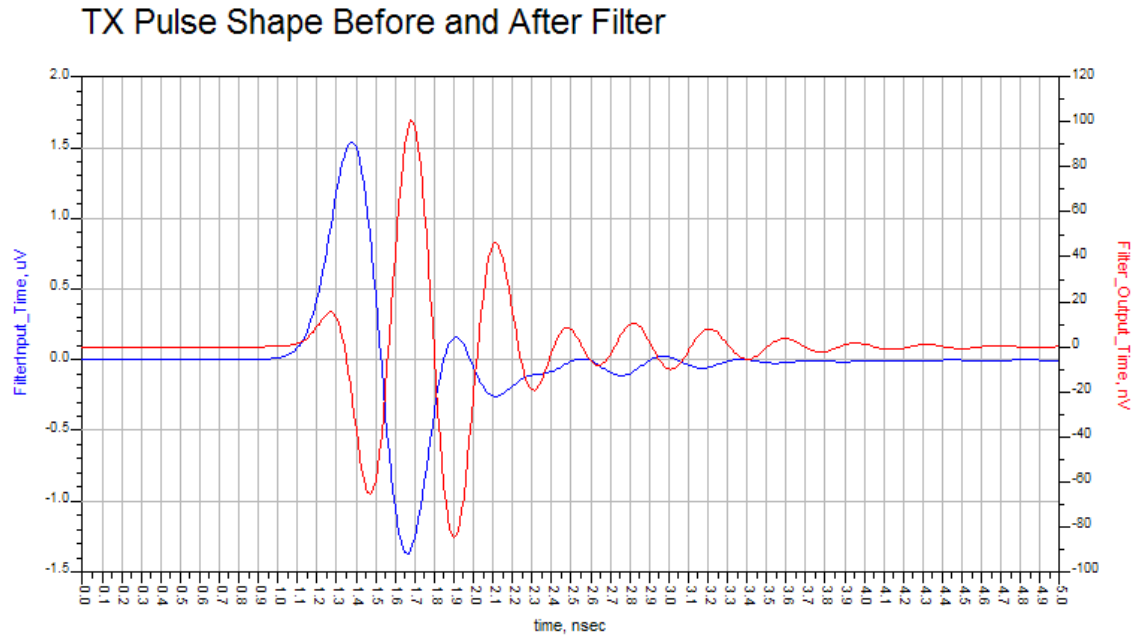
μορφή όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4(β), όπου το πλάτος του παλμού από τα 1.5 μV μειώθηκε στα 100 nV. Ουσιαστικά, το υπερπαρατό φίλτρο δρα ως διαφοριστής και η μορφή του παλμού που παίρνουμε στην έξοδό του είναι η δεύτερη παράγωγος του Gaussian monocycle. Μετά την εφαρμογή του φίλτρου το πλάτος του παλμού μειώνεται σημαντικά και γι' αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας ενισχυτής στον δέκτη για την επιθυμητή αύξηση του πλάτους (στην παρούσα φάση δεν συμπεριλήφθηκε ο ενισχυτής αυτός). Στο Σχήμα 4.4(γ), στην ίδια κλίμακα του χρόνου, φαίνεται η μορφή του παλμού πριν και μετά την εφαρμογή του φίλτρου.



Σχήμα 4.4(α) Gaussian doublet πριν την εφαρμογή του φίλτρου του Σχήματος 4.3

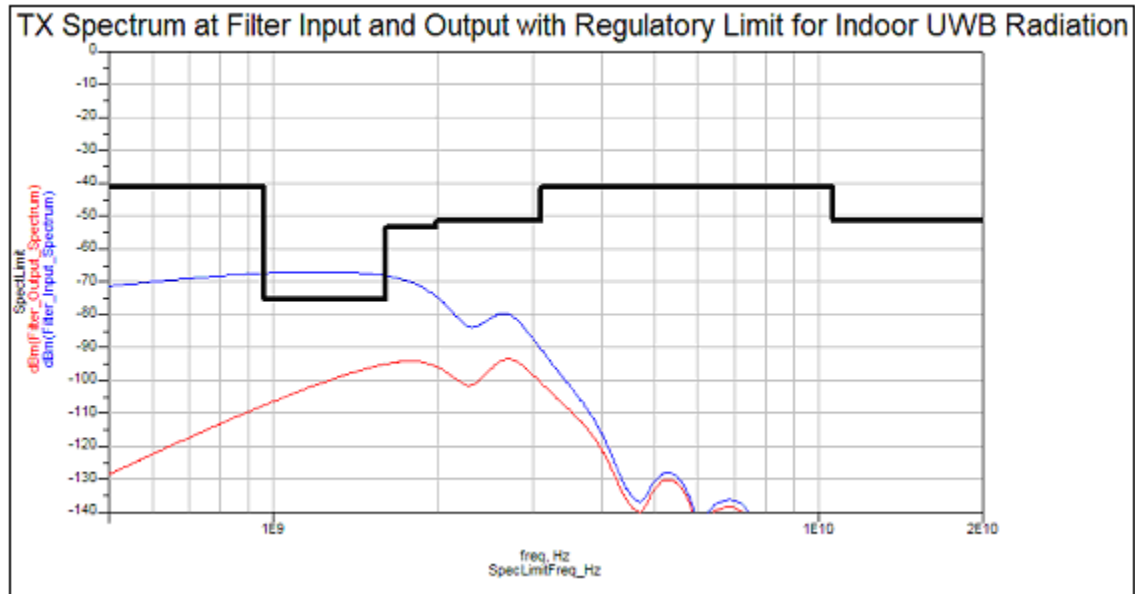


Σχήμα 4.4(β) Μορφή του παλμού μετά την εφαρμογή του φίλτρου του Σχήματος 4.3

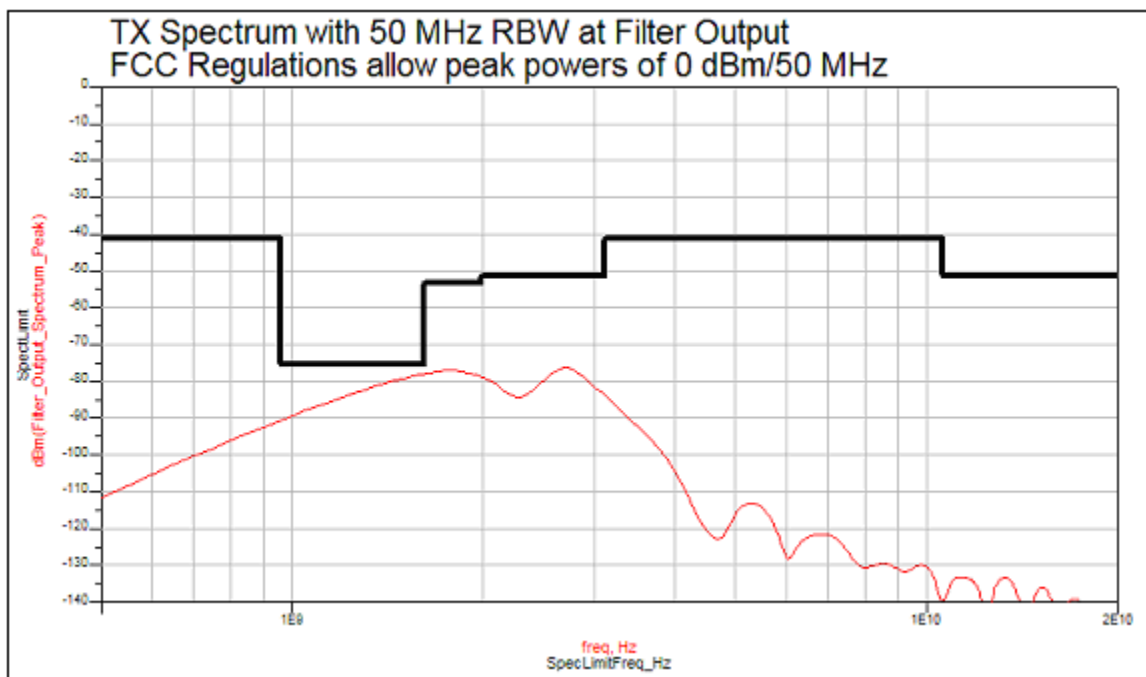


Σχήμα 4.4(γ) Gaussian doublet και η παράγωγός του

Στα Σχήματα 4.5(α) και 4.5(β) με έντονο μαύρο χρώμα ξεχωρίζει η μάσκα η οποία ορίζει την περιοχή όπου ικανοποιείται η συνθήκη της FCC. Στο Σχήμα 4.5(α) φαίνεται η μορφή του φάσματος του παλμού (με resolution bandwidth 1 MHz) πριν και μετά από την εφαρμογή του υπερπυκνωτικού φίλτρου. Είναι ξεκάθαρο ότι πριν να περάσει από το φίλτρο ο παλμός, η ενέργεια του φάσματος εκτείνεται πάνω από την μάσκα FCC. Στο Σχήμα 4.5(β) φαίνεται το φάσμα από τον αναλυτή φάσματος Filter Output Spectrum Peak με resolution bandwidth 50 MHz.



Σχήμα 4.5 (α) Φάσμα του παλμού πριν (μπλε) και μετά (κόκκινο) την εφαρμογή του φίλτρου



Σχήμα 4.5(β) Φάσμα του παλμού με resolution bandwidth 50 MHz

4.2 Κυκλωματική ανάλυση γεννήτριας μετάδοσης πολλών δεδομένων

Για την μετάδοση πολλών δεδομένων τροποποιήθηκε η γεννήτρια παλμών του κεφαλαίου 3 ώστε να παράγει πέντε παλμούς ανά bit. Αποδεικνύεται, για λόγους που θα αναλυθούν σε επόμενα κεφάλαια, ότι η μετάδοση πέντε παλμών ανά bit, αντί ενός οδηγεί σε ακριβέστερα αποτελέσματα αφού έτσι ο δέκτης ανιχνεύει ευκολότερα εάν το bit που λαμβάνει είναι '0' ή '1'.

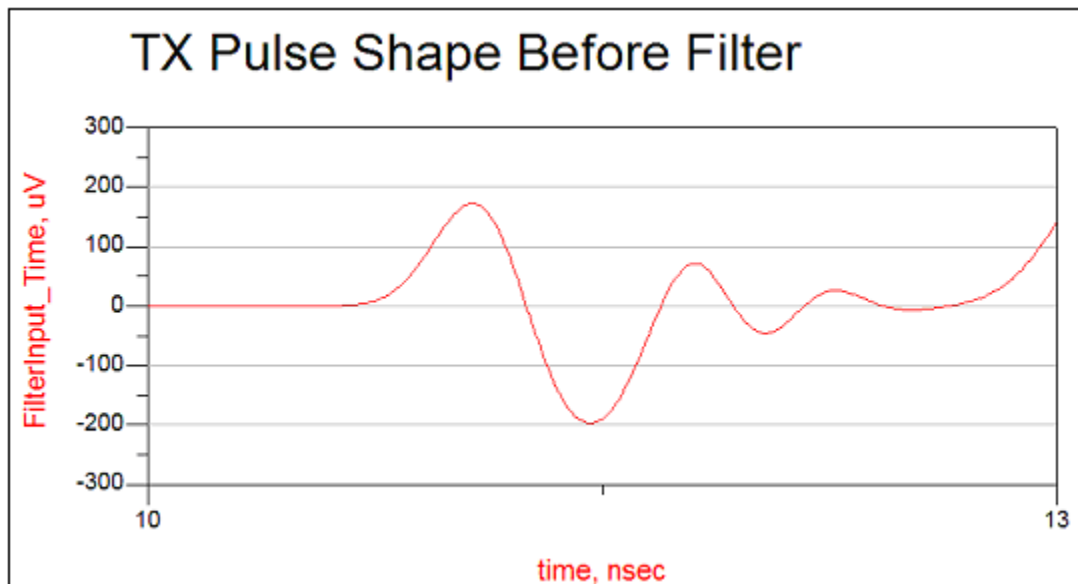
Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο κύκλωμα που μεταδίδει τόσο θετικούς όσο και αρνητικούς παλμούς. Στο Σχήμα 4.6(α) φαίνεται η γεννήτρια μετάδοσης παλμών τροποποιημένη για την παραγωγή πέντε παλμών ανά bit. Όπως φαίνεται στο σχήμα χρησιμοποιήθηκαν τέσσερα στοιχεία καθυστέρησης (D) για την θετική και τέσσερα για την αρνητική παλμογεννήτρια. Κάθε στοιχείο καθυστέρησης καθυστερεί τον εισερχόμενο παλμό, ώστε τελικά στην έξοδο να έχουμε πέντε παλμούς για κάθε bit με καθυστέρηση ο ένας από τον άλλον κατά 2 nsec το οποίο καθορίζει τελικά και την περίοδο των παλμών..

Μπορούμε να υπολογίσουμε το ρυθμό μετάδοσης της πηγής γνωρίζοντας ότι η περίοδος των παλμών είναι 2 nsec. Σε 1 sec μεταδίδει $1/2 \times 10^{-9}$ παλμούς ,δηλαδή 500 Mpulses/sec. Επειδή χρησιμοποιούμε τεχνική μετάδοσης 5 παλμών ανά bit (500/5=100) έχουμε τελικά ότι ο ρυθμός μετάδοσης είναι 100 Mbit/sec.

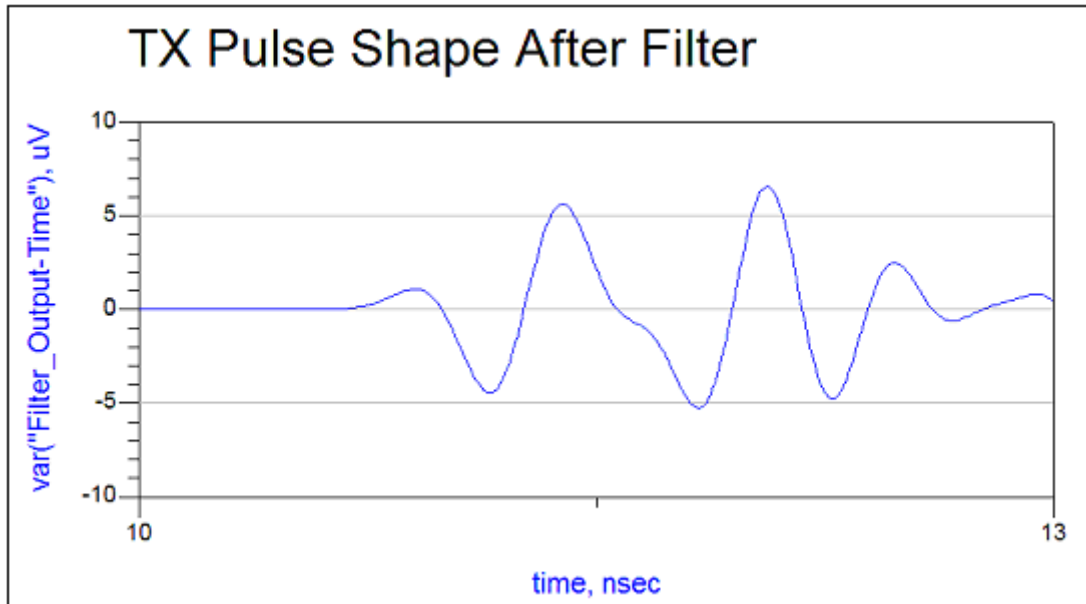
Στο Σχήμα 4.6(β) φαίνεται το κύκλωμα που προσομοιώθηκε στο ADS για να πάρουμε την μορφή των παλμών από την μετάδοση τριών bit καθώς και το φάσμα τους. Το κύκλωμα είναι ίδιο με αυτό που περιγράφηκε στο σχήμα 4.2 με την διαφορά ότι η γεννήτρια παραγωγής bit τώρα μεταδίδει τρία bit ('101') αντί ενός.

4.2.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

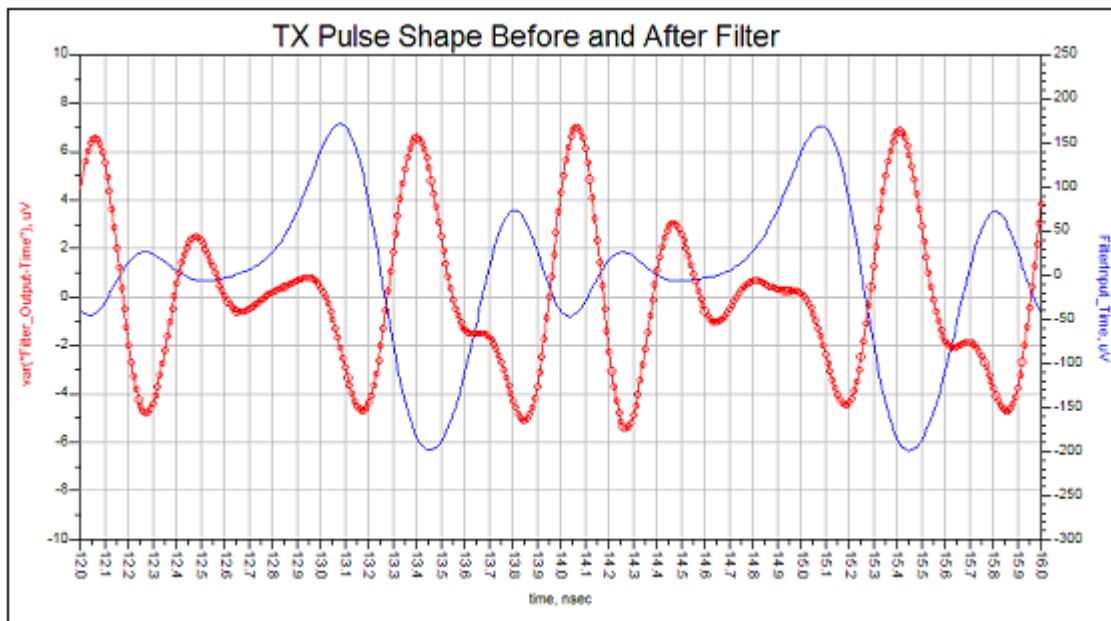
Εδώ θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος του Σχήματος 4.6(β) στο ADS. Στο Σχήμα 4.7(α) φαίνεται η μορφή ενός παλμού πριν την εφαρμογή του υπερπλάτους φίλτρου μέσα στην UWB_TRANSMIT_ANTENNA του Σχήματος 4.3. Είναι ένας Gaussian doublet με πλάτος περίπου 200 μV . Με την εφαρμογή του υπερπλάτους φίλτρου ο παλμός υπόκειται σε παραμόρφωση και σε εξασθένηση και έχει την μορφή όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7(β). Στο Σχήμα 4.7(γ) στην ίδια κλίμακα του χρόνου φαίνεται η μορφή των παλμών πριν και μετά την εφαρμογή του φίλτρου.



Σχήμα 4.7(α) Μορφή του παλμού πριν την εφαρμογή του φίλτρου



Σχήμα 4.7(β) Μορφή του παλμού μετά την εφαρμογή του φίλτρου



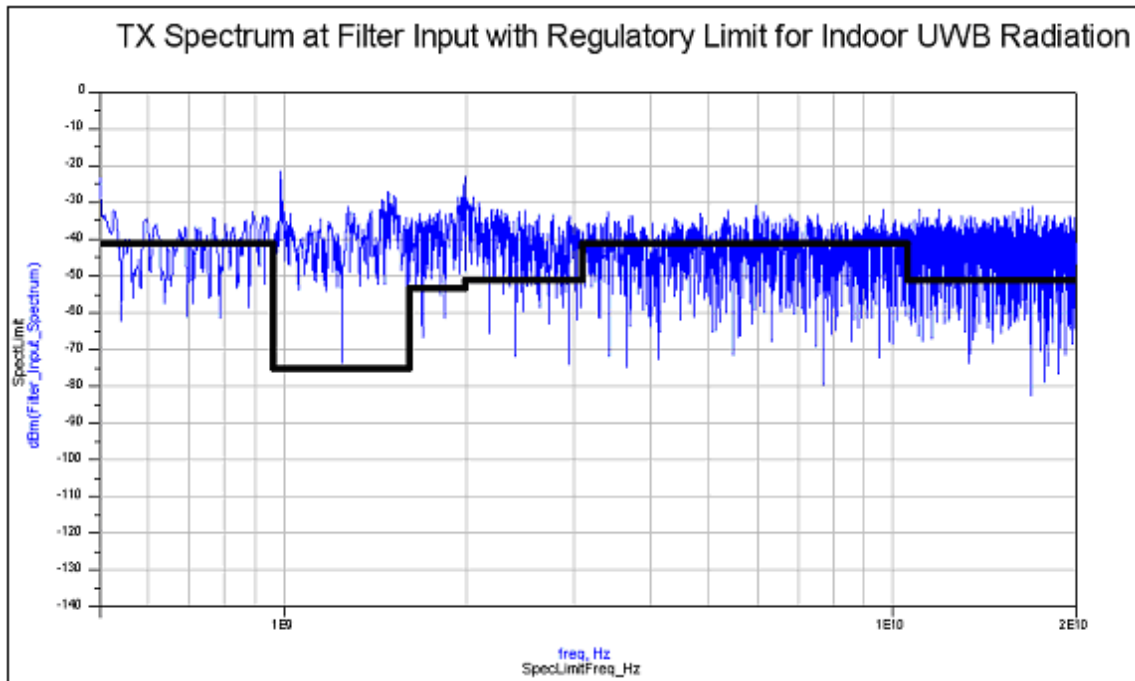
Σχήμα 4.7(γ) Μορφή του παλμού πριν (μπλε) και μετά (κόκκινο) την εφαρμογή του φίλτρου στην ίδια χρονική κλίμακα

Στα Σχήματα 4.8(α) και 4.8(β) με έντονο μαύρο χρώμα ξεχωρίζει η μάσκα η οποία ορίζει την περιοχή όπου ικανοποιείται η συνθήκη της FCC. Στο Σχήμα 4.8(α) φαίνεται το φάσμα των παλμών πριν από την εφαρμογή του φίλτρου. Είναι φανερό ότι πριν να περάσουν από το φίλτρο οι παλμοί, το φάσμα δε συμμορφώνεται με το FCC αφού η ενέργεια του φάσματος εκτείνεται πάνω από την μάσκα και σε όλο το εύρος των συχνοτήτων.

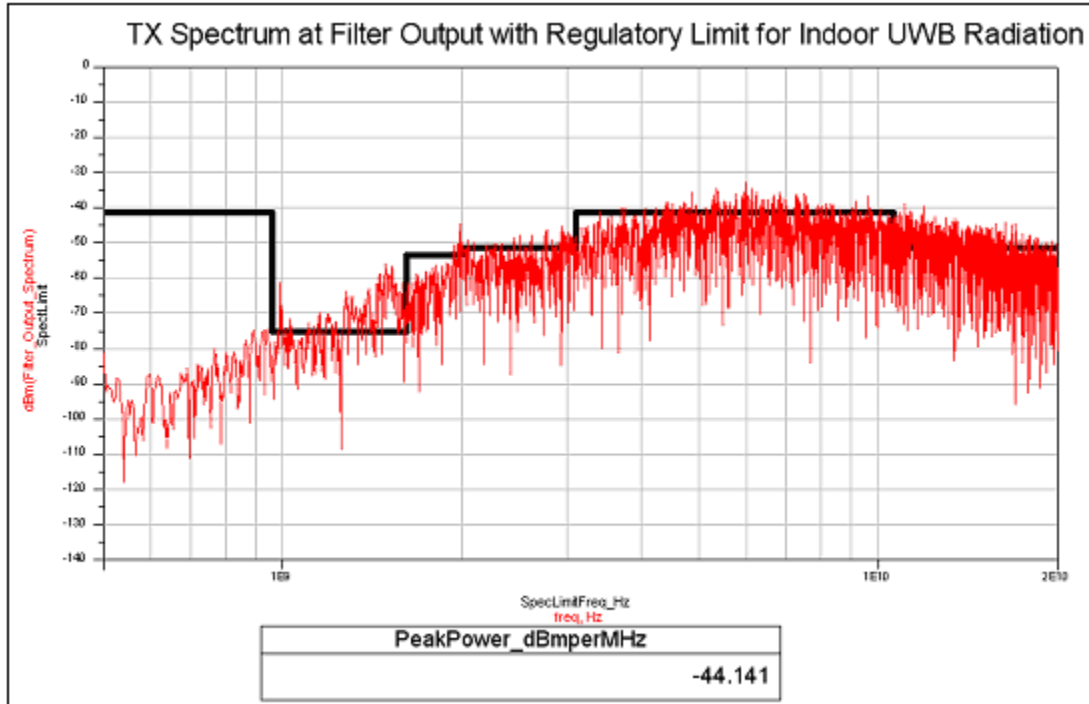
Στο Σχήμα 4.8(β) φαίνεται το φάσμα των παλμών μετά την έξοδο τους από το φίλτρο όπου συμμορφώνεται με το FCC έχοντας peak power -44.141 dBm/MHz ενώ το μέγιστο επιτρεπτό είναι -41,3 dBm/MHz. Θεωρητικά ,ο υπολογισμός της ενέργειας του φάσματος μπορεί να υπολογιστεί από την σχέση :

$$10 \log \left[\left(\frac{V^2}{2 \times R} \right) \times \text{διάρκεια παλμού} \times 10^3 \right] + 10 \log(1 \text{ MHz}) \text{ dBm/MHz.}$$

Αντικαθιστώντας για τον δικό μας παλμό έχουμε -41.5 dBm/MHz. Διαπιστώνουμε ότι ο θεωρητικός υπολογισμός είναι κατά προσέγγιση ίσος με τον πειραματικό.



Σχήμα 4.8(α) Φάσμα των παλμών πριν από την εφαρμογή του φίλτρου



Σχήμα 4.8(β) Φάσμα των παλμών μετά την εφαρμογή του υπερυψηλής συχνότητας φίλτρου

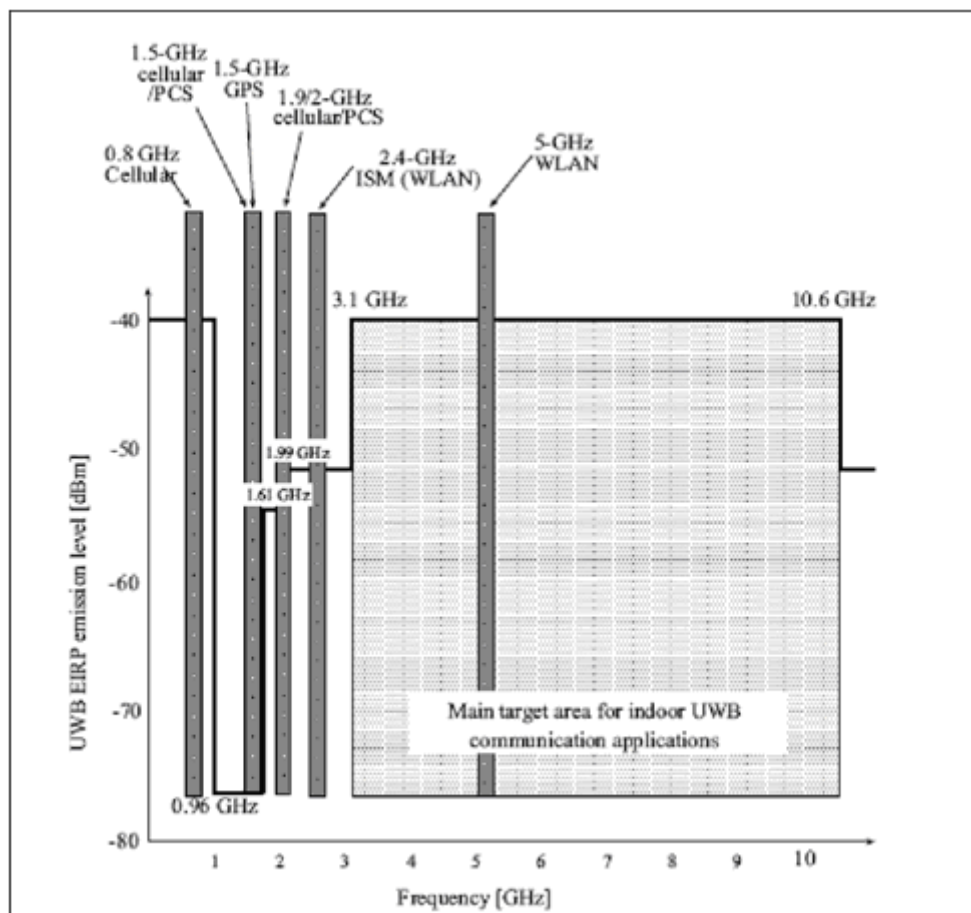
4.3 Σύνοψη

Σε αυτό το κεφάλαιο σκοπός ήταν να μελετηθεί η μορφή των παλμών στο πεδίο του χρόνου καθώς και το φάσμα τους. Αρχικά, χρησιμοποιήθηκε η παλμογεννήτρια για την μετάδοση ενός μόνου θετικού παλμού. Έπειτα, έγινε μια παραλλαγή της γεννήτριας ώστε να επιτευχθεί η μετάδοση πέντε παλμών ανά bit. Τέλος, παρατέθηκαν όλες οι γραφικές που δείχνουν τη μορφή και το φάσμα των παλμών σε κάθε περίπτωση. Στην γραφική της ενέργειας του φάσματος σχεδιάστηκε η μάσκα FCC και χρησιμοποιήθηκε στο κύκλωμα ένα υπερυψηλό φίλτρο που βρίσκεται μέσα στο στοιχείο Antenna (UWB_TRANSMIT_ANTENNA) ώστε να συμμορφωθεί η ενέργεια του φάσματος των παλμών και να περιοριστεί κάτω από την μάσκα.

Κεφάλαιο 5

UWB INTERFERENCE

Τα σήματα UWB έχουν ευρύ εύρος ζώνης και συνυπάρχουν με άλλα ασύρματα δίκτυα που λειτουργούν στο ίδιο φάσμα των συχνοτήτων όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1. Το πρόβλημα που προκύπτει από αυτή τη συνύπαρξη είναι διπλό: (α) το UWB πρέπει να μπορεί να λειτουργεί υπό την παρουσία παρεμβολών και (β) να μην προβάλλει το ίδιο παρεμβολή στους χρήστες των άλλων δικτύων.



Σχήμα 5.1 UWB δίκτυο και άλλα ασύρματα δίκτυα στο πεδίο της συχνότητας

Παρατηρώντας κανείς το Σχήμα 5.1 εύκολα αντιλαμβάνεται τους λόγους για τους οποίους πρέπει να αποφεύγονται οι χαμηλές συχνότητες στα UWB. Είναι προφανές ότι τα περισσότερα ασύρματα δίκτυα λειτουργούν σε συχνότητες από 0-3GHz. Στις συχνότητες που απομένουν, από 3-10GHz, υπολογίζεται πως η μεγαλύτερη παρεμβολή εντοπίζεται στα 5GHz όπου λειτουργούν τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (OFDM).

Παρακάτω θα γίνει αναφορά στις επιπτώσεις της παρεμβολής άλλων συμβατικών ασύρματων δικτύων και θορύβου στο UWB κανάλι. Σκοπός της αναφοράς αυτής είναι να υπολογιστεί το ποσοστό λάθους στο UWB κανάλι σε σχέση με το θόρυβο που παρεμβάλλεται. Για την καλύτερη κατανόηση της παρεμβολής που προκαλείται από το θόρυβο παρατίθεται για κάθε μια από τις πηγές θορύβου και παρεμβολής η γραφική Bit Error Rate του UWB καναλιού.

5.1 Παρέμβαση πηγής θορύβου περιορισμένου εύρους (Band Limited Noise source)

Βασικός σκοπός της ενότητας αυτής είναι η εκτίμηση του Bit Error Rate του UWB καναλιού τη στιγμή που μια πηγή θορύβου παρεμβάλλεται στο κανάλι. Πρακτικά αυτό επιτεύχθηκε με την υλοποίηση ενός κυκλώματος που περιέχει τον πομπό, την πηγή θορύβου και τον δέκτη χωρίς τη χρήση κεραιών και επιδράσεις περιβάλλοντος. Το κύκλωμα που προσομοιώθηκε στο ADS φαίνεται στο Σχήμα 5.2.

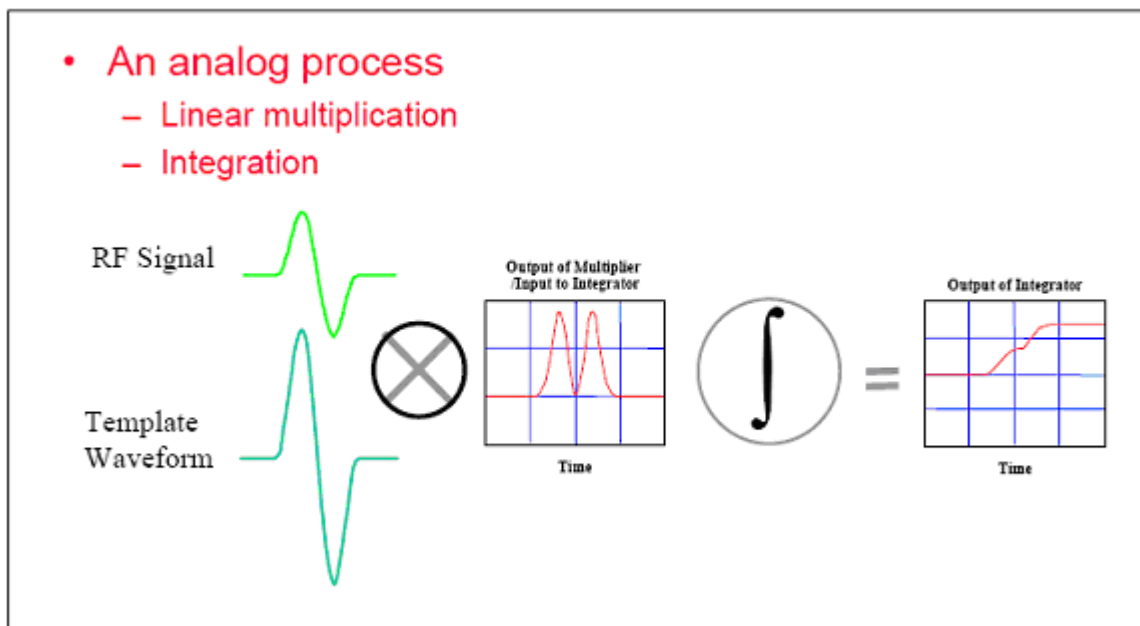
Ο πομπός αποτελείται από την γεννήτρια παλμών (Pulse Generator), την γεννήτρια bit (Bit Generator) και ένα σύστημα για την καταγραφή των bits εισόδου (Numeric Sink 1). Η παλμογεννήτρια παράγει Gaussian monocycle παλμούς και όχι doublet αφού αφαιρέθηκε ο διαφοριστής μέσα από το κύκλωμα. Ο λόγος που αφαιρέθηκε ο διαφοριστής είναι η επιθυμία να μεταδίδει ο πομπός monocycle παλμούς πλάτους 1,5 Volt περίπου. Επίσης υπάρχει και η πηγή θορύβου (Band Limited Noise Source) που παρεμβάλλεται στο UWB κανάλι μας μέσω του RF Combiner. Η πηγή θορύβου έχει μια μεταβλητή (noise power dBm) που είναι η rms ισχύς της σε dBm.

Ο δέκτης αποτελείται από την μονάδα του παλμού αναφοράς (reference pulse) τον Correlator, τον Bit Slicer και την μονάδα καταγραφής των bit στην έξοδο (Numeric Sink 2). Η μονάδα παλμού αναφοράς (Reference Pulse Generator) ουσιαστικά είναι το

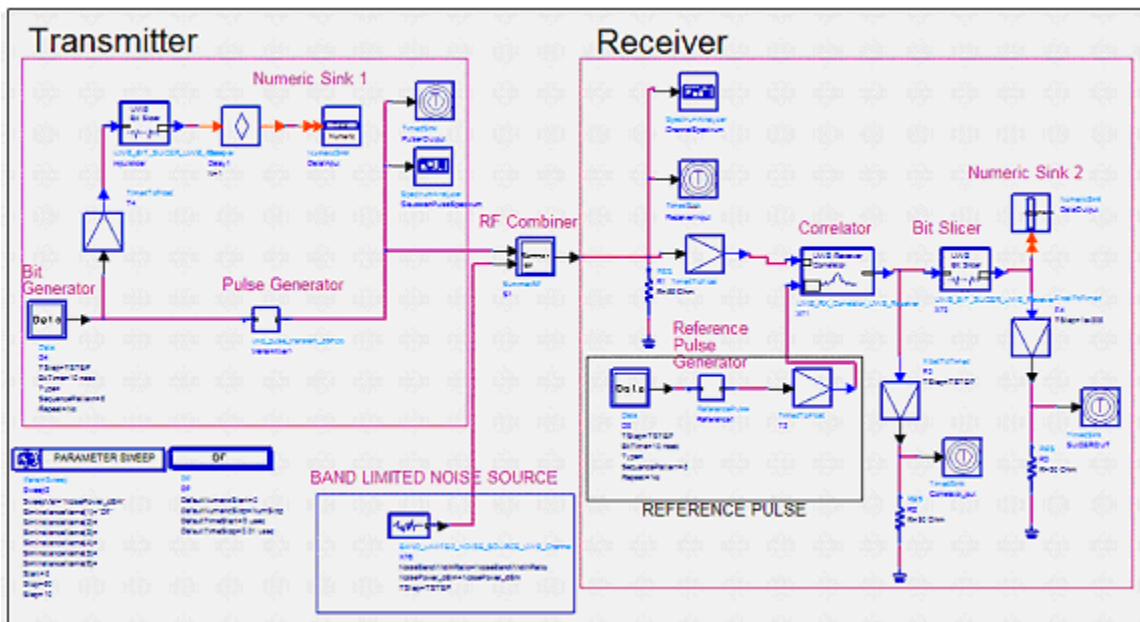
ίδιο κύκλωμα με την μονάδα παραγωγής παλμών στον πομπό με τη σημαντική διαφορά ότι μεταδίδει μόνο θετικούς παλμούς με την ίδια συχνότητα. Η λειτουργία του Reference Pulse Generator θα αναλυθεί παρακάτω αφού με την κατανόηση της λειτουργίας του correlator γίνεται αντιληπτή η ιδιαίτερη χρησιμότητα της μονάδας παλμού αναφοράς.

Πρέπει να αναφερθεί ότι στην περίπτωση μας η γεννήτρια bit που τροφοδοτεί τον πομπό και η γεννήτρια που τροφοδοτεί το κύκλωμα του παλμού αναφοράς είναι απόλυτα συγχρονισμένες, αφού πρόκειται για την ίδια γεννήτρια, στη πραγματικότητα όμως για να επιτευχθεί συγχρονισμός απαιτείται επιπλέον κύκλωμα. Ο σωστός συγχρονισμός είναι απαραίτητος γιατί αλλιώς θα προκύψουν λάθη κατά το correlation.

Ο correlator πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο σήμα από τον transmitter με το σήμα από την μονάδα παλμού αναφοράς αφού έχει προσθέσει την κατάλληλη καθυστέρηση. Ο ολοκληρωτής του correlator ολοκληρώνει το πολλαπλασιασμένο σήμα στην περίοδο $\text{ChipInterval} * \text{ChipsPerBit}$, όπου ChipInterval είναι η περίοδος των παλμών και ChipsPerBit είναι ο αριθμός των παλμών που μεταδίδονται για κάθε bit. Μετά μηδενίζεται ο ολοκληρωτής και ξαναρχίζει την ολοκλήρωση. Ουσιαστικά ο correlator κάνει matching (ταίριασμα) του λαμβανόμενου σήματος με το σήμα αναφοράς. Για την κατανόηση της λειτουργίας του correlator παρατίθεται το παρακάτω σχήμα που δείχνει πως γίνεται το correlation όταν έχουμε ένα θετικό παλμό.



Όπως γίνεται κατανοητό η μονάδα παλμού αναφοράς πρέπει να μεταδίδει μόνο θετικούς παλμούς, ίδιας συχνότητας με τη γεννήτρια παλμών, ώστε κατά τον πολλαπλασιασμό των σημάτων στον correlator να προκύπτει θετικό αποτέλεσμα εάν το bit μετάδοσης είναι '1' ή αρνητικό αποτέλεσμα εάν το bit μετάδοσης είναι '0'. Ο Bit Slicer που συνδέεται στην έξοδο του correlator λαμβάνει το σήμα από τον ολοκληρωτή του correlator αμέσως πριν ο ολοκληρωτής μηδενιστεί (βλ. παραπάνω σχήμα). Ο Slicer χρησιμοποιεί την τιμή της εξόδου του correlator για να καθορίζει αν στην έξοδό του θα πρέπει να δώσει το bit '1' ή '0'. Για παράδειγμα, στο παραπάνω σχήμα ο Bit Slicer θα εκτιμούσε ότι έχουμε bit '1' με την συγκεκριμένη έξοδο του correlator. Από το παραπάνω σχήμα μπορούμε, επίσης, να κατανοήσουμε την καλύτερη απόδοση που έχει ένας πομπός που μεταδίδει πάνω από έναν παλμό ανά bit. Ας υποθέσουμε ότι έχουμε μετάδοση 5 παλμών ανά bit. Το αποτέλεσμα μετά την ολοκλήρωση θα ήταν παρόμοιο με του παραπάνω σχήματος με την σημαντική διαφορά ότι θα είχε μεγαλύτερη ενεργειακή στάθμη. Επομένως θα χρειαζόταν και περισσότερη διαστρέβλωση από θόρυβο για να αλλοιωθεί και να 'αποφασίσει' λάθος bit ο Bit Slicer. Τέλος, η μονάδα Numeric Sink 2 χρησιμεύει για να καταγράφει τα bit που αποδιαμορφώνει ο δέκτης τα οποία τα αποθηκεύει σε έναν πίνακα.



Σχήμα 5.2 UWB πομποδέκτης και πηγή θορύβου

5.1.1 Προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS

Το παραπάνω κύκλωμα προσομοιώθηκε στο ADS. Ο πομπός ρυθμίστηκε να στείλει 100 bits με παραμέτρους 5 παλμούς ανά bit και περίοδο παλμού 2 nsec. Η προσομοίωση εκτελέστηκε 5 φορές για διαφορετικές τιμές της ισχύος “noise power dBm” της πηγής θορύβου (0-40 dBm) ή (1mW -10W), ώστε να υπολογιστεί η σχέση signal to noise ratio Eb/No (σε dB):

$$Eb/No=10*\log(PulseEnergy_joule)+30-(NoisePower_dBm+10*\log(ChipInterval))$$

Η παραπάνω σχέση είναι χρήσιμη για την εκτίμηση του bit error rate. Η μεταβλητή PulseEnergy_joule είναι η ενέργεια του Gaussian monocycle παλμού που παράγεται από τον πομπό. Όπως θα δούμε και παρακάτω υπολογίστηκε ότι είναι περίπου $1,5e^{-11}$ joule. (Παρατήρηση σχετικά με τις μονάδες: Joule=Watts*sec=Watts/Hz. Άρα για την εκτίμηση της ενέργειας του θορύβου, No, πρέπει να προσθέσουμε – σε dB - την περίοδο του κάθε παλμού με την NoisePower_dBm, δηλ. την rms ισχύ του θορύβου).

Η μεταβλητή PulseEnergy_joule είναι η ενέργεια του παλμού που μεταδίδει ο πομπός σε joule. Υπολογίζεται από την ισχύ του παλμού επί την διάρκειά του. Στη δική μας περίπτωση ο παλμός έχει πλάτος 1,5 volt και διάρκεια 0.7 nsec. Θεωρώντας ένα φορτίο 50 Ωm από το οποίο διέρχεται ο παλμός η ενέργεια του παλμού εκτιμάται σε $1,5e^{-11}$ joule $1,5e^{-11}$ joule.

5.1.2 Παράθεση γραφικών

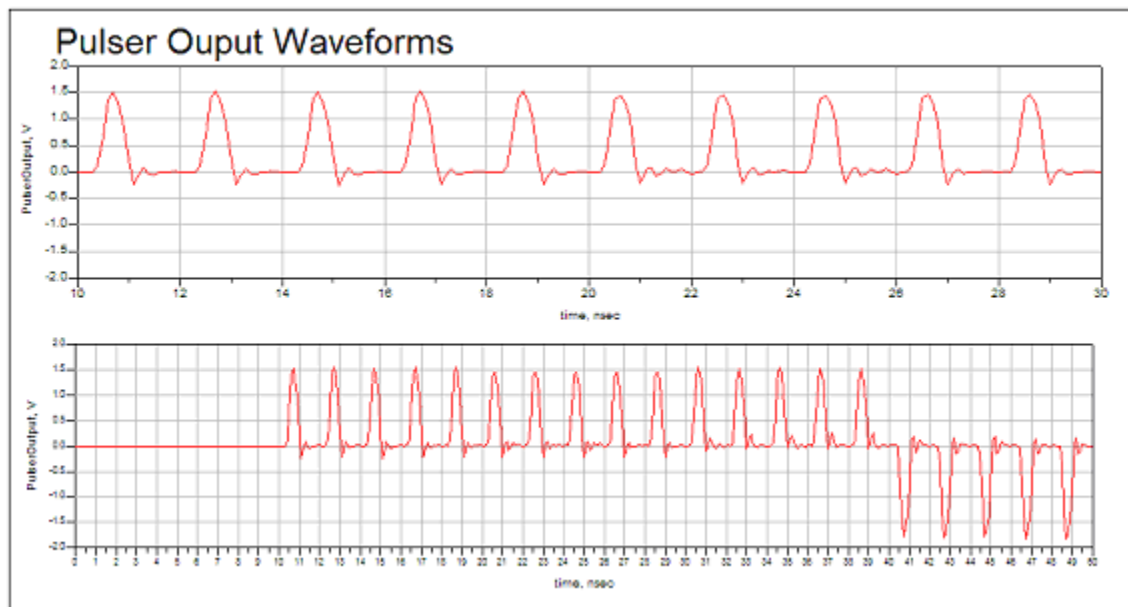
Στο Σχήμα 5.3 φαίνεται η ακολουθία των παλμών όπως βγαίνουν από τον πομπό πριν την παρεμβολή της πηγής θορύβου στο κανάλι, σε δυο διαφορετικές κλίμακες του χρόνου. Στην πρώτη κλίμακα φαίνεται η μορφή των μεταδιδόμενων παλμών καθώς και το πλάτος τους. Στην δεύτερη κλίμακα φαίνεται καθαρά η μετάδοση των τεσσάρων πρώτων bits (1110) από τα συνολικά 100 μεταδιδόμενα bits. Όπως έχει προαναφερθεί χρησιμοποιείται τεχνική μετάδοσης πέντε παλμών ανά bit και αυτό φαίνεται από την

γραφική αφού για τους τρεις άσους μεταδίδονται δεκαπέντε θετικοί παλμοί και για το μηδέν μεταδίδονται πέντε αρνητικοί παλμοί. Το πλάτος του παλμού είναι περίπου 1.5 Volt

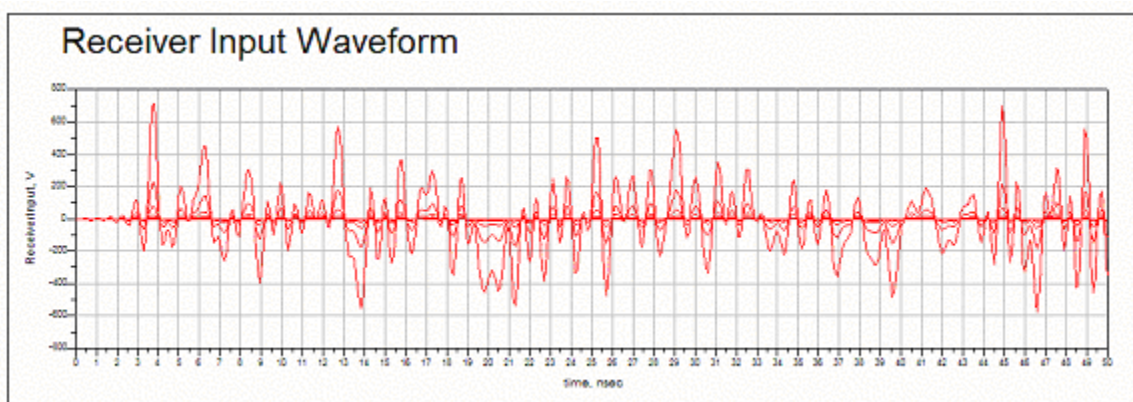
Στο Σχήμα 5.4 φαίνεται το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης μετά την εισαγωγή θορύβου. Αυτό το σήμα πρέπει να αποκωδικοποιηθεί στο δέκτη για να πάρουμε στην έξοδο τα bits που μεταδώσαμε.

Επίσης στο Σχήμα 5.5(α) παρατίθεται η γραφική του φάσματος των παλμών στην έξοδο του πομπού (Pulser) ενώ στο Σχήμα 5.5(β) το φάσμα του σήματος της πηγής παρεμβολής στα 20 dBm θορύβου. Όσο αυξάνεται η ισχύς θορύβου η ενέργεια του φάσματος μεγαλώνει. Στο Σχήμα 5.5(γ) παρατίθεται το φάσμα που λαμβάνει ο δέκτης το οποίο προκύπτει από το συνδυασμό της πηγής θορύβου με τον πομπό μας για θόρυβο 20 dBm.

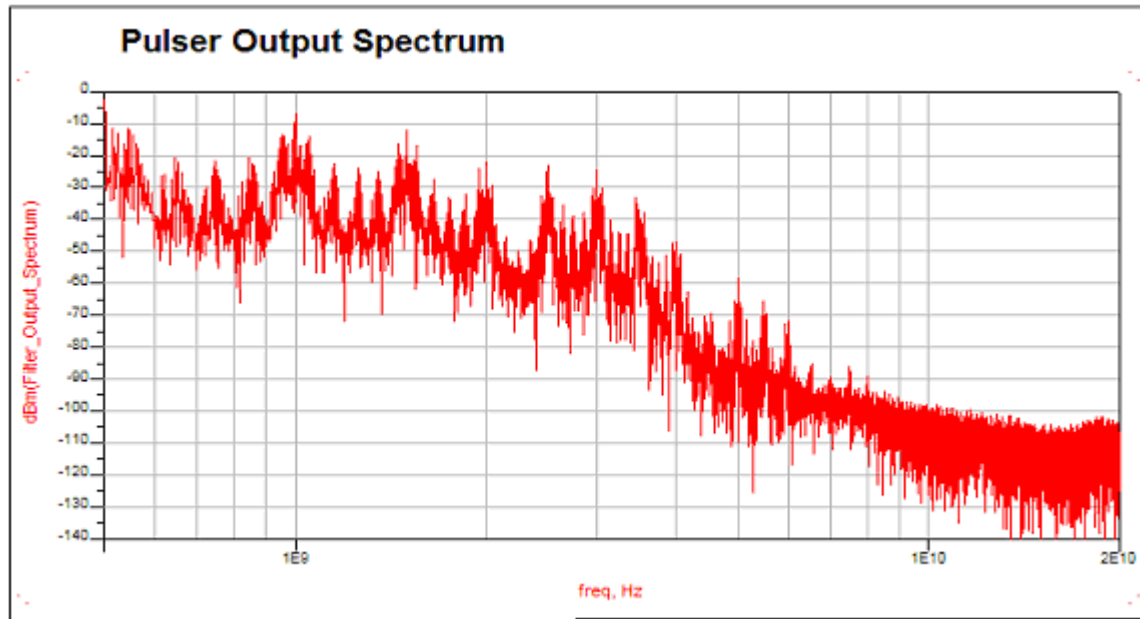
Στο Σχήμα 5.6 φαίνονται τα bit που μεταδόθηκαν, τα bit που παρελήφθησαν από τον δέκτη και τα λάθη που προέκυψαν. Το λάθος στην λήψη των bits υπολογίζεται από την διαφορά των ενδείξεων των Numeric Sink 1 (Data Input) και Numeric Sink 2 (Data Output). Τα Numeric Sink συλλέγουν τα δεδομένα σε complex data values όπου το φανταστικό μέρος είναι 0 κι έτσι προκύπτει ένας πίνακας στον οποίο κάθε bit '1' συμβολίζεται με 1 και κάθε bit '0' συμβολίζεται με 0. Με την αφαίρεση των δύο αυτών πινάκων προκύπτει ένας καινούριος ο οποίος ονομάζεται Error.



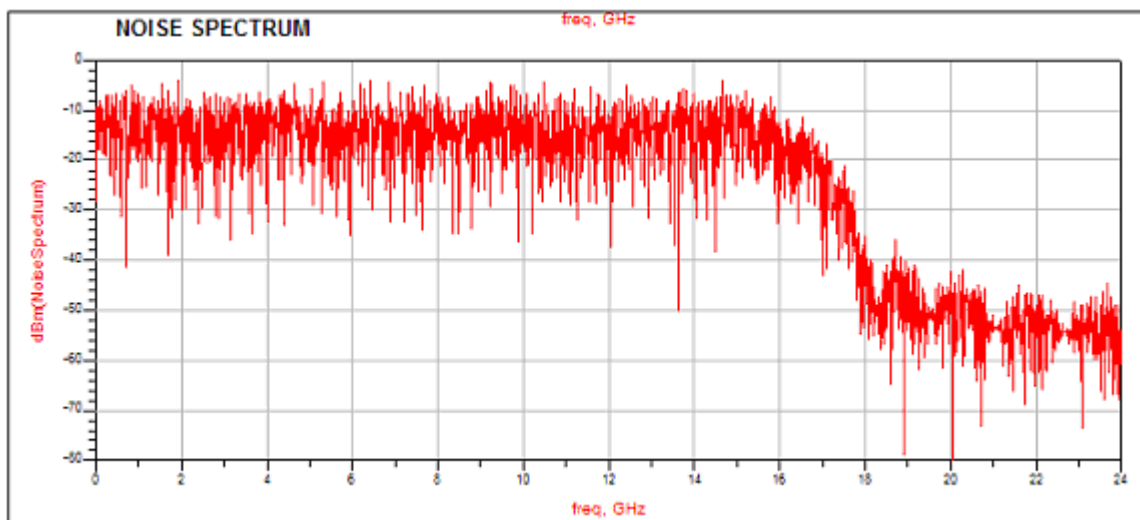
Σχήμα 5.3 Ακολουθία Gaussian monocycle παλμών όπως παράγονται από τον πομπό



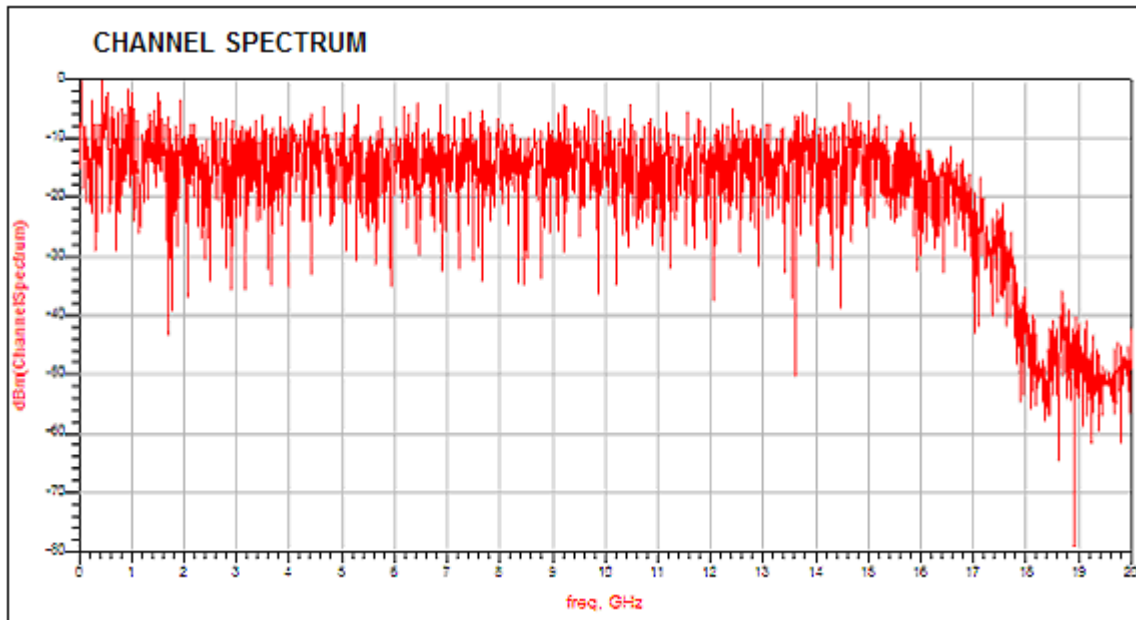
Σχήμα 5.4 Το σήμα στην είσοδο του δέκτη μετά την εισαγωγή θορύβου



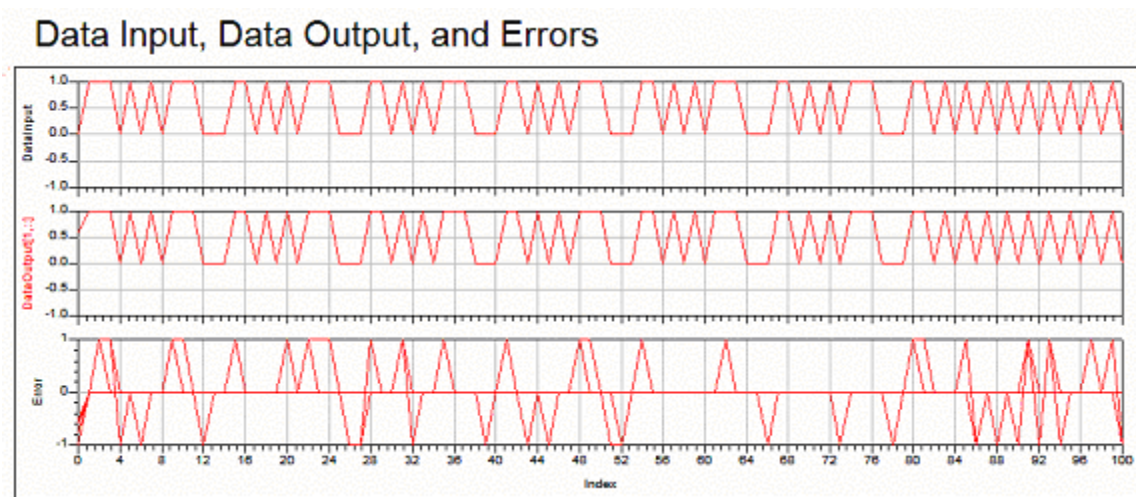
Σχήμα 5.5(α) Φάσμα του Gaussian παλμού



Σχήμα 5.5(β) Φάσμα του σήματος της πηγής θορύβου στα 20 dBm θορύβου



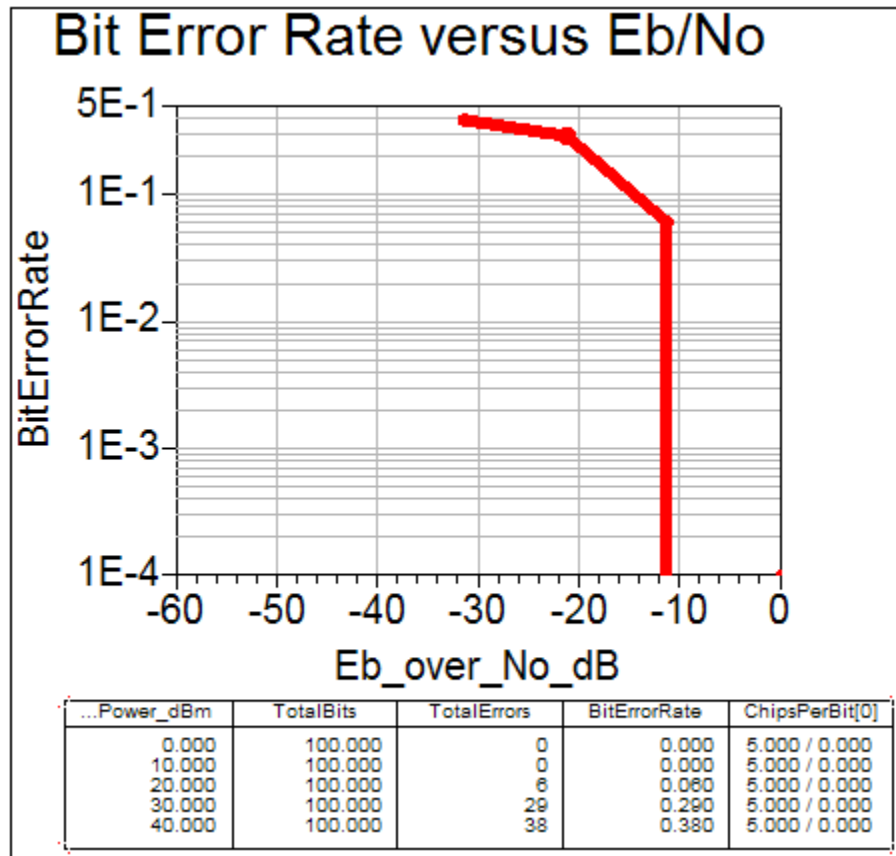
Σχήμα 5.5(γ) Φάσμα στην είσοδο του δέκτη στα 20 dBm θορύβου



Σχήμα 5.6 Μεταδιδόμενα bits, λαμβανόμενα bits από τον δέκτη και τα λάθη που προκύπτουν

Παρακάτω στο Σχήμα 5.7 παρατίθεται η γραφική του Bit Error Rate. Από τον πίνακα φαίνεται ότι για θόρυβο ισχύος από 0 έως 10 dBm (1mw έως 10mw) δεν εμφανίζονται λάθη στη μετάδοση. Στα 20 dBm (100mw) αρχίζουν να εμφανίζονται τα πρώτα λάθη (5% λάθη), κάτι αποδεκτό, ενώ για ισχύ από 30 dBm (1 W) και πάνω τα λάθη που εμφανίζονται (27% λάθη) καθιστούν απαγορευτική την επικοινωνία. Οπότε

μπορεί να θεωρηθεί ότι πηγές θορύβου ισχύος κάτω από 1 Watt που βρίσκονται δίπλα στον UWB δέκτη δεν δημιουργούν ιδιαίτερο πρόβλημα στο UWB κανάλι.

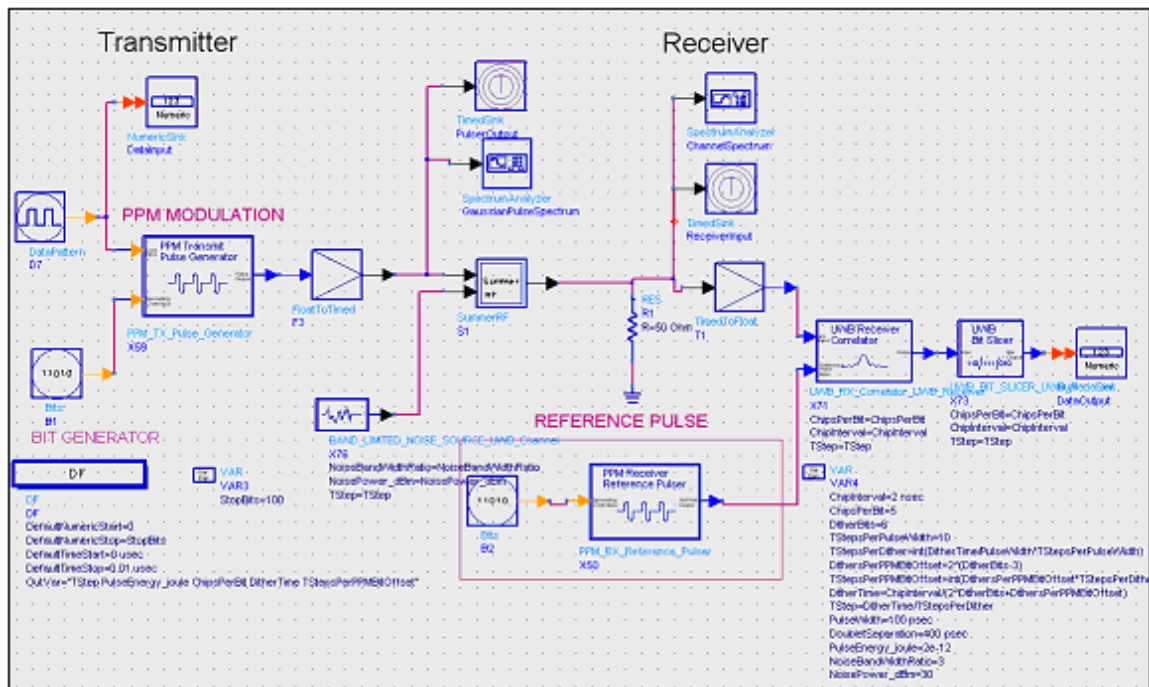


Σχήμα 5.7 Bit Error Rate versus Signal To Noise Ratio

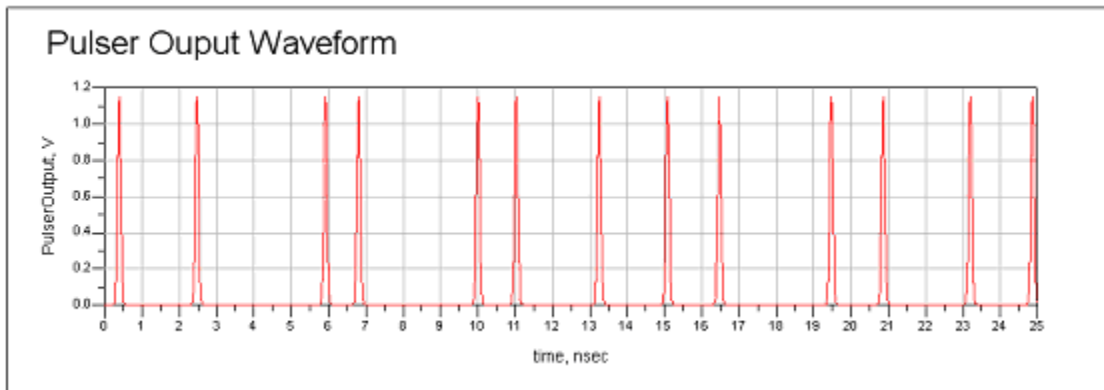
5.1.3 Σύγκριση BER biphase διαμόρφωσης με BER PPM διαμόρφωσης

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2 περιμένουμε η απόδοση της Biphase διαμόρφωσης στο BER να είναι καλύτερη απ'οτι στην PPM διαμόρφωση. Αυτό συμβαίνει επειδή στην biphase διαμόρφωση η ενεργειακή διαφορά μεταξύ του bit '1' και '0' είναι διπλάσια από αυτήν στην PPM διαμόρφωση, και επομένως χρειάζεται περισσότερη παραμόρφωση για να έχουμε το ίδιο λάθος λήψης των bits.

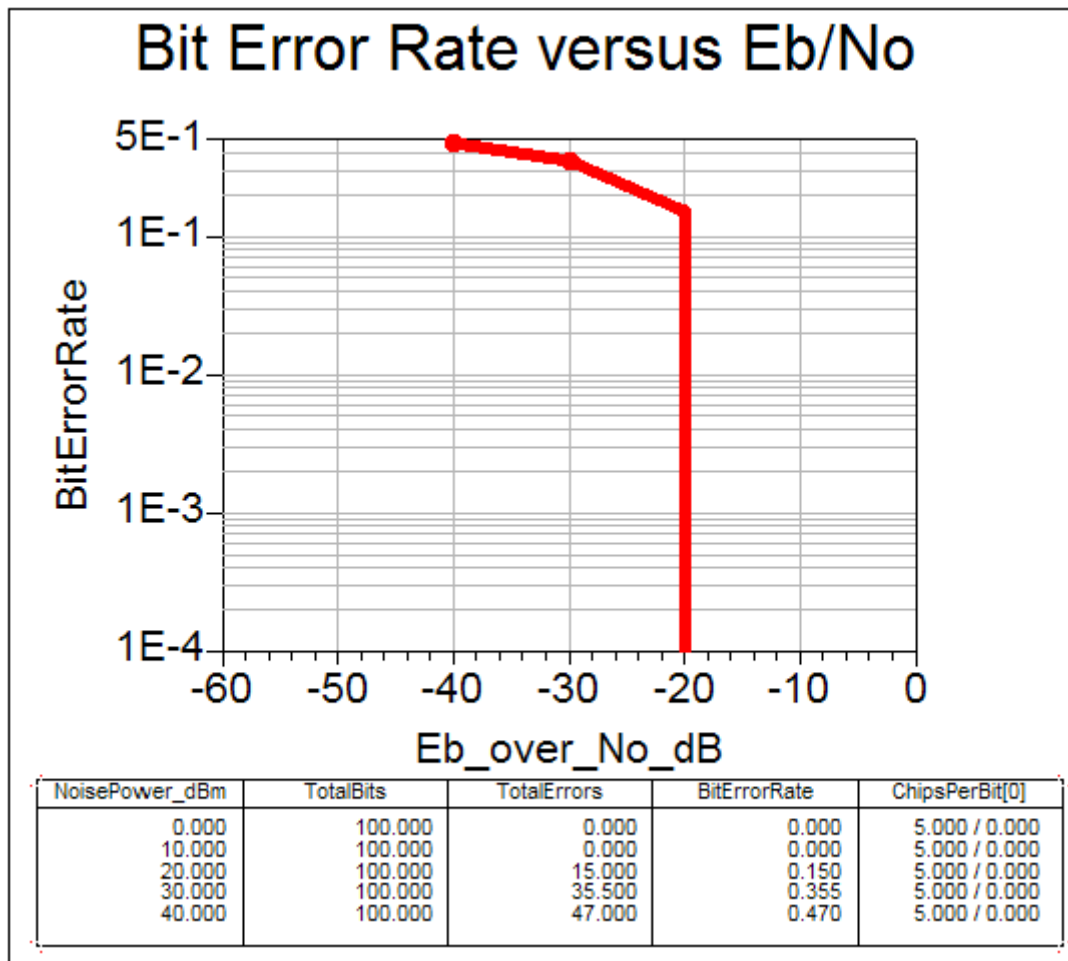
Προσομοιώθηκε στο ADS ένας ιδανικός πομπός που μεταδίδει παλμούς με παρόμοια χαρακτηριστικά με του δικού μας αλλά χρησιμοποιεί PPM διαμόρφωση (Σχήμα 5.8). Δηλαδή ένας παλμός σε μια ακολουθία ομοιόμορφα χωρισμένων παλμών αντιπροσωπεύει το "1" και ένας μετατοπισμένος στο χρόνο παλμός από την ακολουθία αντιπροσωπεύει το "0" (Σχήμα 5.9). Επίσης η προσομοίωση έγινε για την μετάδοση 100 bits με chip per bit=5 (αριθμός παλμών ανά bit) όπως ακριβώς προσομοιώθηκε και ο δικός μας transceiver. Οι μεταδιδόμενοι παλμοί είναι Gaussian monocycle και η διάρκεια του παλμού ορίστηκε στα 100 psec. Το BER φαίνεται στο Σχήμα 5.10. Συγκρίνοντας το BER της PPM διαμόρφωσης με το BER της δικής μας υλοποίησης που χρησιμοποιεί biphase διαμόρφωση φαίνεται καθαρά ότι η απόδοση της biphase διαμόρφωσης είναι καλύτερη. Όπως φαίνεται ξεκάθαρα από τους πίνακες στα Σχήματα 5.7 και 5.10 τα συνολικά λάθη στην περίπτωση της PPM διαμόρφωσης είναι περισσότερα από αυτά της biphase για τον ίδιο κάθε φορά λόγο Eb/No. Συγκεκριμένα για την biphase διαμόρφωση για 20 dBm θόρυβο έχουμε 6% λάθη, για 30 dBm 29% λάθη και για 40 dBm 38% λάθη. Αντίθετα για την PPM διαμόρφωση για 20 dBm θόρυβο έχουμε 15 % λάθη, για 30 dBm 35% λάθη και για 40 dBm 47% λάθη.



Σχήμα 5.8 Ιδανικός πομποδέκτης σε PPM διαμόρφωση



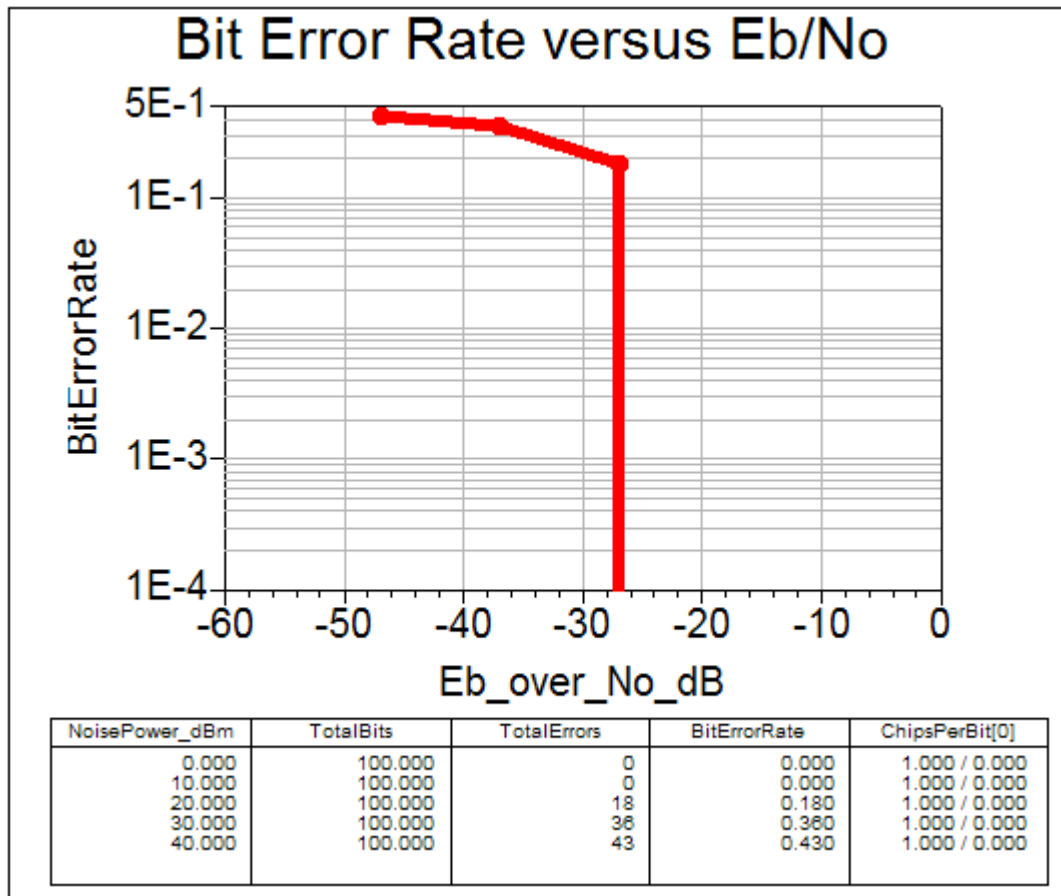
Σχήμα 5.9 Παλμοί σε PPM διαμόρφωση στην έξοδο του ιδανικού πομπού.



Σχήμα 5.10 Bit Error Rate versus Signal To Noise ratio της PPM διαμόρφωσης

5.1.4 Επίδραση του chip rate

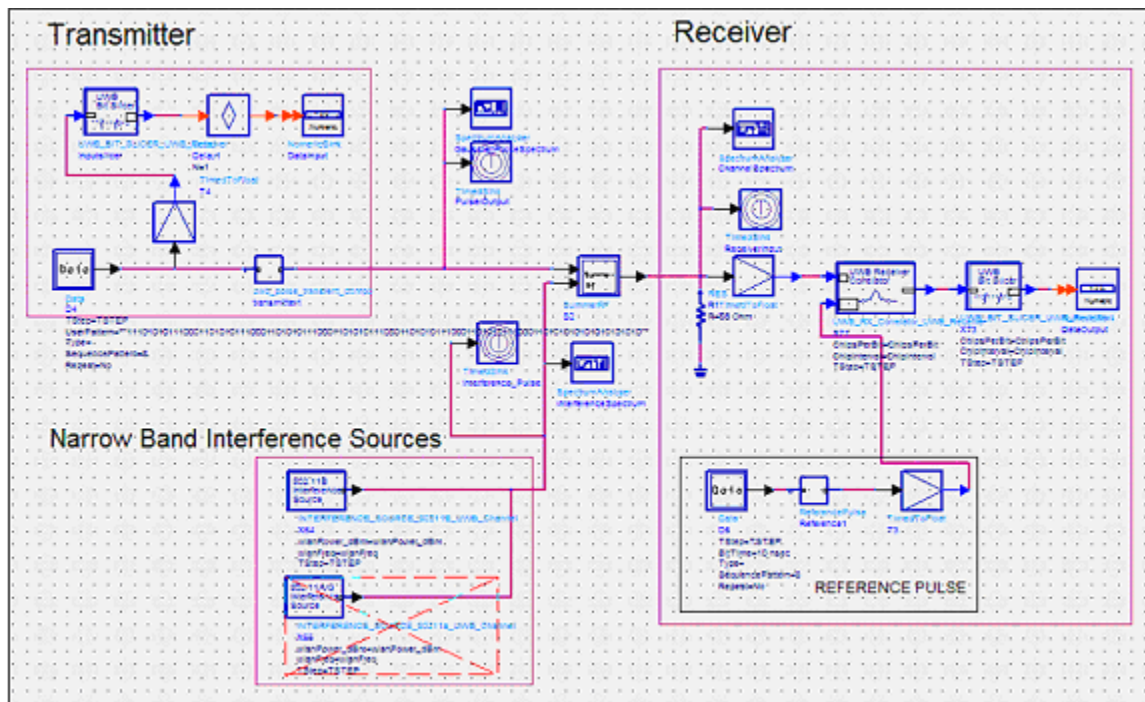
Ο πομπός που υλοποιήθηκε σχεδιάστηκε για να μεταδίδει πέντε παλμούς ανά bit όπως αναφέρθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια. Ο λόγος που έγινε αυτό είναι η μικρότερη πιθανότητα λάθους που έχουμε αφού γίνεται καλύτερο correlation μεταξύ του λαμβανόμενου παλμού και του παλμού αναφοράς. Πολύ εύκολα μετατρέψαμε τον πομπό ώστε να μεταδίδει έναν παλμό ανά bit βγάζοντας τα στοιχεία καθυστέρησης, για να συγκρίνουμε την απόδοση του και να σιγουρευτούμε ότι ήταν καλύτερη η επιλογή που κάναμε. Στο Σχήμα 5.11 παρατίθεται η γραφική του BER του πομπού που σχεδιάστηκε να μεταδίδει έναν παλμό ανά bit. Φαίνεται ξεκάθαρα από τους πίνακες ότι έχει χειρότερη απόδοση από την υλοποίηση που επιλέξαμε (πέντε παλμούς ανά bit) και της οποίας το BER φαίνεται στο Σχήμα 5.7. Συγκεκριμένα για την υλοποίηση με πέντε παλμούς ανά bit για 20 dBm θόρυβο έχουμε 6% λάθη, για 30 dBm 29% λάθη και για 40 dBm 38% λάθη. Για την υλοποίηση με ένα παλμό ανά bit για 20 dBm θόρυβο έχουμε 18% λάθη, για 30 dBm 36 % λάθη και για 40 dBm 43 % λάθη.



Σχήμα 5.11 Bit Error Rate πηγής μετάδοσης ενός παλμού ανά bit

5.2 Παρέμβαση μικρού εύρους ζώνης πηγής (802.11b)

Σε αυτήν την ενότητα εκτιμήθηκε το Bit Error Rate του UWB καναλιού υπό την παρεμβολή μιας μικρού εύρους ζώνης πηγής, και συγκεκριμένα της 802.11b. Το 802.11b είναι ένα ασύρματο δίκτυο (WLAN) που λειτουργεί στη συχνότητα 2.4 GHz (βλ. Σχήμα 5.1) γι αυτό η συχνότητα της πηγής (Wlan Freq) τέθηκε στα 2.4 GHz. Το κύκλωμα που υλοποιήθηκε είναι ακριβώς το ίδιο με το κύκλωμα στο σχήμα 5.2 και λειτουργεί με τον ίδιο τρόπο με την μόνη διαφορά ότι αντικαταστάθηκε η πηγή θορύβου με την 802.11b πηγή. Το σχήμα 5.12 δείχνει το κύκλωμα που προσομοιώθηκε στο ADS για να πάρουμε τις γραφικές παραστάσεις..



Σχήμα 5.12 Πομποδέκτης υπό την παρεμβολή πηγής στενού εύρους ζώνης

5.2.1 Προσομοίωση του κυκλώματος παρεμβολής 802.11b στο ADS

Το κύκλωμα στο Σχήμα 5.12 προσομοιώθηκε στο ADS. Ο πομπός ρυθμίστηκε να στείλει 1000 bits (αυτή τη φορά) με παραμέτρους 5 παλμούς ανά bit (chip per bit) και περίοδο 2 nsec (chip interval). Η προσομοίωση εκτελέστηκε 5 φορές για διαφορετικές τιμές του wlan power dBm (μεταβλητή που προσδιορίζει την ισχύ της πηγής 802.11b) της πηγής 802.11b (0 έως 40 dBm) ή (1mW έως 10W) με βήμα 10 dBm, ώστε να υπολογιστεί η σχέση signal to noise ratio,

$$Eb/No=10*\log(PulseEnergy_joule)+30-(wlanPower_dBm+10*\log(ChipInterval))$$

που είναι χρήσιμη για τον υπολογισμό του bit error rate.

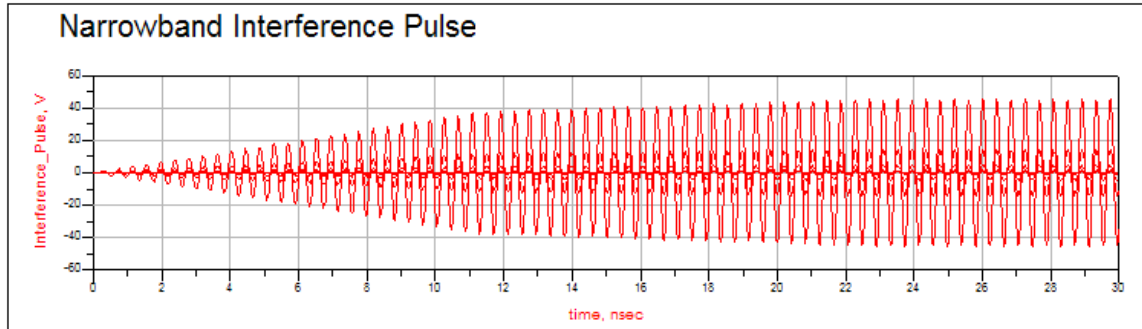
5.2.2 Παράθεση γραφικών

Στο Σχήμα 5.13 φαίνεται η μορφή του σήματος στο πεδίο του χρόνου που μεταδίδει η πηγή παρεμβολής.

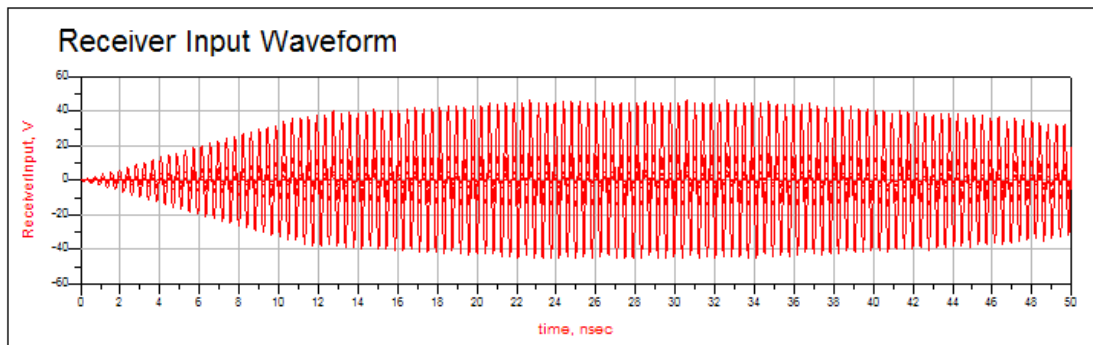
Στο Σχήμα 5.14 φαίνεται το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης, που είναι οι Gaussian παλμοί αναμεμιγμένοι με το σήμα από την 802.11b πηγή. Αυτό το σήμα πρέπει να

αποκωδικοποιηθεί στο δέκτη με την βοήθεια του correlator ώστε να πάρουμε στην έξοδο τα bits που μεταδώσαμε.

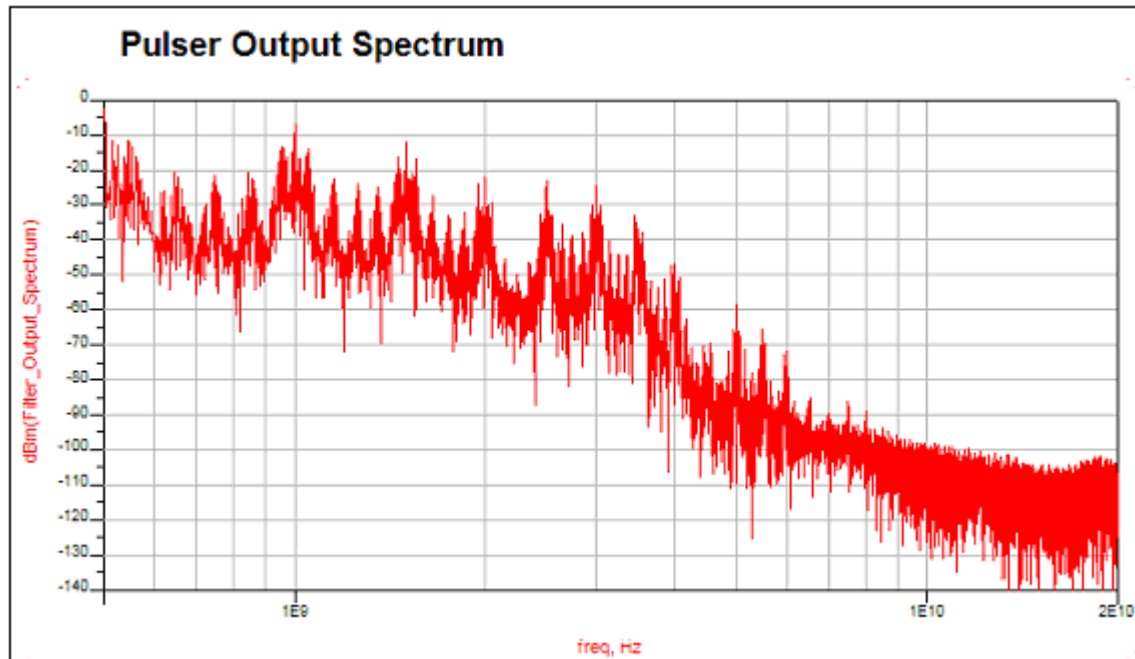
Επίσης, στο Σχήμα 5.15(α) παρατίθεται η γραφική του φάσματος των Gaussian παλμών στην έξοδο του πομπού και στο σχήμα 5.15(β) το φάσμα του σήματος της πηγής παρεμβολής για τιμές θορύβου από 0 έως 40 dBm.



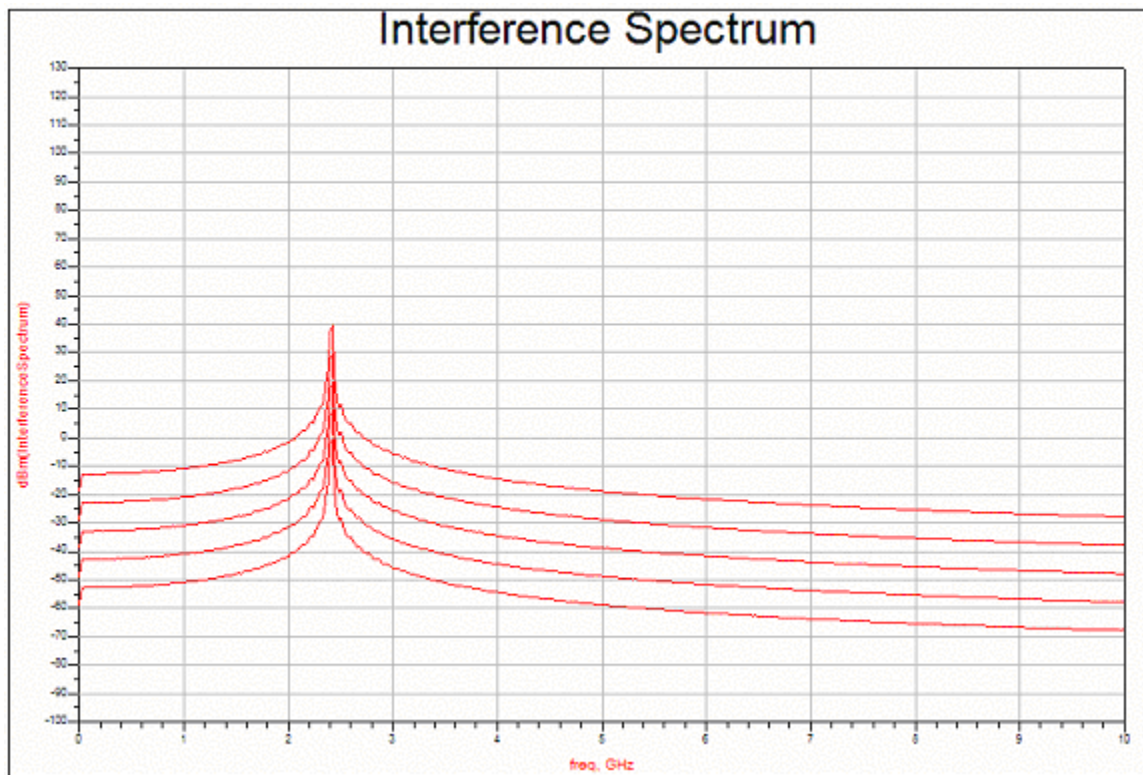
Σχήμα 5.13 Κυματομορφή πηγής 802.11b στο πεδίο του χρόνου



Σχήμα 5.14 Λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη



Σχήμα 5.15(α) Φάσμα του Gaussian παλμού στην έξοδο του πομπού



Σχήμα 5.15(β) Φάσμα της interference πηγής 802.11b για 0-40 dBm

Παρακάτω στο Σχήμα 5.16 παρατίθεται ο πίνακας του Bit Error Rate του UWB. Παρατηρούμε ότι από 0 dBm έως 40 dBm θόρυβο δεν επηρεάζεται το UWB κανάλι αφού σε όλες τις περιπτώσεις το bit error rate είναι 0. Σε μεγαλύτερη ισχύ της πηγής παρεμβολής παρατηρήθηκαν λάθη και δεν κρίθηκε αναγκαίο να παρατεθούν τα αποτελέσματα, αφού ισχύς θορύβου πάνω από 40 DBm είναι πλασματική και δεν δουλεύει κανένα ασύρματο δίκτυο σε τέτοια ισχύ.

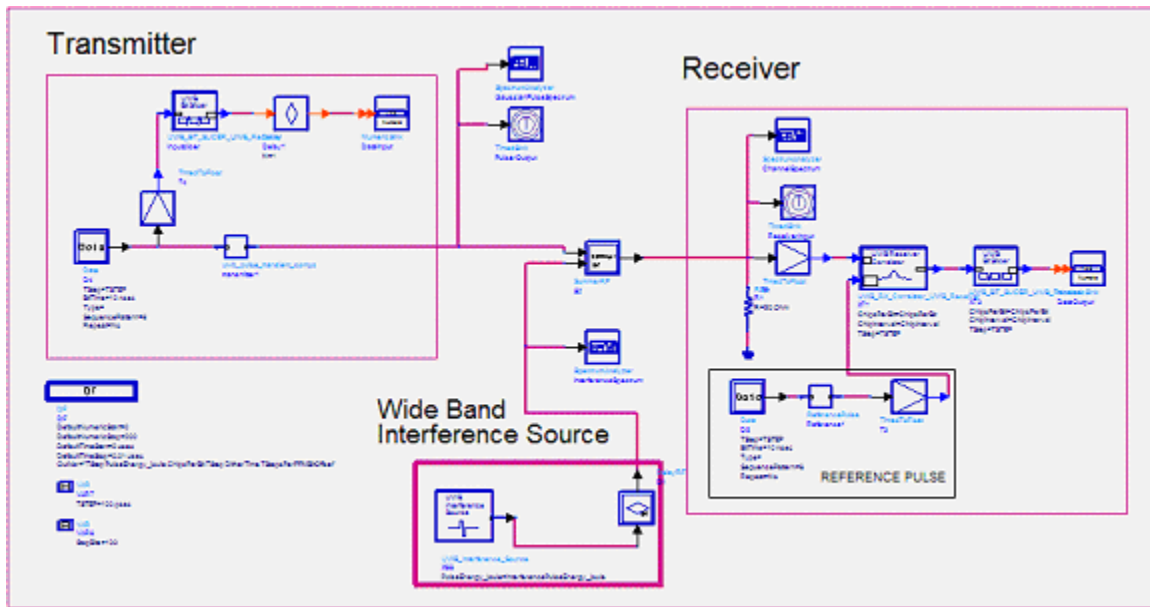
Bit Error Rate versus Eb/(Interference Energy)				
wlanPower_dBm	TotalBits	TotalErrors	BitErrorRate	ChipsPerBit[0]
0.000	1.000	0	0.000	5.000 / 0.000
10.000	1.000	0	0.000	5.000 / 0.000
20.000	1.000	0	0.000	5.000 / 0.000
30.000	1.000	0	0.000	5.000 / 0.000
40.000	1.000	0	0.000	5.000 / 0.000

Σχήμα 5.16 Πίνακας του Bit Error Rate από την παρέμβαση της 802.11b.

Επομένως σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα μια στενού εύρους ζώνης πηγή 802.11b που λειτουργεί στα 2.4 GHz μπορεί να λειτουργεί κοντά στον UWB δέκτη χωρίς να τον επηρεάζει.

5.3 Παρέμβαση πηγής μεγάλου εύρους ζώνης

Σε αυτήν την ενότητα εκτιμήθηκε το Bit Error Rate του UWB καναλιού υπό την παρεμβολή μιας μεγάλου εύρους ζώνης πηγής (παρόμοιας με αυτής του UWB). Το κύκλωμα που υλοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 5.17 και λειτουργεί με τον ίδιο τρόπο όπως τα προηγούμενα με μόνη διαφορά ότι τώρα σαν πηγή παρεμβολής επιλέχθηκε μια Wideband Interference Source. Η πηγή παρεμβολής ρυθμίστηκε να έχει ίδια περίοδο παλμών (chip interval=2 nsec) και ίδιο αριθμό παλμών ανά bit (chip per bit=5) με την δική μας πηγή. Επιπλέον, η διάρκεια των παλμών τέθηκε στα 80 psec. Αυτό το κύκλωμα προσομοιώθηκε στο ADS για να πάρουμε της επιθυμητές γραφικές.



Σχήμα 5.17 Πομποδέκτης υπό την παρεμβολή πηγής μεγάλου εύρους ζώνης

5.3.1 Προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS

Για την προσομοίωση του UWB πομπού και δέκτη χρησιμοποιήσαμε bi-phase διαμόρφωση χωρίς αντένα ή επιδράσεις περιβάλλοντος. Στάλθηκαν 100 bits στα οποία προστέθηκε θόρυβος από μια Wide Band Interference πηγή της οποίας η ισχύς κυμάνθηκε από -10 έως 30 dBm (0.1 mW έως 1 W). Ο πίνακας του Σχήματος 5.21 συνοψίζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

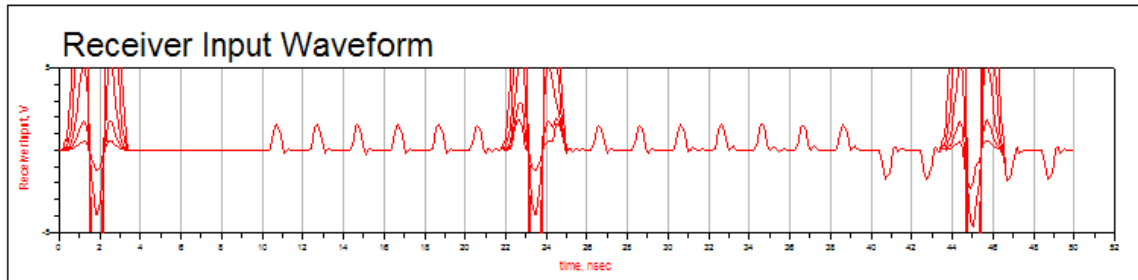
5.3.2 Παράθεση γραφικών

Στο Σχήμα 5.3 φαίνεται η ακολουθία των παλμών όπως βγαίνουν από τον πομπό πριν την παρέμβαση της πηγής στο κανάλι, σε δυο διαφορετικές κλίμακες του χρόνου.

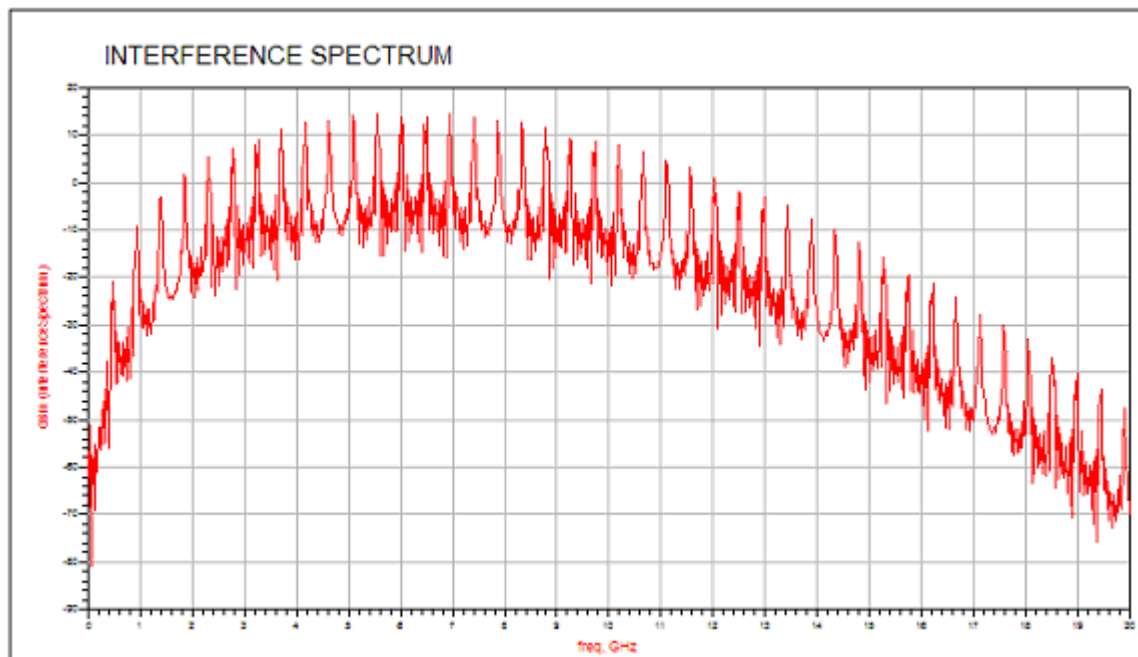
Στο Σχήμα 5.18 φαίνεται το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης ,μετά την παρέμβαση της wideband πηγής. Στο σχήμα διακρίνονται οι Gaussian παλμοί οι οποίοι συνυπάρχουν με τους παλμούς από την πηγή παρεμβολής. Αυτό το σήμα πρέπει να αποκωδικοποιηθεί στο δέκτη για να πάρουμε στην έξοδο τα bits που μεταδώσαμε.

Επίσης στο Σχήμα 5.19(α) παρατίθεται η γραφική του φάσματος της Wideband πηγής παρεμβολής και στο Σχήμα 5.19(β) το φάσμα του σήματος στον δέκτη. Και τα δύο φάσματα είναι για 20 DBm θόρυβο. Το φάσμα του δικού μας πομπού έχει παρατεθεί

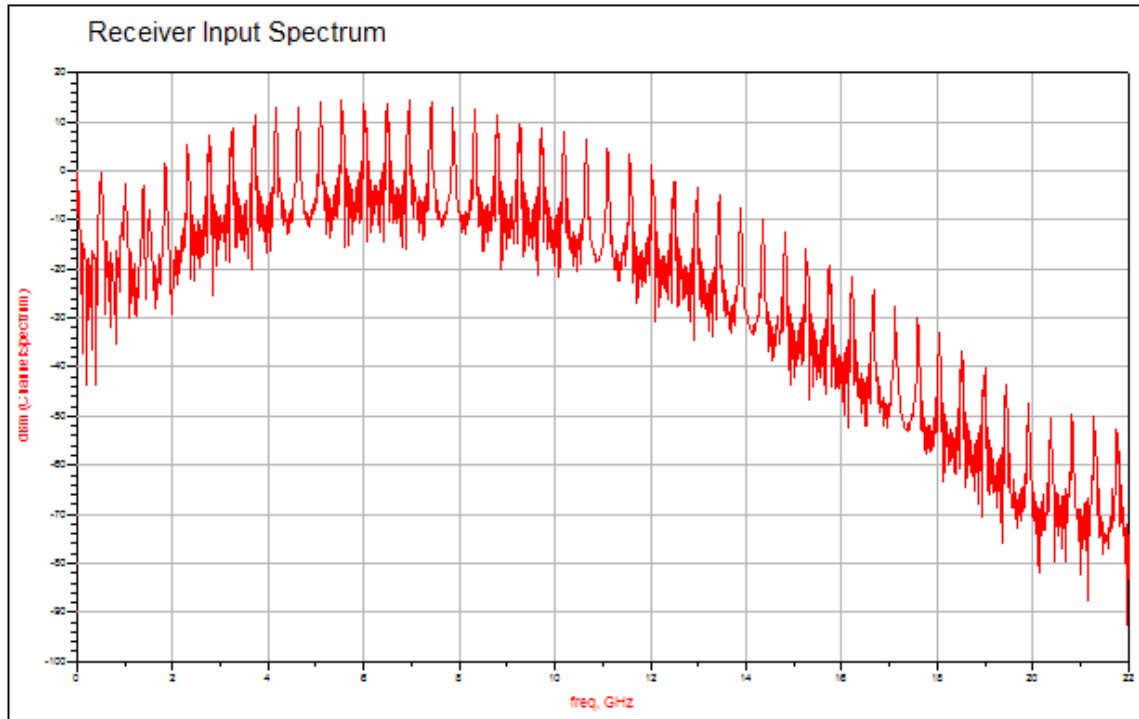
προηγουμένως στο Σχήμα 5.15(α). Στο Σχήμα 5.20 φαίνονται τα bits που μεταδόθηκαν, τα bits που παρελήφθησαν από τον δέκτη και τα λάθη που προέκυψαν.



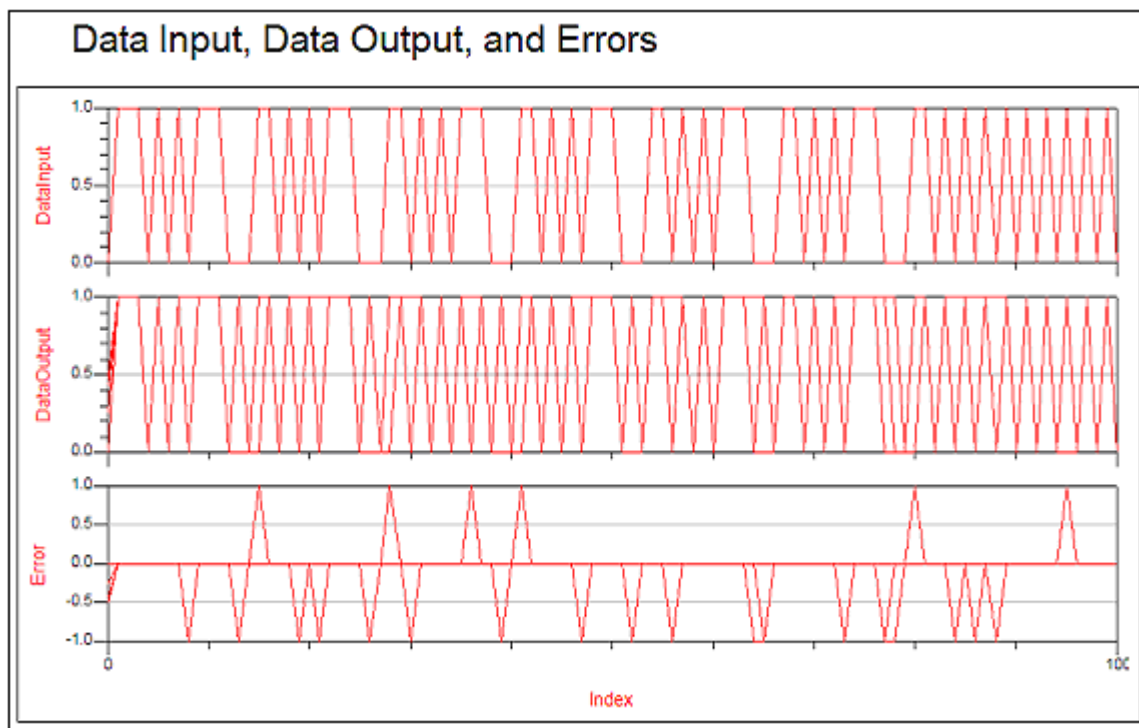
Σχήμα 5.18 Το σήμα στο δέκτη στο πεδίο του χρόνου



Σχήμα 5.19(α) Φάσμα της Wideband πηγής παρέμβασης για 20 dBm



Σχήμα 5.19(β) Το φάσμα του σήματος στο δέκτη για Interference DB=20 dBm

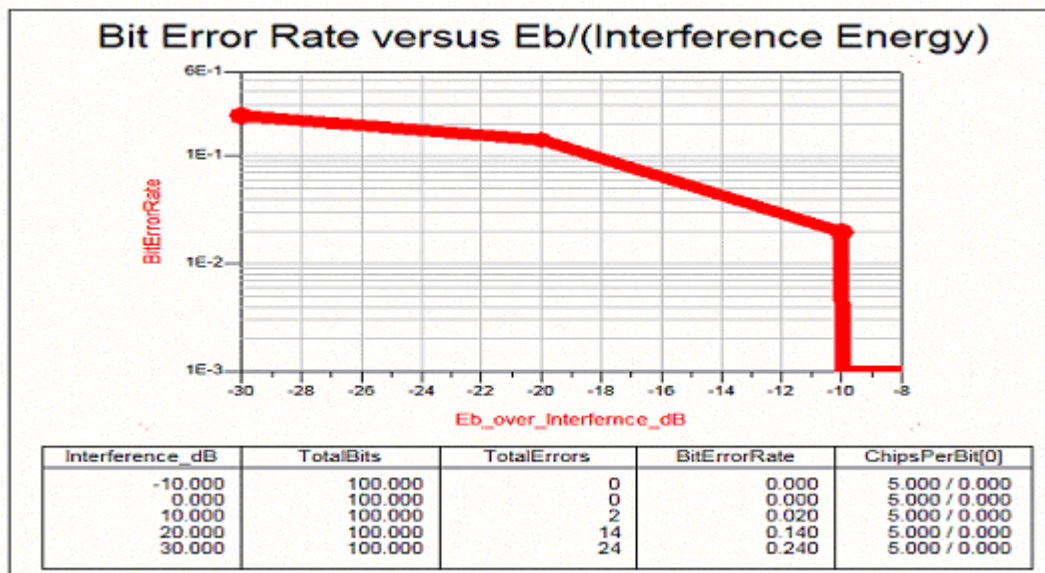


Σχήμα 5.20 Bit που μεταδόθηκαν, bit που παρελήφθησαν από τον δέκτη και τα λάθη που προέκυψαν

Στο σχήμα 5.21 παρατίθεται η γραφική του bit error rate του UWB καναλιού για την wideband πηγή παρέμβασης. Παρατηρούμε ότι μέχρι τα 0 dBm η πηγή παρεμβολής δεν δημιουργεί πρόβλημα στο κανάλι αφού δεν υπάρχουν λάθη. Από τα 10 dBm μέχρι τα 30 dBm (1mW έως 1W) , τα λάθη αυξάνονται σταδιακά και δημιουργούν πρόβλημα στο UWB κανάλι. Είναι φανερό ότι το UWB κανάλι επηρεάζεται πολύ από την WideBand πηγή παρεμβολής αφού εκπέμπει στο ίδιο φάσμα συχνοτήτων.

Παρατηρούμε επίσης ότι η παρεμβολή της wideband πηγής στο UWB κανάλι επικοινωνίας δημιουργεί πρόβλημα από χαμηλά επίπεδα ισχύος αντίθετα με την narrowband πηγή παρέμβασης που με ισχύ 40 dBm δεν προκαλούσε πρόβλημα. Έτσι, επιβεβαιώνεται ότι τα UWB δεν επηρεάζονται τόσο από narrowband σήματα όσο από σήματα wideband, δηλαδή από σήματα του ίδιου φάσματος. dBm Από τον παρακάτω πίνακα συμπεραίνει κανείς ότι μπορεί να βρίσκεται δίπλα στο δέκτη μια πηγή ευρείας ζώνης χωρίς να επηρεάζει το κανάλι, φτάνει να μην ξεπερνάει την ισχύ των 10 dBm (10 mW).

Αξίζει να σημειώσουμε ότι προσομοιώθηκε το κύκλωμα με διάρκεια του παλμού της πηγής παρεμβολής μεγαλύτερη από 80 psec (160 psec) και το αποτέλεσμα ήταν χειρότερο bit error rate. Αυτό είναι φυσιολογικό, γιατί όσο μεγαλύτερης διάρκειας είναι η παρεμβάλλοντες παλμοί τόσο μεγαλύτερη είναι η πιθανότητα επικάλυψης τους με τους παλμούς της δικής μας πηγής.



Σχήμα 5.21 Bit Error Rate υπό την παρεμβολή μιας πηγής μεγάλου εύρους ζώνης

5.4 Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό προσομοιώθηκε ο UWB transceiver υπό την παρεμβολή διάφορων πηγών. Σκοπός ήταν να φανεί το ποσοστό αρμονικής συνύπαρξης του UWB με άλλα ασύρματα δίκτυα.

Αρχικά η πηγή παρεμβολής ήταν μια περιορισμένου εύρους πηγή θορύβου για την οποία εκτιμήθηκε το bit error rate του UWB transceiver. Στην περίπτωση αυτή πραγματοποιήθηκε σύγκριση του bit error rate του transceiver μας με το αντίστοιχο ενός ιδανικού transceiver σε PPM διαμόρφωση. Ο τελευταίος αποδείχτηκε ότι είχε χειρότερη απόδοση για το ίδιο κάθε φορά επίπεδο ισχύος θορύβου.

Στη συνέχεια αλλάχθηκε το chip per bit του transceiver από πέντε σε ένα και εκτιμήθηκε το bit error rate, το οποίο είχε χειρότερη απόδοση.

Η δεύτερη πηγή παρεμβολής που χρησιμοποιήθηκε ήταν μια narrowband πηγή (802.11b) στα 2.4 GHz η οποία δεν δημιούργησε παρεμβολές στο UWB κανάλι μας.

Τέλος χρησιμοποιήθηκε μια wideband πηγή παρεμβολής η οποία φάνηκε να επηρεάζει τον δικό μας transceiver από χαμηλά επίπεδα ισχύος.

Κεφάλαιο 6

Uwb Περιβάλλον

Στο κεφάλαιο αυτό παρατίθεται το θεωρητικό κομμάτι για την επίδραση του περιβάλλοντος στο κανάλι UWB και την λειτουργία του δέκτη. Πιο συγκεκριμένα περιγράφονται οι multipath επιδράσεις, οι απώλειες διάδοσης εξαιτίας της απόστασης καθώς και η λειτουργία του δέκτη (rake receiver).

6.1 Μοντελοποίηση του UWB καναλιού

Χάριν στις πιθανές εφαρμογές και τις μοναδικές ικανότητές τους, τα UWB συστήματα ασύρματης επικοινωνίας αποτέλεσαν το αντικείμενο εκτενούς έρευνας στα πρόσφατα έτη. Εντούτοις, πολλές σημαντικές πτυχές των συστημάτων επικοινωνίας που ήταν βασισμένα στα UWB δεν έχουν ακόμα ερευνηθεί λεπτομερώς. Ειδικότερα, η μοντελοποίηση καναλιών σε εξωτερικούς και εσωτερικούς χώρους απαιτεί προσεκτική εξέταση πριν από την πρακτική εφαρμογή των συστημάτων UWB. Χωρίς αυτή, η απόδοση και η παρεμβολή του συστήματος από και προς άλλους χρήστες δεν μπορούν να είναι εύκολα εξακριβωμένες. Η διάδοση των σημάτων UWB σε εσωτερικούς χώρους καθώς και συνδυασμό εσωτερικών και εξωτερικών χώρων αποτελεί πολύ σημαντικό ζήτημα, με σημαντικές επιδράσεις στη μελλοντική εξέλιξη και γενικά την έκταση της επιτυχίας της τεχνολογίας UWB.

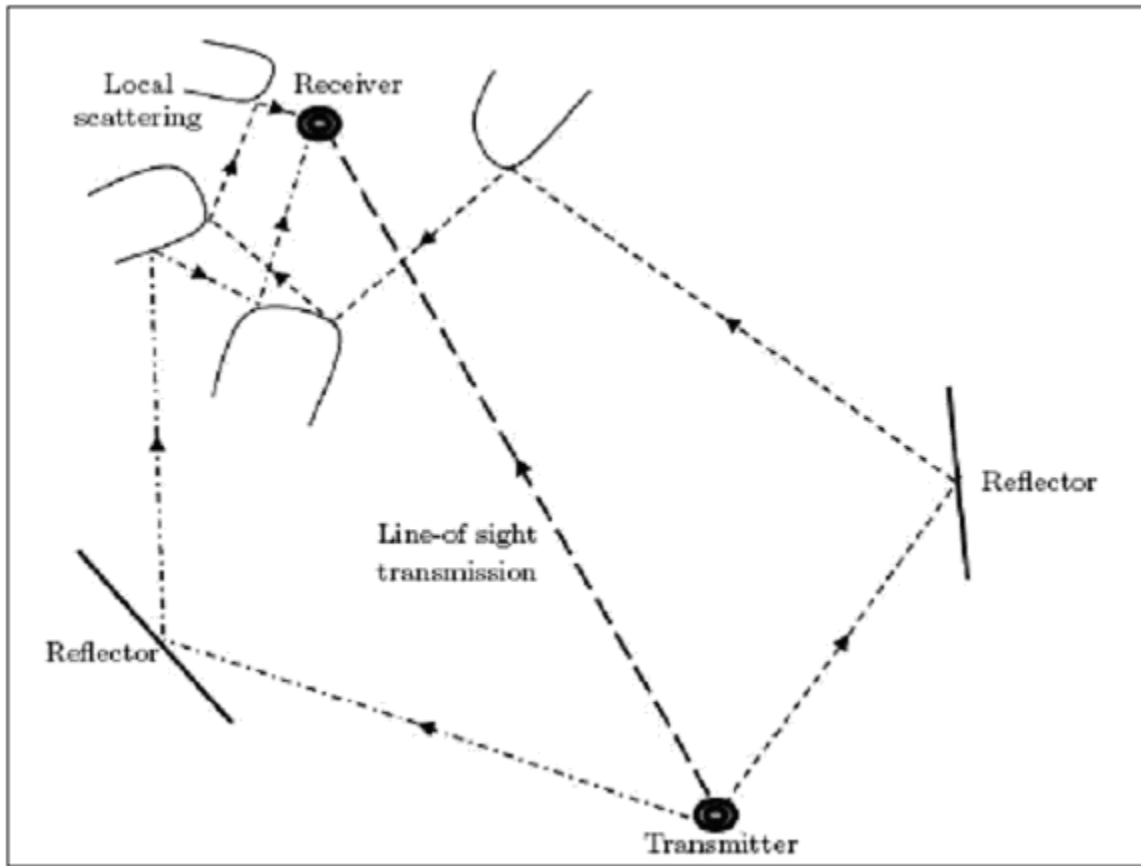
Το κανάλι ορίζεται ως το περιβάλλον διάδοσης μέσω του οποίου ένα σήμα περνά από τον πομπό στο δέκτη. Εάν το κανάλι μοντελοποιείται σωστά, η επίδραση των διαταραχών και άλλων πηγών παρεμβολής μπορεί να μειωθεί από το κατάλληλο σχεδιασμό της συσκευής του πομπού και του δέκτη. Ο λεπτομερής χαρακτηρισμός του καναλιού UWB είναι επομένως μια σημαντική προϋπόθεση για επιτυχή σχεδιασμό των συστημάτων επικοινωνιών UWB.

Μια σημαντική πτυχή οποιασδήποτε δραστηριότητας ράδιο τεχνολογίας είναι η έρευνα των συναρτήσεων κατανομής (distribution functions) των παραμέτρων του καναλιού. Χαρακτηριστικά, αυτές οι κατανομές λαμβάνονται από μετρήσεις ή προσομοιώσεις που βασίζονται σχεδόν σε ακριβείς ή απλουστευμένες περιγραφές του περιβάλλοντος. Εντούτοις, τέτοιες μέθοδοι συχνά αποδίδουν μόνο στη στατιστική συμπεριφορά του καναλιού και δεν είναι ικανές να δώσουν μια φυσική εξήγηση στα χαρακτηριστικά του καναλιού.

Ένα τυπικό UWB κανάλι διάδοσης είναι μια συνάρτηση που εξαρτάται ασθενώς από τη γεωμετρία του περιβάλλοντος. Γενικές γνώσεις του περιβάλλοντος θεωρείται ότι είναι ικανοποιητικές για το χαρακτηρισμό του. Διαφορετικά, καμία μέτρηση που λήφθηκε σε ένα περιβάλλον δεν θα μπορούσε να αποτελέσει μια έγκυρη προσέγγιση του καναλιού. Κατά τη μοντελοποίηση ενός UWB καναλιού πρέπει να ληφθούν υπόψην αρκετές λειτουργίες που ισοδυναμούν σε μια ολοκληρωτικά διαφοροποιημένη συμπεριφορά του καναλιού. Η βασική διαφορά μεταξύ τεχνικών UWB και παραδοσιακών τεχνικών διαμόρφωσης καναλιού είναι το γεγονός ότι στη διάδοση UWB, τα εξαρτώμενα από την συχνότητα αποτελέσματα δεν μπορούν να αγνοηθούν. Παράμετροι σχετικές με τη διείσδυση, την ανάκλαση, την απώλεια μονοπατιού (multipath), και άλλα πολλά αποτελέσματα πρέπει να θεωρηθούν ότι είναι ανεξάρτητα της συχνότητας και πρέπει να ερευνηθούν προσεκτικότερα.

6.2 Multipath

Multipath (πολλαπλές διαδρομές) είναι η ορολογία που δίνεται στο φαινόμενο κατά το οποίο ένα ηλεκτρομαγνητικό σήμα ταξιδεύει σε πολλές διαφορετικές πορείες έως ότου φθάσει στο δέκτη. Στο Σχήμα 6.1 φαίνεται ένα παράδειγμα multipath μετάδοσης. Το φαινόμενο αυτό προκαλείται από την ανάκλαση, την περίθλαση και την δυνατότητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος να διασκορπίζεται στον χώρο. Τα διαφορετικά μήκη των διαδρομών που ακολουθεί το σήμα αποτελούν το λόγο για τον οποίο οι παλμοί καταφθάνουν στο δέκτη σε διαφορετικούς χρόνους, με καθυστέρηση ανάλογη του μήκους της διαδρομής.

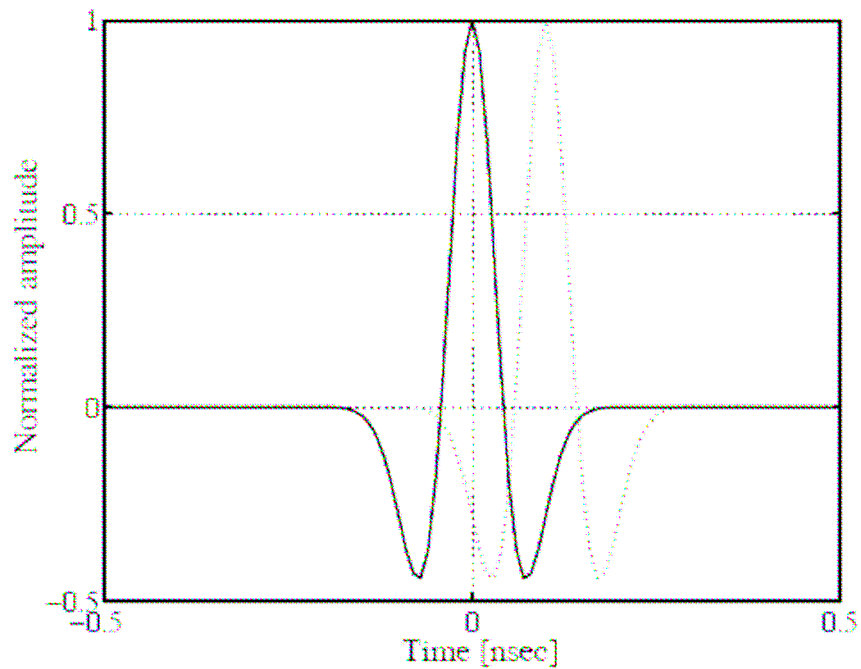


Σχήμα 6.1 Παράδειγμα multipath περιβάλλοντος

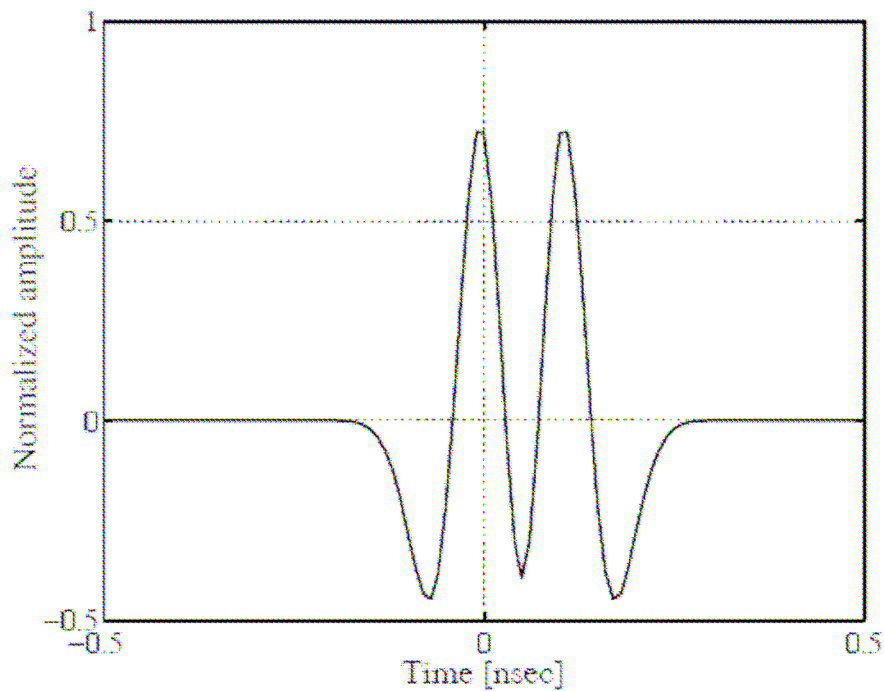
Τα UWB συστήματα θεωρείται πως έχουν ανοσία στο φαινόμενο multipath. Εξετάζοντας τα χαρακτηριστικά των παλμών, μπορούμε να δούμε ότι εάν φθάσει ένας multipath παλμός μέσα στη χρονική διάρκεια του αρχικού παλμού τότε θα έχουμε επικάλυψη (Σχήμα 6.2 (α)), ενώ αν χωρίζονται οι δυο παλμοί από χρονικό διάστημα μεγαλύτερο ή τουλάχιστον ίσο με τη διάρκεια του αρχικού παλμού τότε δεν θα έχουμε επικάλυψη (Σχήμα 6.2 (β)). Εάν δεν υπάρχει επικάλυψη τότε ουσιαστικά οι multipath παλμοί αγνοούνται στο correlation. Εύλογα λοιπόν, προς αποφυγή του multipath επιδιώκονται οι συνθήκες για τις οποίες δεν εμφανίζεται επικάλυψη. Εναλλακτικά η ενέργεια μπορεί να αθροιστεί συνολικά από έναν rake receiver και να εκμεταλλευτούμε τους καθυστερημένους παλμούς για καλύτερο correlation .

Μια άλλη μέθοδος για να αποφύγουμε το multipath είναι να ελαττωθεί ο κύκλος ρολογιού (duty cycle) του συστήματος. Με τη μετάδοση παλμών με καθυστέρηση μεγαλύτερη από τη μέγιστη αναμενόμενη multipath καθυστέρηση, αποφεύγονται στο

δέκτη ανεπιθύμητες ανακλάσεις που μπορεί να προκαλέσουν επικάλυψη. Αυτό, όμως, τοποθετεί όρια στη μέγιστη ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων.



Σχήμα 6.2(α) Επικάλυψη του καθυστερημένου παλμού με τον αρχικό



Σχήμα 6.2(β) Δεν υπάρχει επικάλυψη του καθυστερημένου παλμού με τον αρχικό

6.2.1 Μοντελοποίηση απλού Multipath καναλιού

Σαν πρώτο παράδειγμα τεχνικής μοντελοποίησης καναλιού εξετάζουμε ένα πρότυπο που δεν είναι μοναδικό στα UWB συστήματα, αλλά θεωρείται γενικό μοντέλο και είναι κατάλληλο για να εξηγήσει τις βασικές αρχές της διαμόρφωσης καναλιών. Αυτό είναι το μοντέλο της κρουστικής απόκρισης (impulse response) αφού οι θέσεις της οροφής, των τοίχων, των πόρτων, των επίπλων και των ανθρώπων μέσα σε ένα εσωτερικό χώρο οδηγούν σε πολλαπλές διαδρομές του μεταδιδόμενου σήματος από τον πομπό στο δέκτη (Σχήμα 6.1) κι έτσι τα σήματα φθάνουν στο δέκτη με διαφορετικά πλάτη, φάσεις και καθυστερήσεις.

Σε αυτό το μοντέλο ο άξονας καθυστέρησης διαιρείται σε μικρά χρονικά διαστήματα αποκαλούμενα bins. Κάθε ένα bin υποτίθεται ότι περιέχει είτε ένα στοιχείο πολλαπλών διαδρομών είτε κανένα. Η πιθανότητα ύπαρξης περισσότερων από ένα μονοπάτια σε ένα bin αποκλείεται. Ένα λογικό πλάτος bin είναι η ανάλυση μιας συγκεκριμένης μέτρησης, αφού δύο μονοπάτια που φθάνουν μέσα σε ένα bin δεν μπορούν να διαλευκανθούν ως ξεχωριστά μονοπάτια.

Χρησιμοποιώντας αυτό το πρότυπο, κάθε impulse response μπορεί να περιγραφεί από μια ακολουθία μηδενικών και μη μηδενικών όπου ένα μη μηδενικό υποδεικνύει την παρουσία ενός μονοπατιού σε ένα δοσμένο bin και ένα μηδενικό αντιπροσωπεύει την απουσία ενός μονοπατιού σε αυτό το bin.

Τα φαινόμενα της διάδοσης πολλαπλών διαδρομών μπορούν να αντιπροσωπευθούν ικανοποιητικά και μαθηματικά από την ακόλουθη διακριτή κρουστική απόκριση (discrete impulse response) του καναλιού.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \delta(t - lT_m) \quad (6.1)$$

όπου a_l είναι ο παράγοντας της εξασθένισης του πλάτους στο μονοπάτι l και είναι μια συνάρτηση του χρόνου και της απόστασης μεταξύ του πομπού και του δέκτη.

Η παράμετρος T_m είναι ο ελάχιστος χρόνος του παλμού, L είναι ο αριθμός επιλύσιμων στοιχείων πολλαπλών διαδρομών, και το $\delta(t)$ είναι η συνάρτηση δέλτα (Dirac delta function). Μερικές φορές η εξίσωση (6.1) αναφέρεται ως multipath intensity profile.

Οι αρχικές παράμετροι που είναι σημαντικές για να χαρακτηριστεί το κανάλι εσωτερικού χώρου είναι:

- Αριθμός επιλύσιμων στοιχείων πολλαπλών διαδρομών (Number of resolvable multipath components).
- Καθυστέρηση διάδοσης πολλαπλών διαδρομών (Multipath delay spread).
- Ένταση πολλαπλών διαδρομών (Multipath intensity profile).
- Πλάτος εξασθένησης πολλαπλών διαδρομών (Multipath amplitude-fading distribution).
- Χρόνοι άφιξης πολλαπλών διαδρομών (Multipath arrival times).

Οι ακόλουθες υπο-ενότητες περιγράφουν κάθε ένα από αυτά τα συστατικά λεπτομερέστερα.

6.2.2 Αριθμός επιλύσιμων στοιχείων πολλαπλών διαδρομών (Number of resolvable multipath components).

Ο αριθμός των επιλύσιμων στοιχείων πολλαπλών διαδρομών είναι σημαντικός αφού καθορίζει το σχεδιασμό ενός rake receiver. Ο παράγοντας L (αριθμός επιλύσιμων στοιχείων πολλαπλών διαδρομών) βρίσκεται μετρώντας όλα τα multipath στοιχεία στα α dB στην ισχυρότερη διαδρομή, για παράδειγμα $\alpha = 10, 20 \dots 30$ dB. Η μέση και σταθερή απόκλιση του L , συλλέγεται για κάθε κτήριο, κάθε τιμή του α , και κάθε απόσταση των κεραιών πομπού-δέκτη.

Η εξέταση των δεδομένων έδειξε ότι:

- Υπάρχει μια σαφής εξάρτηση μεταξύ της μέσης τιμής του L και της απόστασης των κεραιών
- Η μέση τιμή του L αυξάνεται με την αύξηση του α . Αυτό ήταν αναμενόμενο αφού όταν το α αυξάνεται, περισσότερα στοιχεία συμπεριλαμβάνονται στον υπολογισμό του L .
- Η Σταθερή απόκλιση του L αυξάνεται με την αύξηση της απόστασης των κεραιών. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι υπάρχουν περισσότερες παραλλαγές στο περιβάλλον μεταξύ του πομπού και του δέκτη για μεγάλες αποστάσεις των

κεραιών. Επίσης, οι σταθερές αποκλίσεις εξαρτώνται πολύ από την πολυπλοκότητα και τις παραλλαγές του περιβάλλοντος.

6.2.3 Καθυστέρηση πολλαπλών διαδρομών(Multipath delay spread).

Τα καθυστερημένα σήματα σε ένα κανάλι περιγράφονται συχνά χρησιμοποιώντας έναν από τους τρεις διαφορετικούς ορισμούς της καθυστέρησης που ακολουθούν.

- Η μέση καθυστέρηση που περιγράφει το μέσο χρόνο ταξιδιού ενός σήματος από τον πομπό στον δέκτη.
- Η καθυστέρηση διάδοσης που είναι ένα μέτρο που δείχνει πόσο εξασθενημένο είναι το σήμα στον χρόνο.
- Η μέγιστη ή συνολική καθυστέρηση διάδοσης που καθορίζει τη μεγαλύτερη καθυστέρηση λόγω των πολλαπλών διαδρομών.

Η καθυστέρηση πολλαπλών διαδρομών αυξάνεται με την αύξηση της απόστασης μεταξύ των κεραιών του πομπού και του δέκτη. Επίσης υπάρχει μια άλλη σχετική παράμετρος, η αποκαλούμενη διάδοση Doppler, που υποδεικνύει πως η ενέργεια του σήματος εξαπλώνεται στη συχνότητα σε καταστάσεις όπου το περιβάλλον ή οι κεραίες του πομπού και του δέκτη μετακινούνται. Η διάδοση Doppler είναι σημαντική όταν το εύρος ζώνης του UWB σήματος είναι πολύ μεγάλο ή όταν η μετακίνηση των κεραιών ή του περιβάλλοντος είναι σημαντική.

6.2.4 Ένταση πολλαπλών διαδρομών. (Multipath intensity profile).

Η παράμετρος T_{rms} (delay spread rms) συσχετίζεται με την ένταση των πολλαπλών διαδρομών με την έννοια ότι αντιπροσωπεύει τη σταθερή απόκλιση αυτής. Επομένως, εάν η ένταση των πολλαπλών διαδρομών είναι γνωστή, θα έπρεπε να υπάρχει μια προς μια σχέση μεταξύ της rms καθυστέρησης διάδοσης και της έντασης πολλαπλών διαδρομών. Αποτελέσματα παραγόμενα μέσα από πολλές άλλες αναφορές προτείνουν ότι η εκθετική (γραμμική σε dB) εξασθένιση της έντασης των πολλαπλών διαδρομών είναι

λογική. Αυτό σημαίνει ότι η μέση λαμβανόμενη ισχύς για το μονοπάτι 1 περιγράφεται από τη σχέση:

$$E[ai^2] = \Omega_0 e^{-\delta} \quad (6.2)$$

όπου Ω_0 χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση της συνολικής λαμβανόμενης ισχύς στο κύκλωμα και το δ είναι ο παράγοντας εξασθένησης.

6.2.5 Εξασθένιση πλάτους πολλαπλών διαδρομών (Multipath amplitude-fading distribution).

Η εξασθένιση του πλάτους μοντελοποιείται καλύτερα από μια κανονική εκθετική διανομή με μια σταθερή απόκλιση μεταξύ 3 και 5 DB για τοπικές διανομές. Στην εκθετική διανομή ο λογάριθμος της τυχαίας μεταβλητής έχει κανονική διανομή. Η συνάρτηση της πυκνότητας πιθανότητας και της ολικής διανομής για την εκθετική διανομή είναι:

$$P(x) = \frac{1}{Sx\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - M)^2}{2S^2}} \quad (6.3)$$

και

$$D(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{\ln x - M}{S\sqrt{2}} \right) \right] \quad (6.4)$$

αντίστοιχα, όπου το M και το S καθορίζουν τις στατιστικές της εκθετικής διανομής. Η συνάρτηση λάθους erf ορίζεται ως :

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt \quad (6.5)$$

6.2.6 Χρόνοι άφιξης Πολλαπλών διαδρομών (Multipath arrival times).

Ένα απλό στατιστικό μοντέλο για τους χρόνους άφιξης των μονοπατιών είναι μια διαδικασία Poisson, δεδομένου ότι η πολλαπλών διαδρομών διάδοση προκαλείται από τυχαία τοποθετημένα αντικείμενα. Το μοντέλο διανομής Poisson για την ακολουθία των χρόνων άφιξης των μονοπατιών είναι:

$$P_N(L = l) = \frac{\mu^l}{l!} \quad (6.6)$$

όπου L καθορίζει τον αριθμό των μονοπατιών σε ένα δεδομένο χρόνο T και το μ είναι το μέσο ποσοστό άφιξης των παλμών από τα μονοπάτια, που δίνεται από τη σχέση:

$$\mu = \sum_{i=1}^N r_i \quad (6.7)$$

όπου r_i είναι η πιθανότητα να έχουμε ένα μονοπάτι για το bin i που υπολογίζεται από τα εμπειρικά δεδομένα.

6.3 Μοντέλο απώλειας διάδοσης

Εξ ορισμού, η εξασθένηση που προκαλείται σε ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα κατά τη μεταφορά του μεταξύ του πομπού και του δέκτη σε ένα σύστημα επικοινωνιών ονομάζεται απώλεια ή εξασθένηση διαδρομής. Η απώλεια διαδρομής μπορεί να οφείλεται σε πολλούς παράγοντες όπως:

- Απώλεια σε ανοιχτό χώρο
- Διάθλαση.
- Ανάκλαση.
- Περίθλαση
- Διαταραχή (clutter).
- Απώλειες συζεύξεων (aperture-medium coupling loss).
- Απορρόφηση(absorption).

Σημειώστε ότι η απώλεια διαδρομής εκφράζεται συνήθως σε decibels (dB). Οι παραπάνω παράγοντες αναλύονται εν συντομία παρακάτω.

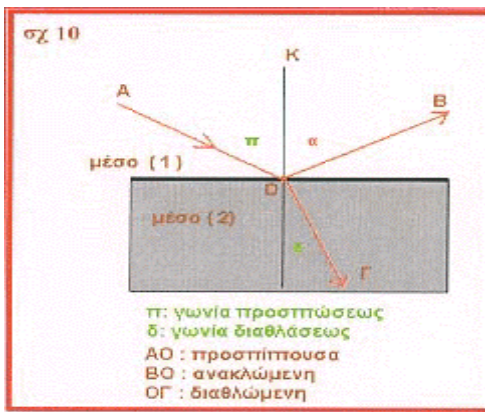
6.3.1 Απώλεια σε ανοιχτό χώρο

Κανονικά, η σημαντικότερη απώλεια ενέργειας οφείλεται στη διάδοση της κυματομορφής (wavefront) καθώς ταξιδεύει μακριά από τον πομπό. Όσο αυξάνεται η απόσταση εξαπλώνεται η κυματομορφή, όπως ακριβώς η δέσμη φωτός ενός δαυλού. Αυτό σημαίνει ότι το ποσό της ενέργειας, που περιλαμβάνεται μέσα σε κάθε μονάδα της περιοχής της κυματομορφής θα μειώνεται όσο η απόσταση αυξάνεται. Ώσπου να φθάσει η ενέργεια στη κεραία του δέκτη, η κυματομορφή είναι τόσο εξαπλωμένη έτσι ώστε η κεραία του δέκτη λαμβάνει μόνο ένα πολύ μικρό μέρος από την αρχική κυματομορφή. Η απώλεια σε ανοιχτό χώρο είναι η εξασθένηση του σήματος που θα είχαμε εάν θεωρούσαμε όλες τις επιδράσεις από την απορρόφηση, την παραμόρφωση, τη διάθλαση, τη διασπορά και την ανάκλαση είναι αμελητέες ώστε να έχουμε μετάδοση χωρίς μόνο σε ανοιχτό καθαρό χώρο.

6.3.2 Διάθλαση

Όταν μια λεπτή φωτεινή δέσμη πέσει με κάποια γωνία στην επιφάνεια διαχωρισμού δυο διαφανών και ισότροπων μέσων διαφορετικής οπτικής πυκνότητας, ένα μέρος του φωτός ανακλάται, το πιο πολύ όμως περνά μέσα στο δεύτερο σώμα. Η πορεία της δέσμης στο δεύτερο σώμα δεν είναι συνέχεια της προσπίπτουσας. Φαίνεται να σπάει στην επιφάνεια διαχωρισμού και να πλησιάζει ή να απομακρύνεται από την κάθετο που

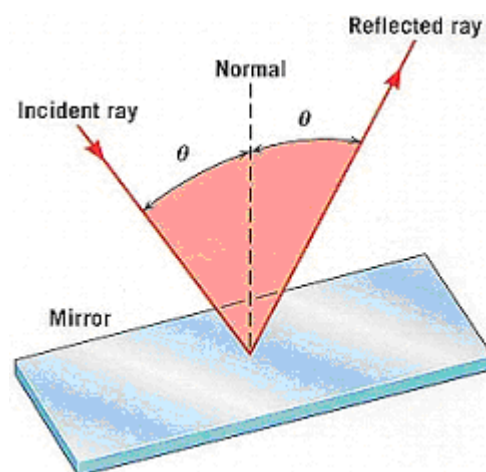
θεωρούμε στο σημείο προσπτώσεως. Το φαινόμενο αυτό το λέμε διάθλαση και φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 6.3).



Σχήμα 6.3

6.3.3 Ανάκλαση

Η ανάκλαση του φωτός είναι το φαινόμενο εκείνο κατά το οποίο το φως (ή κάποιου άλλο είδους ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία) συναντά μια επιφάνεια, η οποία δεν μπορεί να το απορροφήσει και "το επιστρέφει πίσω". Η ακτίνα φωτός πριν συναντήσει την επιφάνεια λέγεται προσπίπτουσα, ενώ μετά την ανάκλασή της ανακλώμενη.



Σχήμα 6.4

Στο παραπάνω σχήμα το φως προσπίπτει στην επιφάνεια του καθρέφτη υπό κάποια γωνία, ο καθρέφτης ανακλά το φως πάλι υπό κάποια γωνία, που είναι ίση με αυτή κατά την πρόσπτωση. Για να φανούν καλύτερα οι γωνίες αυτές, στο σχήμα φαίνεται και η ευθεία που είναι κάθετη στην επιφάνεια, δηλαδή στον καθρέφτη. Το παράδειγμα του φωτός το ακολουθεί και κάθε άλλου είδους ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία κι αυτός είναι ο νόμος της ανάκλασης. Για να παρατηρήσουμε καλά την ανάκλαση πρέπει να έχουμε μια λεία επιφάνεια ενός καθρέφτη όπως εδώ ή μια καλά γυαλισμένη μεταλλική επιφάνεια.

6.3.4 Περίθλαση

Όλα τα κύματα τείνουν να εξαπλωθούν όταν περνούν μέσω ενός πολύ στενού περάσματος. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται περίθλαση. Ένα πέρασμα θεωρείται στενό όταν έχει σχεδόν το ίδιο μέγεθος με το μήκος κύματος του ηλεκτρομαγνητικού κύματος ή λιγότερο. Όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος κύματος τόσο περισσότερο υφίσταται περίθλαση.

6.3.5 Διαταραχή (wave clutter)

Η άναρχη διάδοση κυμάτων λόγω μιας τραχιάς επιφάνειας ή μιας διεπαφής καλείται διαταραχή του κύματος (wave clutter). Οι μηχανισμοί που οδηγούν σε αυτήν την διαταραχή δεν είναι καλά γνωστοί μέχρι σήμερα. Επίσης η τραχύτητα επηρεάζει πολύ το φάσμα της κυματομορφής.

6.3.6 Απώλειες συζεύξεων (aperture-medium coupling loss)

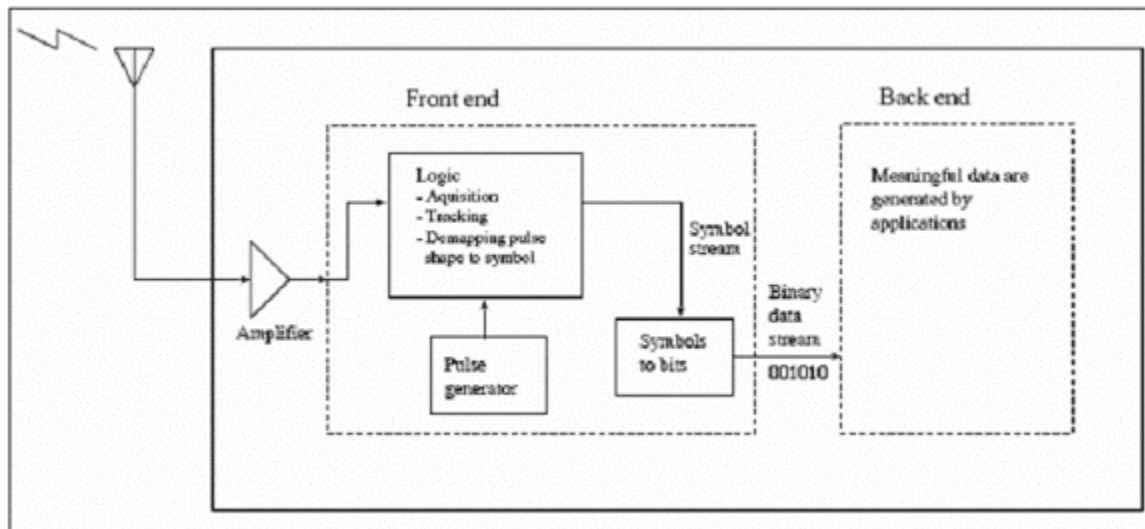
Η απώλεια σύζευξης είναι η απώλεια που εμφανίζεται όταν μεταφέρεται η ενέργεια από ένα μέσο σε ένα άλλο. Το aperture-medium coupling loss είναι η διαφορά μεταξύ του θεωρητικού κέρδους της κεραίας και του κέρδους που μπορεί να επιτευχθεί στην λειτουργία. Το aperture-medium coupling loss συσχετίζεται με το λόγο της γωνίας διασποράς με το εύρος ζώνης της κεραίας.

6.3.7 Απορρόφηση (Absorption)

Στη μετάδοση των ηλεκτρικών, ηλεκτρομαγνητικών, ή ακουστικών σημάτων η μετατροπή της μεταδιδόμενης ενέργειας σε μια άλλης μορφής ενέργεια, συνήθως θερμική, καλείται απορρόφηση. Η απορρόφηση είναι μια αιτία της εξασθένησης του σήματος.

6.4 UWB Δέκτης

Ένα γενικό μπλοκ διάγραμμα UWB δέκτη παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.5. Ο δέκτης εκτελεί την αντίθετη λειτουργία από τον πομπό για να ανακτήσει τα δεδομένα και να περάσει τα δεδομένα σε οποιοσδήποτε εφαρμογή τα χρειάζεται. Υπάρχουν δύο σημαντικές διαφορές μεταξύ πομπού και δέκτη. Μία είναι ότι ο δέκτης πρέπει να έχει έναν ενισχυτή για να ενισχύσει την ισχύ των εξαιρετικά αδύναμων σημάτων που λαμβάνονται. Η άλλη είναι ότι ο δέκτης πρέπει να εκτελέσει τις λειτουργίες της ανίχνευσης ή της ανάκτησης για να εντοπίσει τους απαραίτητους παλμούς μεταξύ άλλων σημάτων και έπειτα να συνεχίσει το tracking αυτών των παλμών ώστε να αντισταθμίσει τη διαφορά μεταξύ των ρολογιών του πομπού και του δέκτη.



Σχήμα 6.5 Μπλοκ διάγραμμα UWB δέκτη

6.4.1 Ανίχνευση (Detection)

Για την παραγωγή ενός σήματος με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά φάσματος, είναι απαραίτητο να έχουμε ένα βέλτιστο σύστημα λήψης. Η βέλτιστη τεχνική λήψης η οποία συχνά χρησιμοποιείται στα UWB, είναι ο δέκτης με συσχετιστή γνωστός ως correlator.

Ο Correlator πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο RF σήμα με ένα σήμα αναφοράς και έπειτα ολοκληρώνει την έξοδο αυτής της διαδικασίας για να παράγει μια ενιαία συνεχή τάση. Αυτή η διαδικασία ολοκλήρωσης και πολλαπλασιασμού συμβαίνει στην διάρκεια του παλμού και εκτελείται σε λιγότερο από ένα nsec. Με την κατάλληλη κυματομορφή αναφοράς η έξοδος του correlator είναι ένα μέτρο σύγκρισης των χρονικών θέσεων του λαμβανόμενου monocyclus παλμού και του παλμού αναφοράς .

6.4.2 Ολοκλήρωση του παλμού (Integration)

Όταν ένας monocyclus παλμός επικαλύπτεται από θόρυβο άλλων σημάτων, είναι εξαιρετικά δύσκολο να ανιχνευθεί ο UWB παλμός και η πιθανότητα να λάβουμε τις μεταδιδόμενες πληροφορίες είναι χαμηλή. Εντούτοις, προσθέτοντας μαζί πολλαπλά δείγματα correlator (πολλαπλοί παλμοί), γίνεται δυνατή η λήψη μεταδιδόμενων σημάτων με μεγαλύτερη αξιοπιστία. Αυτή η διαδικασία καλείται ολοκλήρωση παλμού. Μέσω της ολοκλήρωσης του παλμού, οι UWB δέκτες μπορούν να ανακτήσουν, να ανιχνεύσουν, και να αποδιαμορφώσουν τις μεταδόσεις UWB που είναι σημαντικά κάτω από το πάτωμα θορύβου.

6.4.3 Ανίχνευση (tracking)

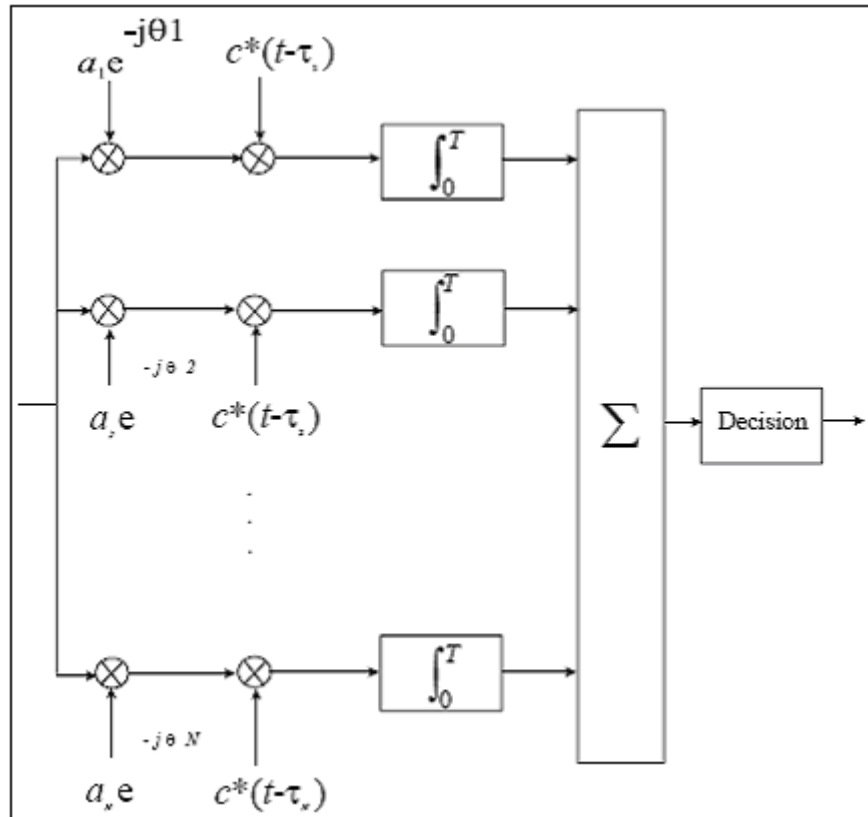
Το tracking είναι η διαδικασία από την οποία ο δέκτης πρέπει συνεχώς να ελέγχει εάν οι παλμοί φθάνουν στον αναμενόμενο χρόνο και εάν όχι, να προσαρμόσει τον χρόνο αυτό. Ένα απλό παράδειγμα μας βοηθάει στην κατανόηση της διαδικασίας. Υποθέτουμε ότι ο πομπός και ο δέκτης ξεκινούν με τα ρολόγια τους συγχρονισμένα. Με το πέρασμα

του χρόνου τα αποτελέσματα της θερμότητας και οι διαφορές στην κατασκευή αναγκάζουν ένα από τα ρολόγια ή τους ταλαντωτές να γίνουν ελαφρώς γρηγορότερα. Εάν αυτή η διαφορά δεν διορθώνεται, τελικά ο δέκτης δεν θα είναι σε θέση να αποδιαμορφώσει σωστά τους παλμούς.

6.4.4 Rake Receivers

Όπως συζητήθηκε προηγουμένως το ασύρματο κανάλι πάσχει από το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών (multipath), όπου ανακλάσεις και άλλες επιδράσεις προκαλούν την εμφάνιση στο δέκτη πολλαπλών αντιγράφων του μεταδιδόμενου παλμού. Εάν χρησιμοποιείται ένας rake receiver, αυτοί οι πρόσθετοι παλμοί μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη βελτίωση της λήψης με κόστος την αυξημένη πολυπλοκότητα του δέκτη.

Στα UWB στέλνονται εξαιρετικά σύντομοι χρονικά παλμοί. Τα πολλαπλά αντίγραφα του παλμού μπορούν να ανιχνευθούν και να χρησιμοποιηθούν στον Rake Receiver. Στο Rake Receiver χρησιμοποιούνται N μονοπάτια για την ανίχνευση των δεδομένων. Το λαμβανόμενο σήμα $Y(\tau)$ πολλαπλασιάζεται με τους συντελεστές του καναλιού σε κάθε κλάδο Rake που αντιστοιχεί σε κάθε μονοπάτι. Για τη βέλτιστη απόδοση ενός Rake Receiver οι εκτιμήσεις των συντελεστών του καναλιού πρέπει να συμβαδίζουν με τους πραγματικούς συντελεστές των κατάλληλων μονοπατιών. Το προκύπτον σήμα σε κάθε Rake κλάδο πολλαπλασιάζεται έπειτα με τον παλμό αναφοράς. Μετά από την αποδιαμόρφωση των παλμών, τα αποτελέσματα από τους correlators συνδυάζονται για να ανιχνεύσουν το bit δεδομένων. Στο Σχήμα 6.6 φαίνεται η λειτουργία ενός Rake Receiver.



Σχήμα 6.6 Block διάγραμμα ενός Rake Receiver

Η αυξημένη πολυπλοκότητα προκύπτει από το πρόσθετο κύκλωμα που απαιτείται για την ανίχνευση πολλαπλών παλμών και την αποδιαμόρφωσή τους. Το όνομα rake receiver (rake=τσουγκράνα) προέρχεται από τη γνωστή σε όλους τσουγκράνα κήπου, λόγω σχήματος. Η κυματομορφή καθυστέρησης του λαμβανόμενου παλμού μοιάζει με μια αναποδογυρισμένη τσουγκράνα.

6.5 Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό αναφέρθηκε ο ορισμός ενός UWB καναλιού καθώς και οι λόγοι για τους οποίους αυτό μοντελοποιείται ώστε η επίδραση των διαταραχών και άλλων πηγών παρεμβολής να μπορεί να μειωθεί από το κατάλληλο σχεδιασμό της συσκευής του πομπού και του δέκτη. Ακόμη ορίστηκε το φαινόμενο Multipath το οποίο προκαλείται από την ανάκλαση, την περίθλαση και την δυνατότητα του

ηλεκτρομαγνητικού κύματος να διασκορπίζεται στον χώρο ενώ αναφέρονται και κάποιοι τρόποι για την απαλοιφή του, όπως η αποφυγή επικάλυψης με τον διαχωρισμό των δυο παλμών από χρονικό διάστημα μεγαλύτερο ή τουλάχιστον ίσο με τη διάρκεια του αρχικού παλμού, ή με την ελάττωση του κύκλου ρολογιού (duty cycle) του συστήματος. Στη συνέχεια παρατέθηκε ένα γενικό μοντέλο που είναι κατάλληλο για να εξηγήσει τις βασικές αρχές της διαμόρφωσης καναλιών, το μοντέλο διακριτού χρόνου (impulse response). Επίσης αναφέρθηκαν οι αρχικές παράμετροι που είναι σημαντικές για να χαρακτηριστεί το κανάλι εσωτερικού χώρου. Επιπλέον περιγράφηκε το μοντέλο απώλειας διάδοσης το οποίο εξαρτάται από παράγοντες όπως η απώλεια σε ανοιχτό χώρο, η διάθλαση, η ανάκλαση, η περίθλαση, η διαταραχή (clutter), οι απώλειες συζεύξεων (aperture-medium coupling loss) και η απορρόφηση (absorption). Τέλος, περιγράφεται η λειτουργία ενός απλού δέκτη και ενός Rake Receiver στον οποίο τα πολλαπλά αντίγραφα του παλμού μπορούν να ανιχνευθούν και να χρησιμοποιηθούν ώστε να έχουμε ακριβέστερα αποτελέσματα με κόστος την αυξημένη πολυπλοκότητα.

Κεφάλαιο 7

UWB BER VERSUS RANGE

Σε αυτό το κεφάλαιο θα ασχοληθούμε κυρίως με την επίδραση του περιβάλλοντος στο UWB κανάλι. Πιο συγκεκριμένα με τις multipath επιδράσεις και τις απώλειες διάδοσης εξαιτίας της απόστασης. Θα προσομοιώσουμε τον UWB πομπό μας σε ένα ρεαλιστικό UWB περιβάλλον και θα μελετήσουμε την αξιοπιστία του, σχεδιάζοντας την γραφική Bit Error Rate σε σχέση με την απόσταση των κεραιών πομπού-δέκτη.

7.1 Σκοπός της ενότητας

Σκοπός στην ενότητα αυτή είναι η εξομοίωση ενός rake receiver σε multipath περιβάλλον. Σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον δημιουργούνται ανακλώμενα multipath σήματα τα οποία προκαλούν πολλαπλές αφίξεις με διαφορετικά πλάτη και καθυστερήσεις. Επίσης, εφαρμόστηκε ένα μοντέλο απώλειας διάδοσης με ποικιλία ρυθμίσεων για το ρυθμό και τον τύπο της εξασθένησης του σήματος. Ο δέκτης συσχετίζει (correlates) το σήμα αναφοράς με μια τυχαία από τις multipath αφίξεις.

Από τη συνολική ενέργεια που μεταδίδεται από την κεραία του πομπού μόνο μια μερίδα της μπορεί να λάβει η κεραία του δέκτη. Το ποσό της συνολικής ακτινοβολούμενης ισχύς που μπορεί να λάβει η κεραία του δέκτη καθορίζεται από το άνοιγμα της τελευταίας, το κέρδος της και την απόσταση της μετάδοσης.

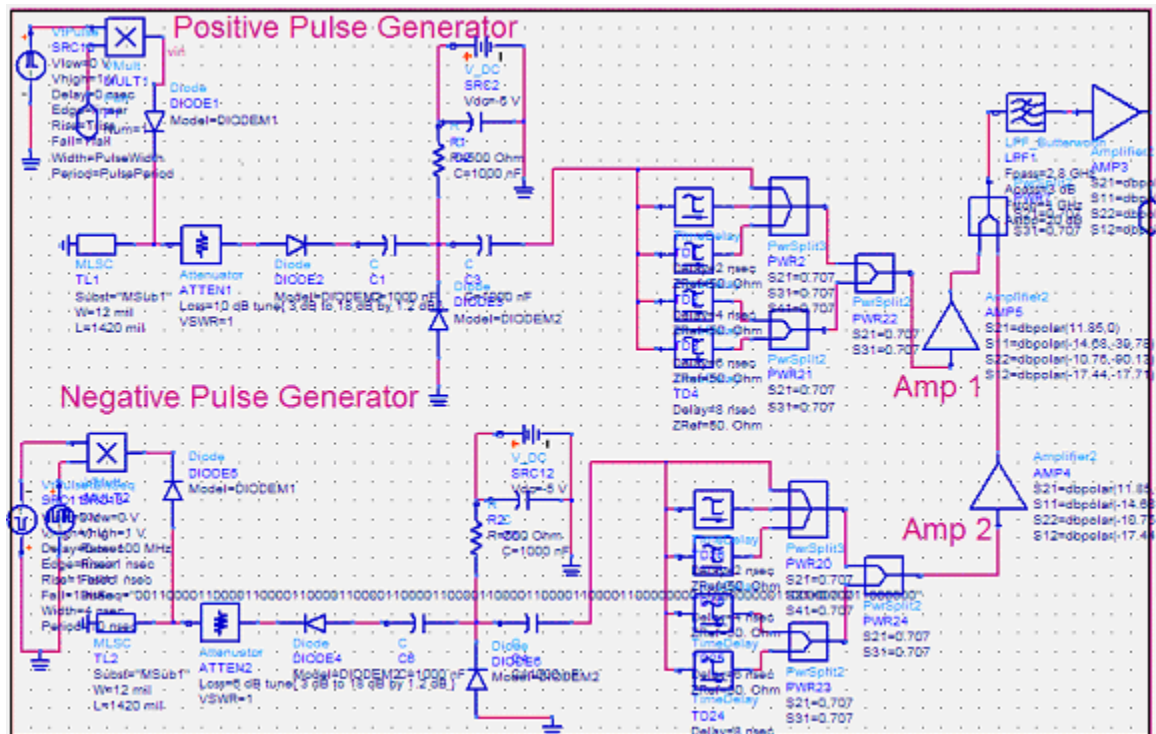
Το σήμα από την κεραία του δέκτη πηγαίνει σε έναν ενισχυτή, τα χαρακτηριστικά θορύβου του οποίου καθορίζονται από τον χρήστη. Στη συνέχεια ένα χαμηλοπερατό φίλτρο εφαρμόζεται περιορίζοντας έτσι το εύρος ζώνης του θορύβου του front-end του δέκτη.

7.1.1 UWB περιβάλλον και γεννήτρια παλμών

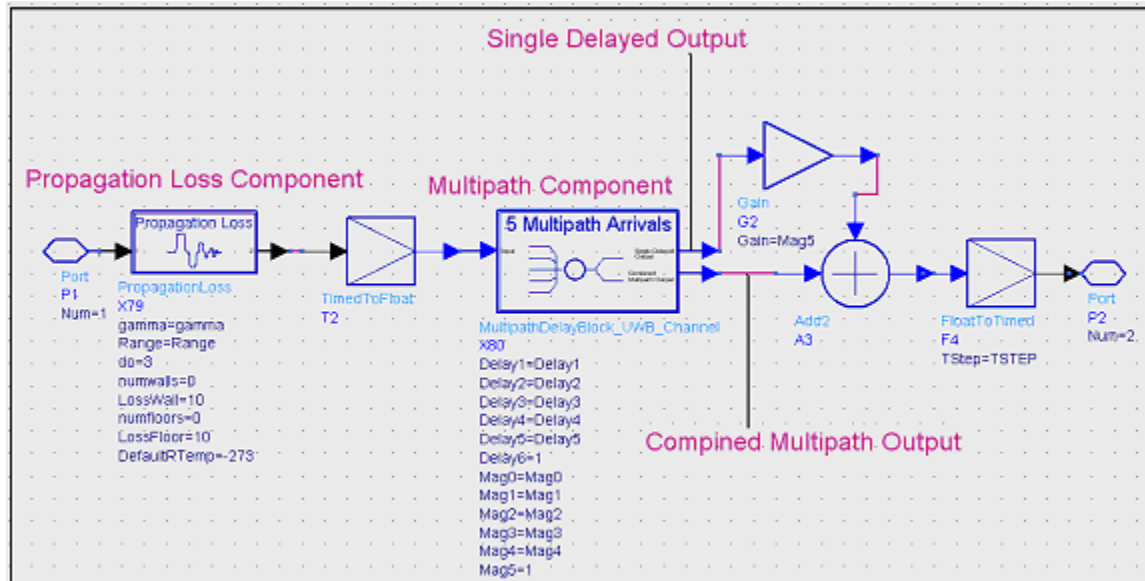
Η γεννήτρια παλμού που χρησιμοποιήθηκε σε αυτήν την ενότητα είναι ίδια με αυτή που χρησιμοποιήσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια με την μόνη διαφορά ότι προστέθηκαν δύο ενισχυτές (Amp1,Amp2) για την ενίσχυση του θετικού και του αρνητικού παλμού. Το κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 7.1.

Για την προσομοίωση ενός UWB περιβάλλοντος χρησιμοποιήθηκε ένα μοντέλο που προσομοιώνει τις απώλειες διάδοσης και το multipath περιβάλλον. Στο Σχήμα 7.2 φαίνεται το UWB περιβάλλον και παρακάτω αναλύεται η λειτουργία του. Το στοιχείο Propagation Loss έχει μια σειρά από παραμέτρους που μπορούμε να ρυθμίσουμε. Η παράμετρος gamma είναι ο ρυθμός εξασθένησης του σήματος, το Range είναι η απόσταση πομπού με δέκτη, το d_0 είναι η απόσταση αναφοράς που είναι προεπιλεγμένη στα 3m, το numWalls είναι ο αριθμός των τοίχων που παρεμβάλλονται, το LossWall είναι η εξασθένηση που υφίσταται το σήμα για κάθε τοίχο, το numFloors είναι ο αριθμός των πατωμάτων που παρεμβάλλονται και το LossFloor είναι η εξασθένηση που έχουμε για κάθε πάτωμα. Μια εξίσωση που συνδυάζει όλα τα παραπάνω μας δίνει την συνολική εξασθένηση και την εφαρμόζει στο σήμα που διέρχεται. Ουσιαστικά το στοιχείο Propagation Loss περιέχει έναν ενισχυτή που ανάλογα με το αποτέλεσμα της εξίσωσης μεταβάλλεται το κέρδος του και επηρεάζεται ανάλογα το σήμα.

Το multipath στοιχείο προσομοιώνει το multipath περιβάλλον για πέντε διαφορετικά μονοπάτια. Οι παράμετροι που δέχεται είναι οι καθυστερήσεις του κάθε μονοπατιού και οι αντίστοιχες φάσεις. Έτσι, συνολικά προσομοιώνεται ένα ρεαλιστικό περιβάλλον μέσα από το οποίο θα περάσουν οι παλμοί.



Σχήμα 7.1 Γεννήτρια θετικών και αρνητικών παλμών



Σχήμα 7.2 UWB περιβάλλον

Οι multipath παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν στο multipath component φαίνονται στο Σχήμα 7.3. Η καθυστέρηση στο πεδίο του χρόνου για το κάθε μονοπάτι ορίζεται ως Delay 1...6 και οι αντίστοιχες φάσεις ως Mag0...5.

Multi-Path Parameters		
VAR14	VAR18	VAR16
DelayTime1=150 psec	Tc=300 psec	SumDelay1=Delay1
DelayTime2=300 psec	Mag0=1	SumDelay2=SumDelay1+Delay2
DelayTime3=450 psec	Mag1=Mag0*e ^{-DelayTime1/Tc}	SumDelay3=SumDelay2+Delay3
DelayTime4=600 psec	Mag2=Mag0*e ^{-DelayTime2/Tc}	SumDelay4=SumDelay3+Delay4
DelayTime5=750 psec	Mag3=Mag0*e ^{-DelayTime3/Tc}	SumDelay5=SumDelay4+Delay5
DelayTime6=900 psec	Mag4=Mag0*e ^{-DelayTime4/Tc}	SumDelay6=SumDelay5+Delay6
	Mag5=Mag0*e ^{-DelayTime5/Tc}	
VAR15		
Delay1=int(DelayTime1/(TSTEP))		
Delay2=int((DelayTime2-TSTEP*SumDelay1)/(TSTEP))		
Delay3=int((DelayTime3-TSTEP*SumDelay2)/(TSTEP))		
Delay4=int((DelayTime4-TSTEP*SumDelay3)/(TSTEP))		
Delay5=int((DelayTime5-TSTEP*SumDelay4)/(TSTEP))		
Delay6=int((DelayTime6-TSTEP*SumDelay5)/(TSTEP))		

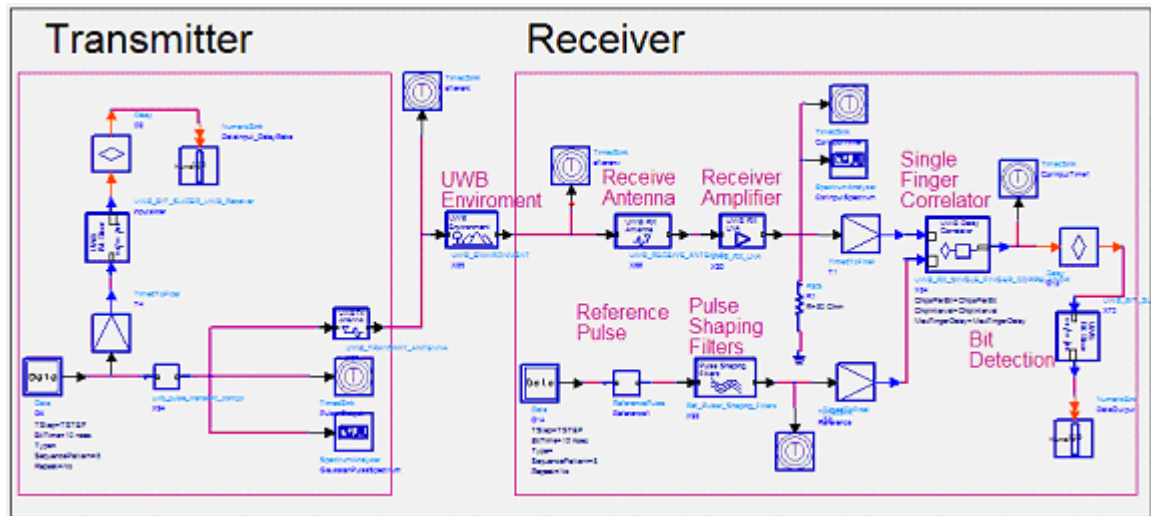
Σχήμα 7.3 Multipath Παράμετροι

7.1.2 Ανάλυση του κυκλώματος στο ADS

Στο Σχήμα 7.4 φαίνεται το κύκλωμα που προσομοιώθηκε στο ADS. Όπως φαίνεται στο σχήμα ο πομπός δεν έχει υποστεί αλλαγές σε σχέση με τις προηγούμενες ενότητες. Οι παλμοί που παράγονται από τον πομπό είναι Gaussian monocycle και υφίστανται περαιτέρω διαμόρφωση μετά την έξοδό τους από την κεραία. Επίσης παρατηρούμε το στοιχείο UWB Environment που αναλύθηκε παραπάνω, στο Σχήμα 7.2. Μετά το στοιχείο αυτό, το σήμα εισέρχεται στον δέκτη μέσω της κεραίας (Receive Antenna) και ύστερα υφίσταται ενίσχυση από τον Receiver Amplifier αφού φθάνει σημαντικά εξασθενημένο μετά την πάροδό του από το UWB περιβάλλον.

Επιπλέον φαίνεται η γεννήτρια παλμών αναφοράς (reference pulse) καθώς και το στοιχείο Pulse Shaping Filters το οποίο ουσιαστικά διαμορφώνει τον παλμό αναφοράς κατάλληλα ώστε να μοιάζει με τον λαμβανόμενο παλμό.

Τέλος, ο correlator που χρησιμοποιείται (Single Finger Correlator) είναι ένας Rake Receiver ενός μόνο μονοπατιού. Δηλαδή ο correlator συσχετίζει (correlates) το σήμα αναφοράς με μόνο μια από τις multipath αφίξεις. (Η λειτουργία του Rake Receiver έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 6.5.4).

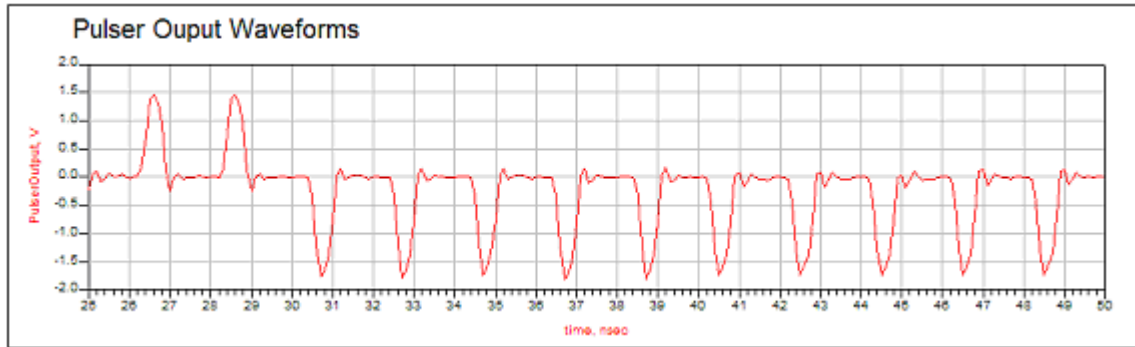


Σχήμα 7.4 UWB Transceiver

7.1.3 Προσομοίωση του κυκλώματος

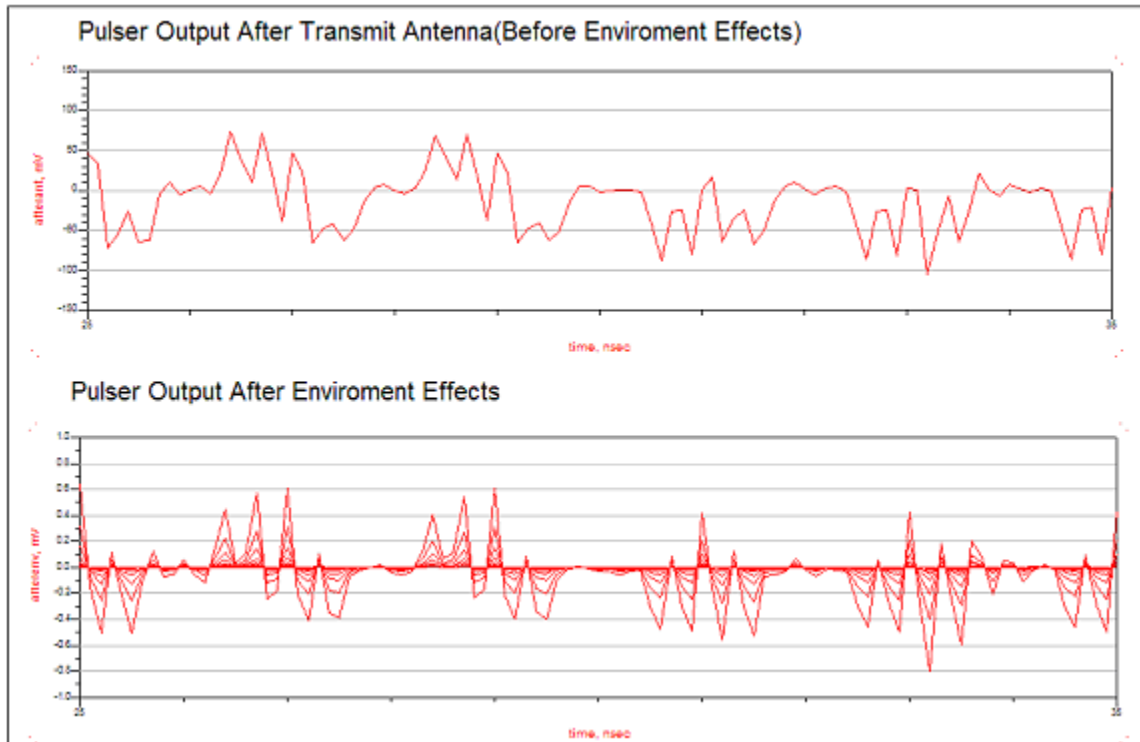
Ο UWB πομπός εξομοιώθηκε στο ADS μαζί με το UWB περιβάλλον. Μεταδόθηκαν 100 bits δηλαδή 500 παλμοί αφού για κάθε bit μεταδίδονται 5 παλμοί και χρησιμοποιήθηκε η μεταβλητή RangePower ως sweep variable, που συνδέεται με την απόσταση πομπού δέκτη από τη σχέση $Range = 25 \times 2^{RangePower}$, ώστε να εκτελεστεί η προσομοίωση για διαφορετικές αποστάσεις πομπού δέκτη και τελικά να κατασκευαστεί η γραφική BER σε σχέση με την απόσταση. Η προσομοίωση εκτελέστηκε δέκα φορές για απόσταση πομπού-δέκτη από 35.355m έως 65.975m για την κατασκευή του BER.

Στο Σχήμα 7.5 φαίνεται η μορφή των παλμών όπως βγαίνει από τον πομπό. Το σχήμα δείχνει μια τυχαία χρονική περίοδο.. Οι παλμοί είναι monocycle με πλάτος 1.5 volt περίπου.



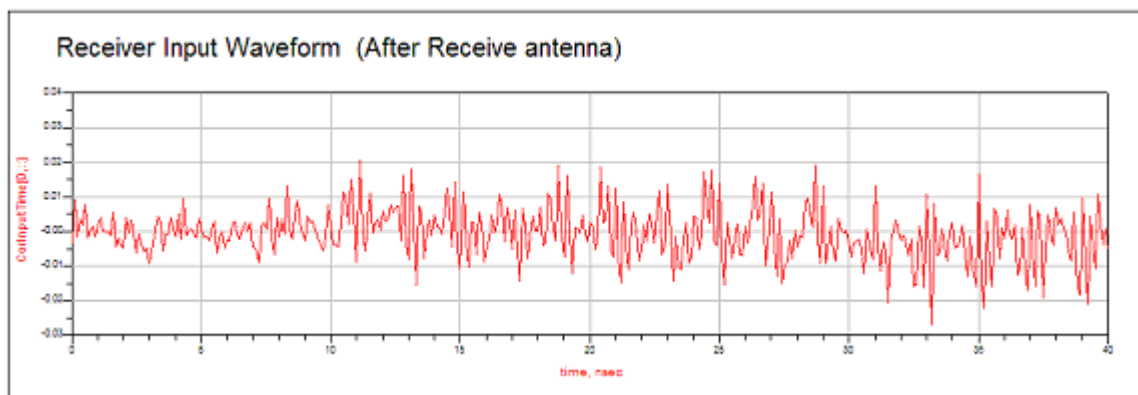
Σχήμα 7.5 μεταδιδόμενοι Gaussian παλμοί

Οι παρακάτω γραφικές βοηθούν στην κατανόηση της παραμόρφωσης που υφίσταται ο παλμός από το UWB περιβάλλον. Στο Σχήμα 7.6 φαίνεται ο μεταδιδόμενος παλμός μετά την επίδραση του υπερπαρατονίου φίλτρου της κεραίας του πομπού και η μορφή του παλμού μετά την επίδραση του μοντέλου απώλειας διάδοσης χώρου και του multipath. Μετά από το υπερπαρατόνιο φίλτρο ο παλμός έχει εξαπλωθεί στο πεδίο του χρόνου και το πλάτος του έχει μειωθεί στα 70mV. Όπως φαίνεται στην δεύτερη γραφική, το multipath περιβάλλον έχει προσθέσει πολλαπλά αντίγραφα του παλμού μας, έτσι ο παλμός εμφανίζεται πέντε φορές αντί για μία, όσα δηλαδή και τα μονοπάτια του multipath. Ο παλμός υπόκειται σε επιπλέον εξασθένιση και το πλάτος του πέφτει στα 0,6mV. Επιπλέον μπορούμε να διαπιστώσουμε από την γραφική ότι δεν υπάρχει επικάλυψη μεταξύ των παλμών και αυτό επιβεβαιώνεται και από την γραφική του BER (σχήμα 7.9) όπου δεν εμφανίζονται λάθη λόγω του multipath περιβάλλοντος. Τέλος, το μοντέλο απώλειας διάδοσης είναι υπεύθυνο για το σημαντικά χαμηλό πλάτος των παλμών.



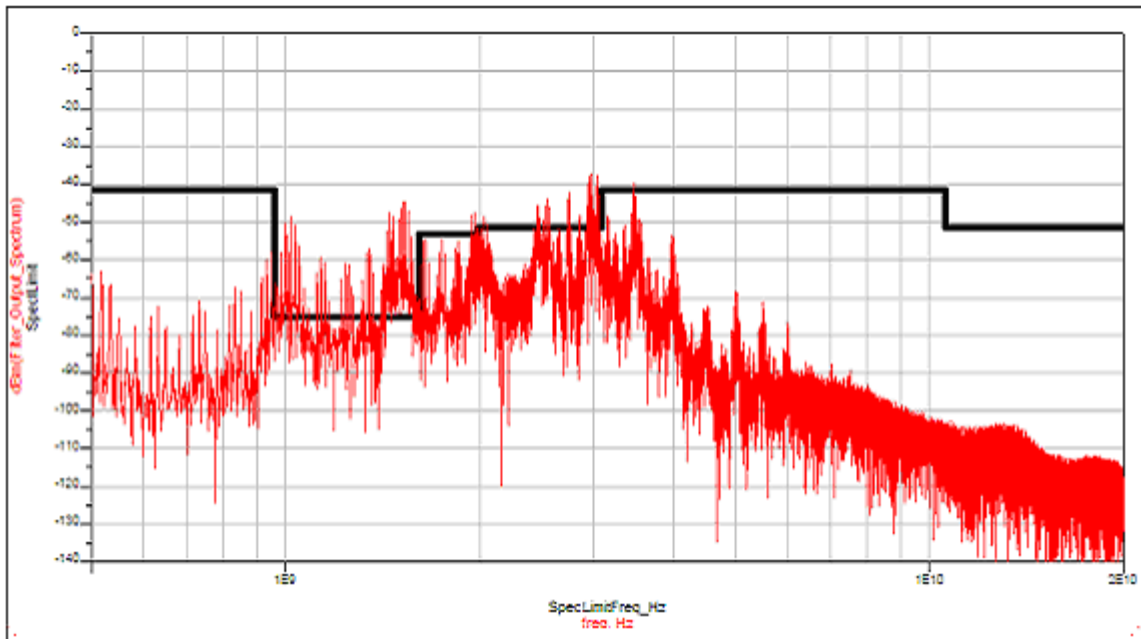
Σχήμα 7.6 Πάνω οι μεταδιδόμενοι παλμοί μετά την επίδραση του υπερπαρατονίου φίλτρου της κεραίας του πομπού και κάτω η μορφή των παλμών μετά την επίδραση του μοντέλου απώλειας διάδοσης χώρου και του multipath

Στο Σχήμα 7.7 φαίνεται η παλμοσειρά ακριβώς μετά από την κεραία του δέκτη. Πρόκειται δηλαδή για την παλμοσειρά που έχει υποστεί τις περιβαλλοντολογικές επιδράσεις και δέχεται ως είσοδο ο correlator για το συσχετισμό.

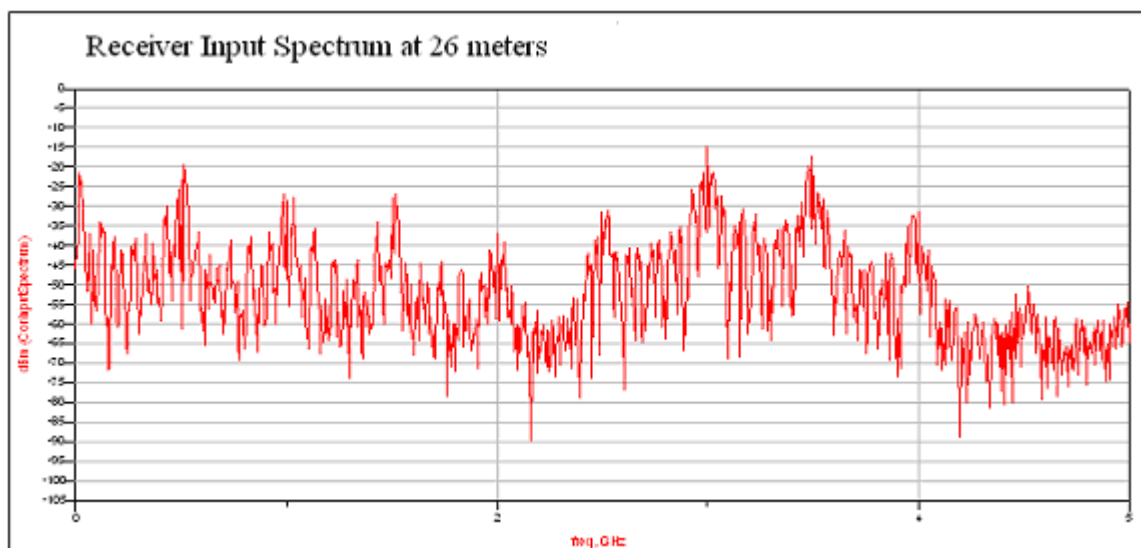


Σχήμα 7.7 Η παλμοσειρά ακριβώς μετά από την κεραία του δέκτη

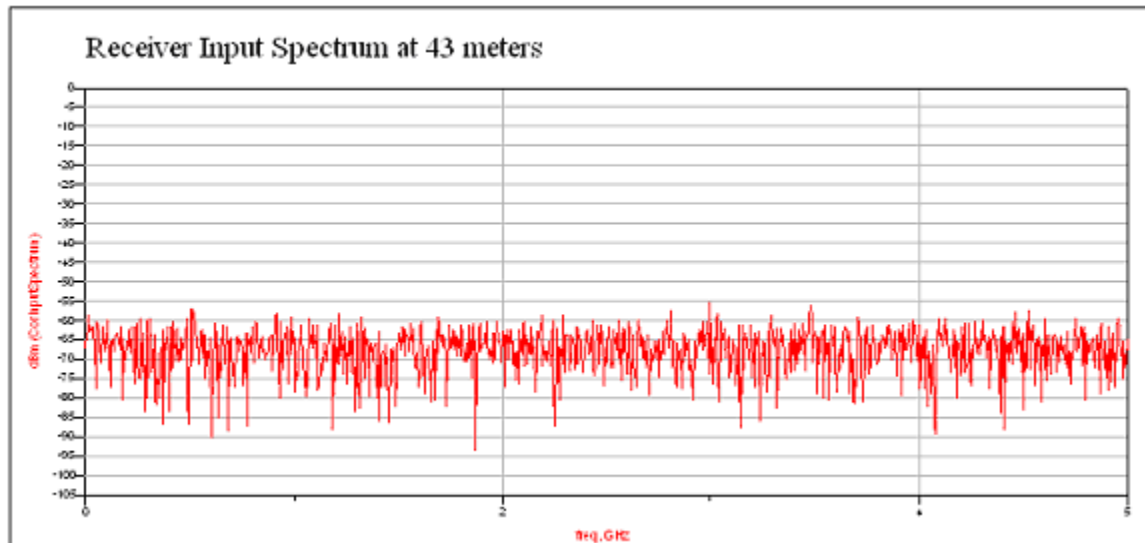
Παρακάτω στο Σχήμα 7.8(α) φαίνεται το φάσμα του πομπού μετά την κεραία το οποίο ικανοποιεί το FCC αφού περιορίζεται κάτω από την μάσκα.. Στο Σχήμα 7.8(β) φαίνεται το φάσμα των παλμών στον δέκτη, μετά από την κεραία και τον ενισχυτή και για απόσταση κεραιών πομπού-δέκτη 26m. Στο σχήμα 7.8(γ) φαίνεται το ίδιο αλλά για απόσταση 43m.



Σχήμα 7.8(α) Το φάσμα των παλμών μετά την κεραία του πομπού



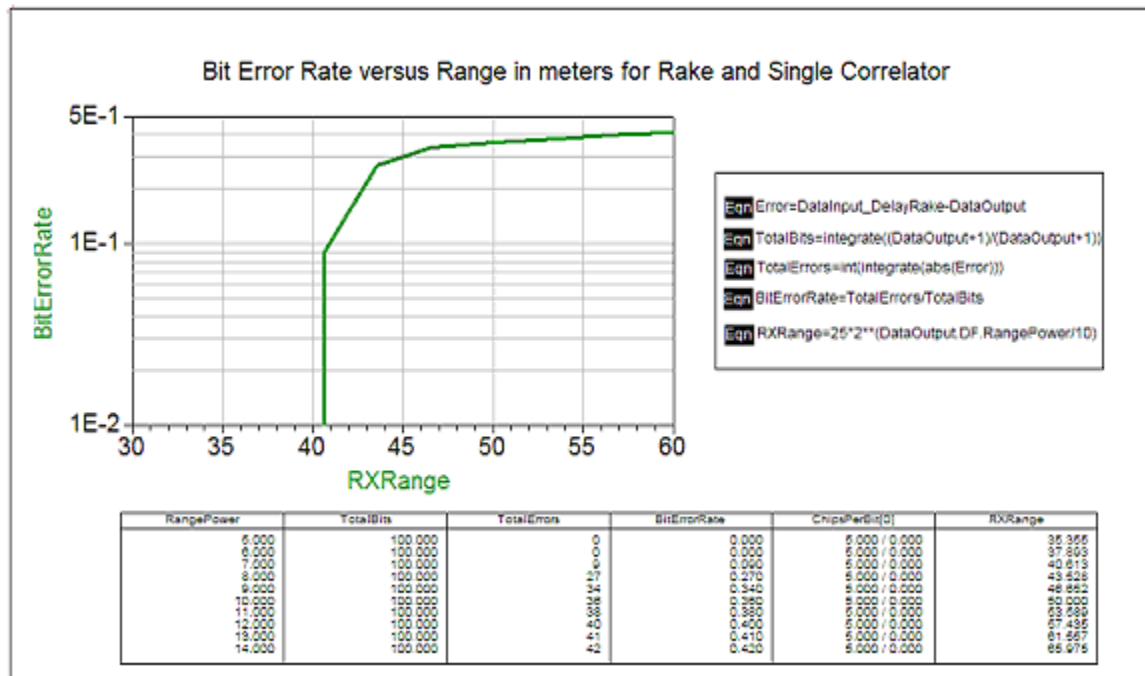
Σχήμα 7.8(β) Το φάσμα των παλμών στον δέκτη για απόσταση 26m



Σχήμα 7.8(γ) Το φάσμα των παλμών στο δέκτη για απόσταση 43m

Τέλος, στο Σχήμα 7.9 δίνεται η γραφική του BER σε σχέση με την απόσταση. Από τον πίνακα παρατηρούμε ότι μέχρι και τα 37 μέτρα απόστασης πομπού-δέκτη περίπου, δεν υπάρχουν λάθη. Από τα 40 μέτρα και πάνω τα λάθη αυξάνονται σημαντικά. Πρέπει ακόμη να παρατηρήσουμε ότι το multipath περιβάλλον δεν έχει επηρεάσει το κανάλι, όπως ακριβώς και περιμέναμε, αφού δεν εμφανίζονται λάθη στις μικρές αποστάσεις. Αν δηλαδή υπήρχαν επικαλύψεις των παλμών από το multipath περιβάλλον αυτό θα γινόταν αντιληπτό από την παρακάτω γραφική και τον πίνακα, αφού θα εμφανίζονταν λάθη ανεξάρτητα από την απόσταση.

Όπως αναφέραμε προηγουμένως έχουμε χρησιμοποιήσει έναν rake receiver ενός μόνο κλάδου. Αν χρησιμοποιούσαμε έναν rake receiver με περισσότερους κλάδους, για παράδειγμα όσα είναι και τα μονοπάτια multipath, η απόδοσή του στο BER θα ήταν καλύτερη αφού ο rake receiver εκμεταλλεύεται τα αντίγραφα παλμών για ακριβέστερη πρόβλεψη bit.



Σχήμα 7.9 BER σε σχέση με την απόσταση πομπού-δέκτη

7.2 Σύνοψη

Σε αυτό το κεφάλαιο χρησιμοποιήθηκε ο UWB πομπός, ένας rake receiver ενός κλάδου και ένα μοντέλο UWB περιβάλλοντος για να προσομοιωθεί η μετάδοση 100 bits δεδομένων σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον και να σχεδιαστεί η γραφική BER σε σχέση με την απόσταση. Από τις κυματομορφές που παρατέθηκαν φάνηκε πώς επηρεάζεται η μορφή των παλμών και η αξιοπιστία της μετάδοσης όταν έχουμε απώλειες διάδοσης, αλλά το σύστημα επικοινωνίας έχει ανοσία στο multipath περιβάλλον αφού για κοντινές αποστάσεις δεν παρατηρήθηκαν λάθη από επικαλύψεις παλμών.

Κεφάλαιο 8

ΣΥΝΟΨΗ

8.1 Τελική Ανάλυση

Βασικός σκοπός της εργασίας ήταν ο σχεδιασμός ενός ασύρματου δικτύου μεγάλου εύρους ζώνης το οποίο θα χαρακτηρίζεται από υψηλό ποσοστό ροής δεδομένων, χαμηλό κόστος εξοπλισμού, χαμηλή κατανάλωση ισχύος, ανοσία στην πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση (multipath) και ικανότητα διείσδυσης- διαπέρασης αντικειμένων. Όλα αυτά ουσιαστικά αποτελούν τα βασικά οφέλη της UWB τεχνολογίας. Παραπάνω, λοιπόν, υλοποιήθηκε και αναλύθηκε ένα ολοκληρωμένο σύστημα ενός UWB transceiver βασισμένο στη μετάδοση παλμών.

Βασικό συστατικό του κυκλώματος του πομπού για την παραγωγή του επιθυμητού Gaussian παλμού ήταν η δίοδος SRD λόγω των fast switching χαρακτηριστικών της. Τα βασικά χαρακτηριστικά του transceiver μας είναι ότι χρησιμοποιήθηκε biphase διαμόρφωση για τη μετάδοση των παλμών και το ποσοστό ροής δεδομένων είναι 100 Mbit/sec. Η επιλογή της biphase διαμόρφωσης έγινε μεταξύ αυτής και άλλων δύο (OOK και PPM) με κύριο γνώμονα την επίτευξη καλύτερου Bit Error Rate. Για τον ίδιο λόγο προτιμήθηκε η μετάδοση πέντε παλμών ανά bit (πέντε θετικούς παλμούς για το bit '1' και πέντε αρνητικούς για το bit '0'), αφού απαιτείται περισσότερη παραμόρφωση από θόρυβο για την παρουσία λάθους σε σχέση με τη μετάδοση ενός παλμού ανά bit.

Επίσης, εξετάστηκε το πρόβλημα που προκύπτει από τη συνύπαρξη του UWB transceiver με άλλα ασύρματα δίκτυα που λειτουργούν στο ίδιο φάσμα των συχνοτήτων.

Αυτό έγινε με τη χρήση διάφορων πηγών παρεμβολής όπως μιας narrowband 80211b (λειτουργία στα 2.4 GHz), μιας wideband και μιας πηγής θορύβου περιορισμένου εύρους. Καμία επιρροή δεν παρατηρήθηκε από την πρώτη (narrowband 80211b), ακόμα και όταν η ισχύς της ήταν στα 10 Watt, σε αντίθεση με τις άλλες δύο και ειδικότερα της wideband.

Τέλος, προσομοιώθηκε ένα UWB μοντέλο περιβάλλοντος με σκοπό τη μελέτη της ορθής λειτουργίας του transceiver μας σε σχέση με την απόσταση. Παρατηρήθηκε, λοιπόν, πως μέχρι και τα 37 περίπου μέτρα απόστασης πομπού-δέκτη δεν υπάρχουν λάθη ενώ από εκεί και πάνω τα λάθη αυξάνονται σημαντικά. Επίσης, είναι σημαντικό να αναφερθεί πως το multipath περιβάλλον δεν επηρέασε το κανάλι, όπως ακριβώς και περιμέναμε, αφού δεν εμφανίζονται λάθη στις μικρές αποστάσεις.

8.2 Μελλοντική Ανάλυση

Επιθυμώντας, κανείς, την on-board υλοποίηση του UWB transceiver που αναλύθηκε παραπάνω, θα ήταν αναγκαία η υλοποίηση επιπλέον κυκλωμάτων που κρίνονται απαραίτητα για την ορθή λειτουργία του συστήματος. Αρχικά, θα έπρεπε να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί ένα κύκλωμα συγχρονισμού της πηγής (bit generator) της γεννήτριας παλμών και της γεννήτριας παλμών αναφοράς. Όπως προαναφέρθηκε, στον transceiver που υλοποιήθηκε παραπάνω δεν υπήρξε τέτοιο κύκλωμα, αφού χρησιμοποιήθηκε ουσιαστικά η ίδια γεννήτρια.

Επιπλέον, ο transceiver σχεδιάστηκε με έναν rake receiver ενός μονοπατιού ενώ για καλύτερη απόδοση Bit Error Rate θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας rake receiver με περισσότερα μονοπάτια (fingers).

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] M. Ghavani, L. B. Michael, R. Kohno, "Ultra Wideband Signals And Systems In Communication Engineering".
- [2] Dr. Homayoun Nikookar, "Ultra Wide Band For Wireless Communication", July 20, 2005.
- [3] James M. Wilson, "Ultra Wideband Technology Update at Spring 2003 IDF".
- [4] Jeongwoo Han, Cam Nguyen, "IEEEMicrowave And Wireless Components Letters, Vol 12, NO 6, June 6, 2002.
- [5] Intel White Papers, "Ultra-Wideband (UWB) Technology: Enabling High-Speed Wireless Personal Area Networks",
www.intel.com/technology/ultrawideband/downloads/ultra-wideband.pdf
- [6] Aaron Michael Orndorff, "Transceiver Design for Ultra-Wideband Communications", May 20, 2004, [http:// scholar.lib.vt.edu/theses/available/ etd-05242004-141034/unrestricted/Thesis](http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-05242004-141034/unrestricted/Thesis)
- [7] Agilent ADS2004A Help Desk.