



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΙΩΑΝΝΙΝΩΝ**  
**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ**  
**ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ**



Εργαστήριο Ηλεκτρονικής - Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών  
Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών  
στις Τηλεπικοινωνιακές Εφαρμογές

**ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΖΕΥΞΗΣ ΥΠΕΡ-ΕΥΡΕΙΑΣ  
ΖΩΝΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΕΠΑΝΑΠΡΟΣΔΙΟΡΙΖΟΜΕΝΩΝ  
ΡΑΔΙΟΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ (SOFTWARE RADIO)**

**Γεώργιος Τάτσης**  
Φυσικός - ΜΔΕ στις Σύγχρονες Ηλεκτρονικές Τεχνολογίες

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**ΙΩΑΝΝΙΝΑ, ΙΟΥΛΙΟΣ 2010**



**ΠΡΑΚΤΙΚΟ**  
**ΔΗΜΟΣΙΑΣ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗΣ, ΕΞΕΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ**  
**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ**

Σήμερα Δευτέρα **21-3-11**, ώρα **12** στην αίθουσα **Αίθουσα Σεμιναρίων του Τμήματος Φυσικής** στη Δουρούτη, πραγματοποιείται, σύμφωνα με το άρθρο 36 του Π.Δ. 1268/82, η διαδικασία της δημόσιας παρουσίασης, εξέτασης και αξιολόγησης της διδακτορικής διατριβής του υποψήφιου διδάκτορα **κ. Γεώργιο Τάτση**.

Την 7μελή Εξεταστική Επιτροπή, που συγκροτήθηκε με απόφαση της Γενικής Συνέλευσης του Τμήματος Φυσικής (συν. 362/18-01-10), αποτελούν οι:

- 1) Παναγιώτης Κωσταράκης, Καθηγητής του Τμήματος Φυσικής του Παν/μίου Ιωαννίνων
- 2) Ανδρέας Λύρας, Αν. καθηγητής του Τμήματος Φυσικής του Παν/μίου Ιωαννίνων
- 3) Αντώνης Αλεξανδρίδης, Δντής Ερευνών/Ερευνητής Α', Ινστιτούτο Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών, ΕΚΕΦΕ Δημόκριτος
- 4) Κωνσταντίνος Δαγκάκης, Ερευνητής Α', Ινστιτούτο Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών, ΕΚΕΦΕ Δημόκριτος
- 5) Γεώργιος Τόμπρας, Καθηγητής του Τμήματος Φυσικής του Εθνικού και Καποδιστριακού Παν/μίου Αθηνών
- 6) Εμμανουήλ Δρης, Καθηγητής ΕΜΠ
- 7) Ιωάννης Χαριτάντης, Καθηγητής του Τμήματος Φυσικής του Παν/μίου Πατρών

Από τα 7 μέλη της Εξεταστικής Επιτροπής είναι παρόντα τα 5. Απουσίασε ο κ. Ι. Χαριτάντης λόγω ασθένειας και ο κ. Α. Λύρας λόγω εκπαιδευτικής αδειάς

Το θέμα της διατριβής που εκπόνησε ο κ. **Γεώργιος Τάτσης** και που παρουσίασε σήμερα είναι :

**" Χαρακτηρισμός ασύρματης ζεύξης υπέρ ευρείας ζώνης με χρήση επαναπροσδιοριζόμενων ραδιοσυστημάτων (Software Radio)"**

Ο Πρόεδρος της Εξεταστικής Επιτροπής Καθηγητής κ. **Π. Κωσταράκης** καλεί τον υποψήφιο να αναπτύξει το θέμα της διατριβής.

Ακολούθησε η ανάπτυξη και παρουσίαση του θέματος από τον υποψήφιο.

Στη συνέχεια, αφού ο υποψήφιος απαντά σε σχετικές ερωτήσεις, αποσύρεται η Εξεταστική Επιτροπή και εισέρχεται στη διαδικασία αξιολόγησης του υποψηφίου και της τελικής κρίσης της διατριβής.

Μετά από συζήτηση, η εξεταστική επιτροπή, κατέληξε στα ακόλουθα:

1. Διαπιστώνει ότι:





- α) Η παρουσίαση και ανάπτυξη του θέματος της διδακτορικής του διατριβής ήταν άριστη.
- β) Η επιστημονική κατάρτιση του υποψηφίου είναι πλήρης.
- γ) Η συγγραφή της διατριβής έγινε με τρόπο που δείχνει μεθοδικότητα και ενημέρωση του υποψηφίου πάνω στη βιβλιογραφία τη σχετική με το θέμα της διατριβής.

2. Κρίνει ότι:

- α) Η διατριβή είναι προϊόν μακρόχρονης κοπιώδους προσπάθειας και καταλήγει σε σημαντικά αποτελέσματα τα οποία προάγουν την επιστήμη.
- β) Η επάρκεια του υποψηφίου στο γνωστικό αντικείμενο της διατριβής είναι πλήρης.

Με βάση τα ανωτέρω τα 7 παρόντα μέλη της Επιτροπής εγκρίνουν ομόφωνα τη διδακτορική διατριβή του κ. **Γεωργίου Τάτση** και εισηγούνται ανεπιφύλακτα ομόφωνα την απονομή του τίτλου του διδάκτορα με βαθμό

Αριθμ 10

Π. Κωσταράκης  
Επιβλέπων Καθηγητής

Τα μέλη της Εξεταστικής Επιτροπής

1) Ανδρέας Λύρας, Αν. Καθηγητής

2) Αντώνης Αλεξανδρίδης, Ερευνητής Α'

3) Κωνσταντίνος Δαγκάκης, Ερευνητής Α'

4) Γεώργιος Τόμπρας, Καθηγητής

5) Εμμανουήλ Δρης, Καθηγητής

6) Ιωάννης Χαριτάντης, Καθηγητής



## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Με την ολοκλήρωση αυτής της διατριβής αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που συνέβαλαν στην εξέλιξη και πρόοδο της έρευνάς μου.

Ευχαριστώ ιδιαίτερα τον Καθηγητή Π. Κωσταράκη για την ουσιαστική συνεισφορά του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής.

Ευχαριστώ τον κ. Α. Ιβρισιμτζή καθώς και τον Δρ. Β. Χριστοφιλάκη για την πολύτιμη βοήθεια που μου προσέφεραν.

Ευχαριστώ τον κ. Ε. Δρη, Ομότιμο Καθηγητή του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου για την υποστήριξή του.

Ευχαριστώ τον Δρ. Κ. Δαγκάκη και τον Δρ. Α. Αλεξανδρίδη για τις επισημάνσεις και τις διορθώσεις της διατριβής.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους υποψήφιους διδάκτορες Κ. Βότη και Β. Ράπτη για την εποικοδομητική συνεργασία.



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η διατριβή αυτή έχει σαν αντικείμενο τη μελέτη ασύρματης εκπομπής και λήψης σήματος υπέρ-ευρείας ζώνης (Ultra-Wideband, UWB). Με τον όρο αυτό εννοούμε πως το φάσμα του σήματος ξεπερνά τα 500MHz σε απόλυτη τιμή ή το σχετικό εύρος ζώνης να είναι μεγαλύτερο από 20%. Επιπλέον η διατριβή επικεντρώνεται σε τεχνικές επαναπροσδιοριζόμενων συστημάτων (software radio). Αυτό σημαίνει πως τόσο στο δέκτη όσο και στον πομπό είναι σχεδόν αποκλειστική η χρήση προγραμματιζόμενων συσκευών, όπως DSPs, FPGAs, ενώ εξαλείφονται όσο το δυνατόν περισσότερο αναλογικά μέρη όπως, μείκτες, φίλτρα και συμβατικές βαθμίδες αναβιβασμού-υποβιβασμού συχνότητας. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι δημιουργίας ραδιοσήματος UWB. Στην εργασία αυτή επιλέχθηκε η τεχνολογία εκπομπής πολύ στενών παλμών βασικής ζώνης που είναι γνωστή στη διεθνή βιβλιογραφία ως UWB Impulse Radio. Στις επικοινωνίες Impulse Radio δεν γίνεται χρήση φέροντος. Το επιθυμητό φάσμα επιτυγχάνεται με τη δημιουργία κατάλληλων παλμών με εύρος, στο χρόνο, της τάξης του 1nsec. Η χαμηλή ισχύς εκπομπής και ο υψηλός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (~100Mbps) καθιστούν τη νέα αυτή τεχνολογία ανταγωνιστική και βιώσιμη στο χώρο των τηλεπικοινωνιών. Η χρήση της προορίζεται σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου σε εφαρμογές ατομικών δικτύων WPAN. Η εμβέλεια δεν ξεπερνά τα 10m, όπως καθορίζεται από το πρότυπο IEEE 802.15.3a. Για εφαρμογές εξωτερικού χώρου έχει δημιουργηθεί το αντίστοιχο πρότυπο IEEE 802.15.4a. Στην προκείμενη διατριβή μελετήθηκε αποκλειστικά η πρώτη περίπτωση, ως εκ τούτου όλες οι πειραματικές διαδικασίες έγιναν σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου.

Πραγματοποιήθηκε θεωρητική μελέτη του συστήματος λήψης με γνώμονα την πιθανότητα σφάλματος σαν συνάρτηση της εκτίμησης καναλιού, του θορύβου, των περιορισμών της αναλογικο-ψηφιακής μετατροπής και των χαρακτηριστικών ανίχνευσης σήματος με χρήση ψηφιακών φίλτρων προσαρμογής.

Υλοποιήθηκε ο πομπός υπέρ-ευρείας ζώνης και χρησιμοποιήθηκε σε διάφορες πειραματικές διαδικασίες. Ο πομπός είναι πλήρως επαναπρογραμματιζόμενος και είναι σε θέση να εκπέμψει παλμούς με διαμορφώσεις, όπως διαμόρφωση πλάτους (On-Off Keying) και διαμόρφωση θέσης παλμού (Pulse Position Modulation, PPM). Η τελευταία έχει το περισσότερο ενδιαφέρον και είναι εκείνη που χρησιμοποιήθηκε.

Το σύστημα που υλοποιήθηκε κάνει χρήση τόσο της δυαδικής όσο και της τετραδικής διαμόρφωσης θέσης (Binary PPM, Quarternary PPM).

Στα πλαίσια της διατριβής πραγματοποιήθηκε ασύρματη εκπομπή και λήψη σήματος υπέρ-ευρείας ζώνης με χρήση του πομπού που κατασκευάστηκε, καθώς και ψηφιακού παλμογράφου. Τα στάδια λήψης και επεξεργασίας του σήματος έγιναν με κατάλληλο πρόγραμμα σε ηλεκτρονικό υπολογιστή.

Επιπλέον πραγματοποιήθηκε κατάλληλη πειραματική διαδικασία με σκοπό το χαρακτηρισμό του ασύρματου καναλιού εσωτερικού χώρου. Μία από τις πλέον ικανές μεθόδους για την εύρεση της απόκρισης του καναλιού είναι η αφαιρετική αποσυνέλιξη στο πεδίο του χρόνου με χρήση κατάλληλου ακολουθιακού αλγορίθμου (CLEAN algorithm). Με τον τρόπο αυτό οι επιδράσεις των κεραιών και του συστήματος εκπομπής-λήψης αναιρούνται, αποκαλύπτοντας την απόκριση του καναλιού.

Τέλος δεν μπορεί κανείς να αγνοήσει τη σημαντικότητα των κεραιών σε οποιαδήποτε ασύρματη ζεύξη. Οι κεραιές UWB έχουν ειδικά γνωρίσματα που έχουν να κάνουν με τη χρήση υπέρ-ευρέος φάσματος. Γνωστός τύπος κεραιάς UWB, τροποποιήθηκε με χρήση κατάλληλων εγκοπών και μελετήθηκε πειραματικά και με προσομοίωση.

## ABSTRACT

The object of this doctoral dissertation is the study of wireless transmission and reception of Ultra-Wideband (UWB) signal. This term means that the signal's absolute spectrum exceeds 500MHz, or the fractional bandwidth is greater than 20%. Moreover, this thesis focuses on software radio techniques. This means that both the receiver and the transmitter uses almost exclusively programmable devices such as DSPs, FPGAs, while analog parts such as mixers, filters and conventional up-converters or down-converters are eliminated as much as possible. There are several ways to create an UWB radio signal. In this study we selected the technique that is based on very short pulses, which is known in the literature as UWB Impulse Radio. Impulse Radio technology doesn't use a carrier. The desired spectrum is achieved by producing appropriate pulses with width on the order of 1nsec. The low power and high data rate (~100Mbps) make this new technology viable and competitive in the telecommunications field. This technology is intended to be used at the indoor environment in applications of Wireless Personal Area Networks (WPAN). The range doesn't exceed 10m, as determined by the standard IEEE 802.15.3a. For outdoor applications the equivalent standard IEEE 802.15.4a has been created. In this dissertation, only the first case is taken into account, therefore all experimental procedures were performed in indoor environment.

A theoretical study of the reception system is derived with the criterion of the probability of error as a function of channel estimation, noise, analog to digital restrictions and the characteristics of the digital matched filtering for signal detection.

An UWB transmitter has been implemented and used in several experimental procedures. The transmitter is fully reprogrammable and is able to transmit pulses with modulations such as amplitude modulation (On-Off Keying) and Pulse Position Modulation (PPM). The latter is the most interesting and this is the one that used. Our system uses the binary and the quaternary modulation (BPPM, QPPM).

Within this thesis, wireless transmission and reception has been done, using the transmitter constructed and a digital oscilloscope. The stages of reception and signal processing are performed by software on a personal computer (PC).

Furthermore, an appropriate experimental procedure has been accomplished in order to characterize the indoor wireless channel. One of the most effective methods

to find the channel impulse response is the subtractive deconvolution in time domain, using the CLEAN algorithm. In this way the effects of antennas and transmission system are recanted, revealing the response of the channel.

Finally, one can not ignore the importance of antennas in any wireless link. UWB antennas have special features that have to do with the use of ultra-wideband spectrum. A known type of UWB antenna is altered with suitable notches and studied experimentally and via simulation.



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>1</b>	<b>ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΥΠΕΡ-ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ</b> .....	<b>1</b>
1.1	Εισαγωγή .....	1
1.2	Βασικές έννοιες .....	1
1.2.1	Επισκόπηση .....	1
1.2.2	Κανονισμοί .....	2
1.2.3	Πλεονεκτήματα και εφαρμογές .....	4
1.3	Κατηγορίες UWB.....	4
1.3.1	Multicarrier .....	4
1.3.2	Impulse Radio .....	6
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ</b> .....	<b>9</b>
<b>2</b>	<b>ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ</b> .....	<b>11</b>
2.1	Εισαγωγή .....	11
2.2	Διαμορφώσεις.....	11
2.2.1	Διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM) .....	11
2.2.2	Διαμόρφωση On-Off Keying (OOK) .....	13
2.2.3	Διαμόρφωση θέσης παλμού (PPM).....	14
2.2.4	Άλλοι τύποι διαμόρφωσης.....	15
2.2.5	Σύγκριση διαμορφώσεων .....	16
2.3	Σηματοδοσίες πολλαπλής πρόσβασης.....	19
2.3.1	Σηματοδοσία μεταπήδησης χρόνου (TH-UWB-IR).....	19
2.3.2	Σηματοδοσία άμεσης ακολουθίας (DS-UWB-IR) .....	20
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ</b> .....	<b>22</b>
<b>3</b>	<b>ΕΚΠΟΜΠΗ ΠΑΛΜΩΝ ΥΠΕΡ-ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ</b> .....	<b>25</b>
3.1	Εισαγωγή .....	25
3.2	Πομπός υπέρ-ευρείας ζώνης .....	26
3.2.1	Διαμορφωτής παλμών .....	26
3.2.2	Μορφοποιητής παλμών .....	29
3.2.2.1	Σύντομη επισκόπηση .....	29
3.2.2.2	Σχεδίαση μορφοποιητή παλμών.....	31
3.2.3	Υλοποίηση και μετρήσεις πομπού.....	33
3.2.4	Γραφική διεπαφή χρήστη .....	39
3.3	Κεραίες υπέρ-ευρείας ζώνης.....	39
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ</b> .....	<b>46</b>

<b>4</b>	<b>ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΕΣ ΔΕΚΤΗ ΥΠΕΡ-ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ .....</b>	<b>49</b>
4.1	Εισαγωγή.....	49
4.2	Το ασύρματο κανάλι.....	49
4.3	Ανίχνευση σήματος.....	53
4.3.1	Δέκτης προσαρμοσμένου φίλτρου .....	54
4.3.2	Κτενοειδής δέκτης (Rake).....	56
4.4	Εκτίμηση καναλιού .....	59
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....</b>	<b>63</b>
<b>5</b>	<b>ΣΦΑΛΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΔΟΣΗ .....</b>	<b>65</b>
5.1	Εισαγωγή.....	65
5.2	Δέκτης προσαρμοσμένου φίλτρου .....	65
5.2.1	Περιγραφή σηματοδοσίας .....	65
5.2.2	Ανάλυση πιθανότητας σφάλματος .....	67
5.2.3	Αποτελέσματα .....	74
5.3	Βαθμίδα αναλογικού σε ψηφιακό (ADC) .....	78
5.3.1	Οι περιορισμοί της βαθμίδας ADC .....	78
5.3.2	Ανάλυση της πιθανότητας σφάλματος.....	80
5.3.3	Αποτελέσματα .....	83
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....</b>	<b>87</b>
<b>6</b>	<b>ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ .....</b>	<b>89</b>
6.1	Εισαγωγή.....	89
6.2	Ασύρματη εκπομπή και λήψη .....	89
6.3	Χαρακτηρισμός ασύρματου καναλιού.....	103
6.3.1	Περιγραφή πειραματικής διαδικασίας.....	104
6.3.2	Αποσυνέλιξη και ο αλγόριθμος CLEAN .....	109
6.3.3	Αποτελέσματα .....	116
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....</b>	<b>126</b>
<b>7</b>	<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ.....</b>	<b>129</b>
7.1	Γενικά συμπεράσματα.....	129
7.2	Προτάσεις βελτίωσης.....	131
	<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΠΟΜΠΟΥ.....</b>	<b>133</b>

<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΚΑΙ ΥΛΙΣΜΙΚΟ ΠΟΜΠΟΥ .....</b>	<b>137</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ: ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΑ ΣΕ ΚΩΔΙΚΑ ΜΑΤΛΑΒ.....</b>	<b>151</b>
<b>ΣΥΝΤΟΜΟ ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ .....</b>	<b>177</b>



## ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

<b>Σχήμα 1.1</b>	Ενεργός ιστροπική ακτινοβολούμενη ισχύς (EIRP) για εφαρμογές εσωτερικού χώρου κατά την FCC.....	2
<b>Σχήμα 1.2</b>	Σύγκριση φασματικής κατανομής του UWB με άλλα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα .....	3
<b>Σχήμα 1.3</b>	Σχηματικό διάγραμμα και φάσμα του MC-CDMA.....	5
<b>Σχήμα 1.4</b>	Σχηματικό διάγραμμα και φάσμα του DS-CDMA.....	5
<b>Σχήμα 1.5</b>	Σχηματικό διάγραμμα και φάσμα του MT-CDMA.....	6
<b>Σχήμα 1.6</b>	UWB παλμός μορφής πρώτης παραγώγου Gauss (πάνω) και αντίστοιχο φάσμα (κάτω) .....	7
<b>Σχήμα 1.7</b>	Τυπική μορφή παλμού Scholtz (δεύτερη παράγωγος Gauss) .....	8
<b>Σχήμα 2.1</b>	Διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM) .....	12
<b>Σχήμα 2.2</b>	Αντιποδική διαμόρφωση πλάτους παλμού (ή BPSK) .....	13
<b>Σχήμα 2.3</b>	Διαμόρφωση On-Off Keying (OOK) .....	13
<b>Σχήμα 2.4</b>	Διαμόρφωση θέσης παλμού (PPM).....	14
<b>Σχήμα 2.5</b>	Τροποποιημένα πολυώνυμα Hermite τάξεως n.....	16
<b>Σχήμα 2.6</b>	Πιθανότητα σφάλματος για διάφορα είδη διαμορφώσεων. ....	18
<b>Σχήμα 2.7</b>	Σηματοδοσία μεταπήδησης χρόνου (TH-UWB-IR).....	19
<b>Σχήμα 2.8</b>	Σηματοδοσία άμεσης ακολουθίας (DS-UWB-IR) .....	21
<b>Σχήμα 3.1</b>	Σχηματικό διάγραμμα του πομπού UWB.....	26
<b>Σχήμα 3.2</b>	(a) Παραγωγή παλμών κατά BPPM από το διαμορφωτή. (b) Μορφοποίηση παλμών προς εκπομπή.....	27
<b>Σχήμα 3.3</b>	Σχηματικό διάγραμμα ψηφιακής διάταξης FPGA του διαμορφωτή στην περίπτωση της διαμόρφωσης BPPM. ....	27
<b>Σχήμα 3.4</b>	Δημιουργία στενών παλμών με χρήση ψηφιακών λογικών πυλών. ....	29
<b>Σχήμα 3.5</b>	Δημιουργία στενών παλμών με χρήση τρανζίστορ χιονοστιβάδας.....	30
<b>Σχήμα 3.6</b>	(a). Σχηματικό διάγραμμα λειτουργίας διόδου SRD παραγωγής παλμών UWB (b). Συνδυασμός παλμών για την παραγωγή παλμού Gauss. ....	31
<b>Σχήμα 3.7</b>	Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα μορφοποιητή παλμών UWB. ....	33

<b>Σχήμα 3.8</b>	Φωτογραφία πομπού UWB Impulse Radio.....	34
<b>Σχήμα 3.9</b>	Ο παλμός UWB του μορφοποιητή (μέτρηση με παλμογράφο). ....	34
<b>Σχήμα 3.10</b>	Το φάσμα ακολουθίας παλμών του πομπού (μέτρηση με αναλυτή φάσματος). ....	35
<b>Σχήμα 3.11</b>	Διαμορφωμένη ακολουθία παλμών (μέτρηση με παλμογράφο). ....	36
<b>Σχήμα 3.12</b>	Ψηφιακή διάταξη παραγωγής τετραγωνικών παλμών σταθερού εύρους θετικής στάθμης. ....	37
<b>Σχήμα 3.13</b>	Μέτρηση με παλμογράφο της απόστασης των δύο συμβόλων σε δυαδική διαμόρφωση θέσης. ....	38
<b>Σχήμα 3.14</b>	Η γεωμετρία της τροποποιημένης κεραίας μονοπόλου κυκλικού δίσκου (CDM). ....	41
<b>Σχήμα 3.15</b>	Ο συντελεστής ανάκλασης (S11) των τροποποιημένων κεραιών UWB (μέτρηση με αναλυτή δικτύου). ....	42
<b>Σχήμα 3.16</b>	Μέτρηση συντελεστή ανάκλασης με αναλυτή δικτύου των δύο κεραιών UWB, χωρίς χρήση εγκοπών (μπλε) και με $A=28\text{mm}$ (πράσινο). ....	43
<b>Σχήμα 3.17</b>	Τριγωνισμός της γεωμετρίας της κεραίας για την εφαρμογή της μεθόδου των ροπών (MoM).....	44
<b>Σχήμα 3.18</b>	Προσομοίωση του συντελεστή ανάκλασης (S11) των τροποποιημένων κεραιών UWB. ....	45
<b>Σχήμα 4.1</b>	Ασύρματο κανάλι πολλαπλών διαδρομών.....	50
<b>Σχήμα 4.2</b>	Κατανομή πλατών και καθυστερήσεων στο μοντέλο καναλιού IEEE802.15.3a.....	51
<b>Σχήμα 4.3</b>	Τυπικές αποκρίσεις καναλιού σύμφωνα με το πρότυπο IEEE 802.15.3a για τα τέσσερα μοντέλα CM1-CM4. ....	53
<b>Σχήμα 4.4</b>	Σχηματικό διάγραμμα δέκτη προσαρμοσμένου φίλτρου. ....	54
<b>Σχήμα 4.5</b>	Σχηματικό διάγραμμα κτενοειδή δέκτη με $L$ δάκτυλα (Rake). ....	57
<b>Σχήμα 5.1</b>	Δυαδική διαμόρφωση θέσης για το σύστημα εκπομπής-λήψης.....	66
<b>Σχήμα 5.2</b>	Μοντέλο εκπομπής-λήψης του συστήματος.....	67
<b>Σχήμα 5.3</b>	Γραφική παράσταση της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας που ορίζεται στην εξίσωση 5.18.....	72
<b>Σχήμα 5.4</b>	BER vs $E_b / N_0$ , για διαφορετικές τιμές του αριθμού των πυλοτικών παλμών.....	75

<b>Σχήμα 5.5</b>	BER vs $K$ , με $L_s=60$ για διάφορες τιμές σήματος προς θόρυβο.....	75
<b>Σχήμα 5.6</b>	BER vs $L_s$ , $E_b / N_0=10\text{dB}$ .....	76
<b>Σχήμα 5.7</b>	BER vs $E_b / N_0$ , για διάφορες τιμές $L_s$ με 60 πιλοτικούς παλμούς.....	77
<b>Σχήμα 5.8</b>	(α). Ψηφιοποίηση αναλογικού συνεχούς σήματος σε διακριτό κβαντισμένο. (b). Ομοιόμορφη κατανομή $f(x)$ , του σφάλματος κβάντισης $x$ .....	78
<b>Σχήμα 5.9</b>	Απεικόνιση του σφάλματος τρόμου φάσης (jitter error).....	79
<b>Σχήμα 5.10</b>	Το σύστημα εκπομπής-λήψης για τη μελέτη της επίδρασης του ADC. ....	81
<b>Σχήμα 5.11</b>	Πιθανότητα σφάλματος ως συνάρτηση του λόγου σήματος προς θόρυβο ( $E_b / N_0$ ) για διάφορες τιμές του $\sigma_j$ , με 6-bit ανάλυση του ADC.....	83
<b>Σχήμα 5.12</b>	Η πιθανότητα σφάλματος σαν συνάρτηση του jitter, μεταβάλλοντας το λόγο σήματος προς θόρυβο (πάνω), με ανάλυση του ADC 4-bit και μεταβάλλοντας την ανάλυση του ADC για $E_b / N_0=10\text{dB}$ (κάτω).....	85
<b>Σχήμα 5.13</b>	Η πιθανότητα σφάλματος σαν συνάρτηση της ανάλυσης του ADC, με τυπική απόκλιση για το jitter $\sigma_j=1\text{psec}$ .....	86
<b>Σχήμα 6.1</b>	Σχηματικό διάγραμμα ασύρματης εκπομπής-λήψης δεδομένων.....	90
<b>Σχήμα 6.2</b>	Ακολουθία των εκπεμπόμενων παλμών.....	91
<b>Σχήμα 6.3</b>	Σχηματικό διάγραμμα της αρχιτεκτονικής του δέκτη.....	92
<b>Σχήμα 6.4</b>	Ακολουθία εκπεμπόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο).....	93
<b>Σχήμα 6.5</b>	Ακολουθία εκπεμπόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο).....	93
<b>Σχήμα 6.6</b>	Ακολουθία λαμβανόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο).....	94
<b>Σχήμα 6.7</b>	Ακολουθία λαμβανόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο).....	95
<b>Σχήμα 6.8</b>	Η κυματομορφή ενός παλμού στο δέκτη, λαμβάνοντας τη μέση τιμή $K$ στιγμιοτύπων. ....	96
<b>Σχήμα 6.9</b>	Οι συντελεστές του συχετιστή με 20 taps.....	97
<b>Σχήμα 6.10</b>	Η έξοδος της μονάδας συγχρονισμού για ανίχνευση της θέσης της ψευδοτυχαίας ακολουθίας.....	98

<b>Σχήμα 6.11</b>	Η κατανομή των εξόδων των συσχετιστών για τη λήψη απόφασης συμβόλου .....	99
<b>Σχήμα 6.12</b>	Ανυσματική αναπαράσταση των αποδιαμορφωμένων συμβόλων .....	101
<b>Σχήμα 6.13</b>	Διάγραμμα πειραματικής διάταξης για το χαρακτηρισμό του ασύρματου καναλιού.....	105
<b>Σχήμα 6.14</b>	Κάτοψη του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών (ΤΗΛ.ΕΦ.) που αποτέλεσε το περιβάλλον μελέτης ασύρματου καναλιού.....	105
<b>Σχήμα 6.15</b>	Λαμβανόμενη κυματομορφή με απόσταση κεραιών 1m. ....	106
<b>Σχήμα 6.16</b>	Λαμβανόμενες κυματομορφές του παλμού σε απόσταση αναφοράς 1m μεταξύ των κεραιών για διάφορες γωνίες περιστροφής στο οριζόντιο επίπεδο (αζιμουθιακή γωνία). ....	108
<b>Σχήμα 6.17</b>	Λαμβανόμενες κυματομορφές του παλμού σε απόσταση αναφοράς 1m μεταξύ των κεραιών για διάφορες γωνίες περιστροφής στο κατακόρυφο επίπεδο (γωνία ανύψωσης).....	108
<b>Σχήμα 6.18</b>	Γραμμικό σύστημα εκπομπής και λήψης των παλμών .....	109
<b>Σχήμα 6.19</b>	Σχηματική αναπαράσταση της αφαιρετικής αποσυνέλιξης. (a) Απόκριση καναλιού. (b) Έξοδος σήματος από το κανάλι. (c) Συνάρτηση συσχέτισης του σήματος με τον πρότυπο παλμό. (d) Αφαίρεση του παλμού που ανιχνεύθηκε στο μέγιστο της συσχέτισης. (e) Προσθήκη κρουστικού παλμού στην τελική κρουστική απόκριση.....	111
<b>Σχήμα 6.20</b>	Προσομοίωση του σφάλματος εκτίμησης για την απόκριση του καναλιού σαν συνάρτηση της απόστασης των διαδοχικών στο χρόνο διαδρομών μετρούμενη σε δείγματα .....	113
<b>Σχήμα 6.21</b>	Το φάσμα του παλμού αναφοράς του σχήματος 6.16.....	114
<b>Σχήμα 6.22</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση Α του δέκτη.....	117
<b>Σχήμα 6.23</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση Β του δέκτη.....	118
<b>Σχήμα 6.24</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση C του πομπού.....	118
<b>Σχήμα 6.25</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση D του πομπού.....	119
<b>Σχήμα 6.26</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση E του πομπού.....	119
<b>Σχήμα 6.27</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση Α του δέκτη.....	121
<b>Σχήμα 6.28</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση Β του δέκτη.....	121
<b>Σχήμα 6.29</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση C του πομπού.....	122



<b>Σχήμα 6.30</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση D του πομπού.....	122
<b>Σχήμα 6.31</b>	Η απώλεια διάδοσης για τη θέση E του πομπού .....	123



## ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ

<b>Πίνακας 2.1.</b> Είδη διαμορφώσεων και ρυθμός εσφαλμένων bit (BER).....	17
<b>Πίνακας 3.1.</b> Παράμετροι της κεραίας UWB.....	41
<b>Πίνακας 6.1.</b> Παράμετροι του κώδικα MATLAB.....	102
<b>Πίνακας 6.2.</b> Αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων για την απώλεια διάδοσης συναρτήσεως της απόστασης. ....	120
<b>Πίνακας 6.3.</b> Αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων για τις χρονικές παραμέτρους του ασύρματου καναλιού. ....	124



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΥΠΕΡ-ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ

### 1.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στη νέα τεχνολογία που αναπτύσσεται στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, που αφορά στη μετάδοση ραδιοσήματος υπέρ-ευρείας ζώνης. Πρόκειται για μια τεχνολογία αιχμής των τελευταίων ετών, που όμως έχει ουσιαστικά τις ρίζες της αρκετά παλαιότερα στην εποχή του Τέσλα με τη χρήση λυχνιών ηλεκτρικού σπινθήρα (spark-gap). Προορισμένα αρχικά, κυρίως για εφαρμογές ραντάρ, σταδιακά τα συστήματα υπέρ-ευρείας ζώνης απασχολούν ολοένα και περισσότερο τη διεθνή επιστημονική κοινότητα σε θέματα που αφορούν σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα.

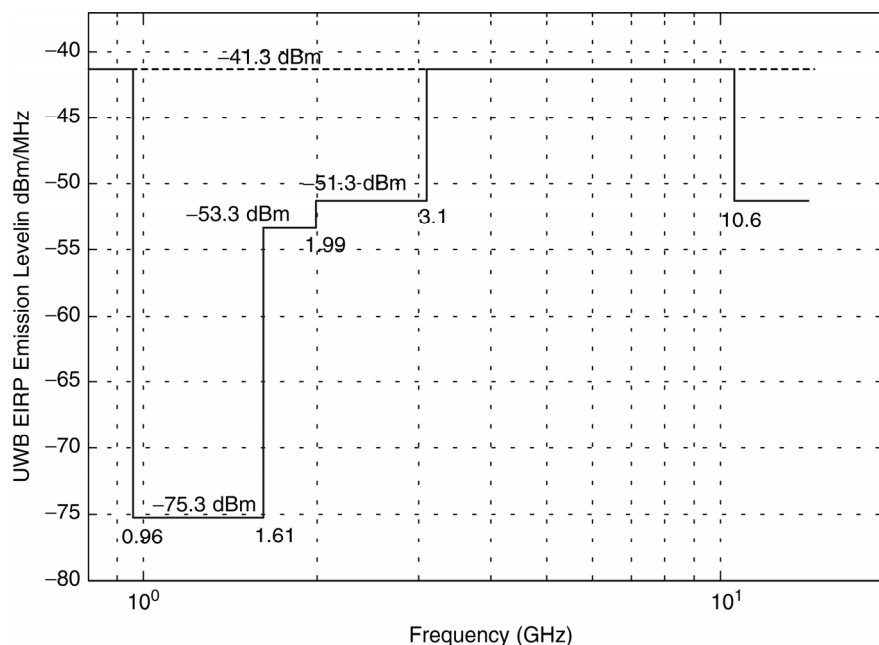
### 1.2 Βασικές έννοιες

#### 1.2.1 Επισκόπηση

Η τεχνολογία υπέρ-ευρείας ζώνης (Ultra-Wideband, UWB), έχει αποσπάσει πρόσφατα σημαντική προσοχή τόσο από ερευνητικής σκοπιάς όσο και από βιομηχανικής, για εφαρμογές στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες [1-3]. Η τεχνολογία αυτή έχει αρκετά πλεονεκτήματα όπως, υψηλή ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων, χαμηλού κόστους κατασκευής πομποδεκτών, μικρή εκπεμπόμενη ισχύς, χαμηλή παρεμβολή. Τον Απρίλιο του 2002 η ομοσπονδιακή υπηρεσία επικοινωνιών (Federal Communications Commission, FCC) στις Ηνωμένες Πολιτείες ενέκρινε τη χρήση της τεχνολογίας UWB για εφαρμογές ασύρματων τηλεπικοινωνιών εσωτερικού χώρου [4]. Αντίστοιχα πρότυπα όπως το IEEE 802.15.3a (υψηλή ταχύτητα μετάδοσης) και το IEEE 802.15.4a (πολύ χαμηλή ταχύτητα μετάδοσης) που βασίζονται στις τηλεπικοινωνίες UWB, έχουν κάνει την εισαγωγή τους.

## 1.2.2 Κανονισμοί

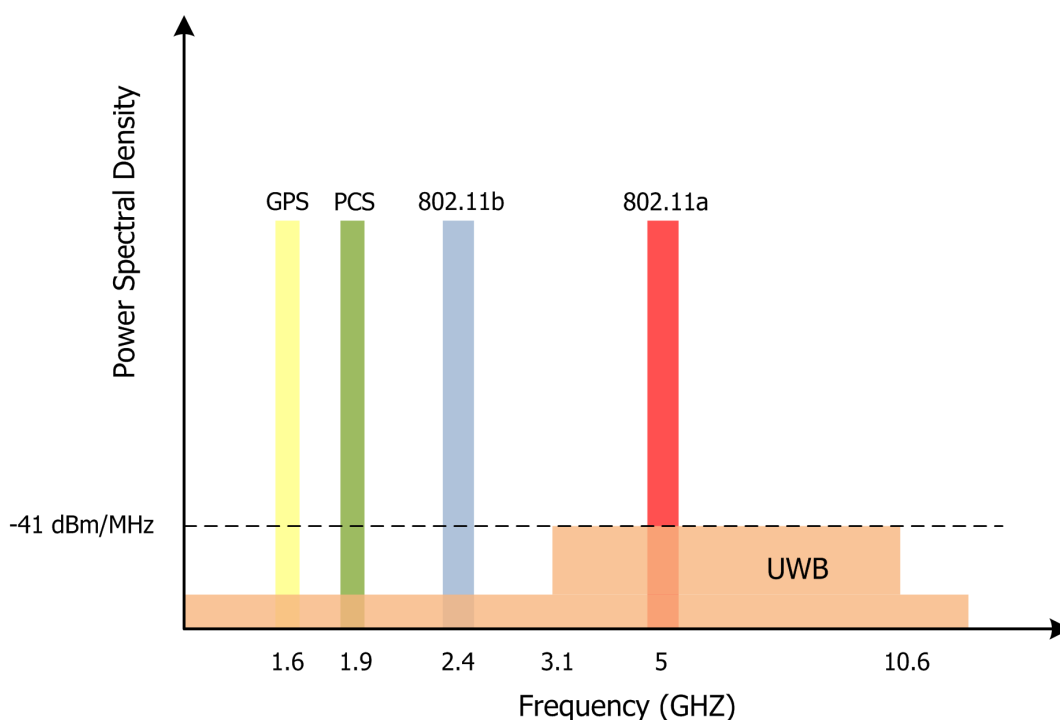
Με τον όρο «υπερ-ευρεία ζώνη» (UWB), σύμφωνα με τον ορισμό από την FCC, εννοούμε κάθε ασύρματη μετάδοση που καταλαμβάνει στο φάσμα απόλυτο εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 500MHz ή το σχετικό εύρος ζώνης να ξεπερνά το 20%, μετρώντας τη μέγιστη και ελάχιστη συχνότητα στα -10dB της μέγιστης ισχύος και όχι στα -3dB όπως συνηθίζεται σε τεχνολογίες στενού εύρους ζώνης. Η FCC έχει εγκρίνει τη χρήση τεχνολογιών UWB εσωτερικού χώρου, χωρίς ειδική άδεια και έχει εκδώσει τα όρια μέγιστης επιτρεπόμενης ισχύος ανά συχνότητα, που διακρίνονται στο σχήμα 1.1. Η μέγιστη ισχύς των -41.3dBm επιτρέπεται εντός των ορίων 3.1-10.6 GHz. Σε χαμηλότερες συχνότητες τα όρια είναι αρκετά μικρότερα κυρίως για να μην υπάρχει παρεμβολή με άλλα ήδη χρησιμοποιούμενα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα όπως το IEEE 802.11b (Ασύρματα τοπικά δίκτυα, WLAN). Παρόμοιοι κανονισμοί βρίσκονται σε εξέλιξη για το αντίστοιχο ευρωπαϊκό πρότυπο και αναμένονται μικρές διαφοροποιήσεις στις προδιαγραφές ισχύος [5].



**Σχήμα 1.1** Ενεργός ιστροπική ακτινοβολούμενη ισχύς (EIRP) για εφαρμογές εσωτερικού χώρου κατά την FCC

Η τεχνολογία UWB, προορίζεται για εφαρμογές ασύρματου ιδιωτικού δικτύου (WPAN) και η εμβέλεια είναι της τάξης μερικών μέτρων (~10m).

Στο σχήμα 1.2 γίνεται μια σύγκριση του φάσματος που καταλαμβάνουν διάφορες τεχνολογίες στενού εύρους ζώνης όπως το GPS, το PCS1900 (κινητή τηλεφωνία, GSM) και τοπικά δίκτυα WLAN (802.11.a και 802.11.b). Η τεχνολογία UWB, καταλαμβάνει ένα πολύ ευρύτερο φάσμα από τις άλλες τεχνολογίες ενώ παράλληλα η εκπεμπόμενη ισχύς είναι αρκετά μικρότερη, κοντά στο επίπεδο θορύβου. Αυτά τα χαρακτηριστικά δίνουν ιδιαίτερα πλεονεκτήματα όπως θα δούμε στην επόμενη παράγραφο.



**Σχήμα 1.2** Σύγκριση φασματικής κατανομής του UWB με άλλα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα

### 1.2.3 Πλεονεκτήματα και εφαρμογές

Η τεχνολογίες υπέρ-ευρείας ζώνης έχει αρκετά πλεονεκτήματα έναντι άλλων συστημάτων στενού εύρους ζώνης (narrowband systems). Πρώτα απ' όλα η χρήση του UWB είναι «ελεύθερη», δηλαδή δε χρειάζεται άδεια για την εκπομπή αρκεί να τηρούνται τα όρια ισχύος που αναφέρθηκαν πιο πάνω, ώστε η παρεμβολή με άλλα συστήματα να είναι μηδαμινή. Τα συστήματα UWB υπόσχονται υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων της τάξεως των 100Mbps, ικανή για εφαρμογές πολυμέσων. Τα σήματα υπέρ-ευρείας ζώνης, έχουν το χαρακτηριστικό της υψηλής χρονικής διακριτικής ικανότητας (temporal resolution), το οποίο συντελεί σε μικρότερη διάλεια ειδικότερα σε περιπτώσεις πολυδιαδρομικής διάλεια λόγω πολλαπλών ανακλάσεων (multipath fading). Επιπλέον, λόγω της μεγάλης φασματικής κάλυψης παρουσιάζουν μικρή απώλεια διείσδυσης στα υλικά καθιστώντας ιδανική την εφαρμογή τους σε συστήματα ραντάρ και απεικόνισης (radar and imaging systems).

## 1.3 Κατηγορίες UWB

Η χρήση υπέρ-ευρείας ζώνης φάσματος μπορεί να γίνει με διάφορες τεχνικές. Τα συστήματα UWB χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, σε εκείνη που γίνεται η χρήση πολλαπλού φέροντος (Multicarrier UWB) και σε εκείνη που γίνεται χρήση πολύ στενών, στο χρόνο, παλμών (Impulse Radio UWB). Η δεύτερη κατηγορία είναι εκείνη που είναι περισσότερο συνυφασμένη με τα συστήματα υπέρ-ευρείας ζώνης και αποτελεί το αντικείμενο μελέτης της εν λόγω διατριβής.

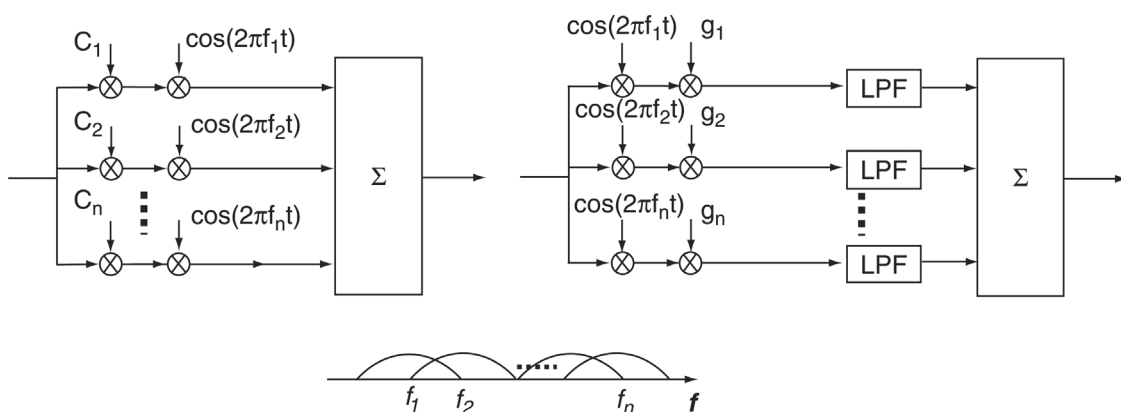
### 1.3.1 Multicarrier

Μια τεχνική προσέγγισης του UWB είναι η επέκταση συμβατικών τεχνικών διεύρυνσης φάσματος (Spread Spectrum) ή πολυπλεξίας διαίρεσης κώδικα (CDMA). Υπάρχουν τρεις κύριοι τρόποι παραγωγής διεύρυνσης φάσματος πολλαπλών φερόντων (Spread Spectrum MultiCarrier, SS-MC), το multi-carrier CDMA, το multi-carrier direct sequence (DS) CDMA και το multitone (MT) CDMA [6, pp. 45-46]. Το πλεονέκτημα αυτών των τεχνικών σε σχέση με τη χρήση απλού φέροντος είναι πως ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων ανά υπό-φορέα είναι αρκετά μικρότερος, όμως μειονεκτούν κυρίως στο επίπεδο υλοποίησης. Απαιτούν τη χρήση αρκετών μικτών

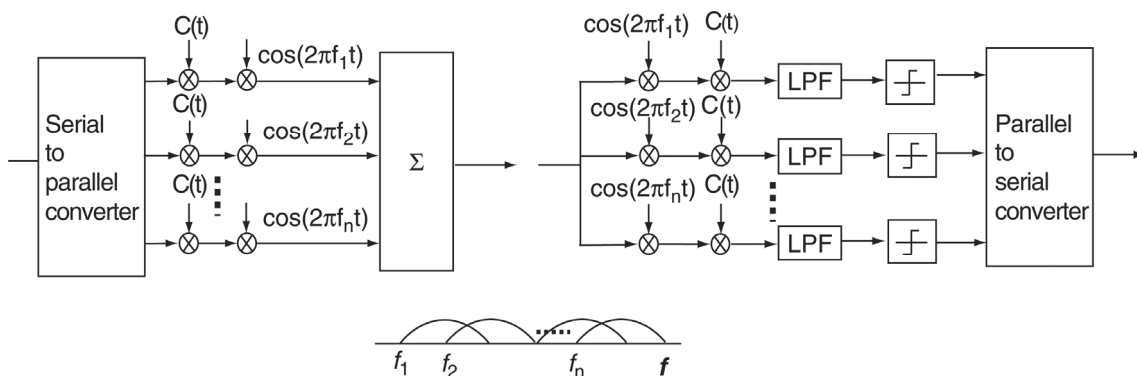


και μεθόδους μετασχηματισμού Fourier (FFT) για τον υποβιβασμό συχνότητας (down conversion) και την επεξεργασία σήματος βασικής ζώνης (base band). Στην περίπτωση του UWB το εύρος ζώνης πρέπει να είναι τουλάχιστον 500MHz για κάθε φορέα.

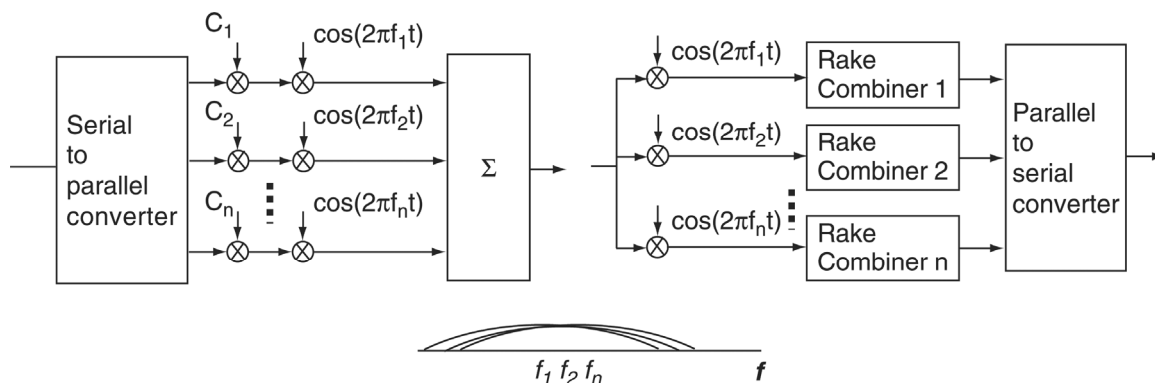
Στα σχήματα 1.3 έως 1.6 διακρίνονται τα σχηματικά διαγράμματα για κάθε μία από τις παραπάνω περιπτώσεις. Στο MC-CDMA το αρχικό σήμα διευρύνεται με τους επιμέρους υπο-φορείς,  $f_i$ , έχοντας ο καθένας έναν ψευδοτυχαίο (Pseudo Random, PR) κωδικό,  $C_i$ . Η διεύρυνση φάσματος γίνεται στο πεδίο των συχνοτήτων. Η αποδιεύρυνση (de-spreading) στο δέκτη γίνεται χρησιμοποιώντας κωδικούς,  $g_i$ , που αντιστοιχούν στον κωδικό διεύρυνσης  $C_i$ .



**Σχήμα 1.3** Σχηματικό διάγραμμα και φάσμα του MC-CDMA.



**Σχήμα 1.4** Σχηματικό διάγραμμα και φάσμα του DS-SS-SSB.



**Σχήμα 1.5** Σχηματικό διάγραμμα και φάσμα του MT-CDMA.

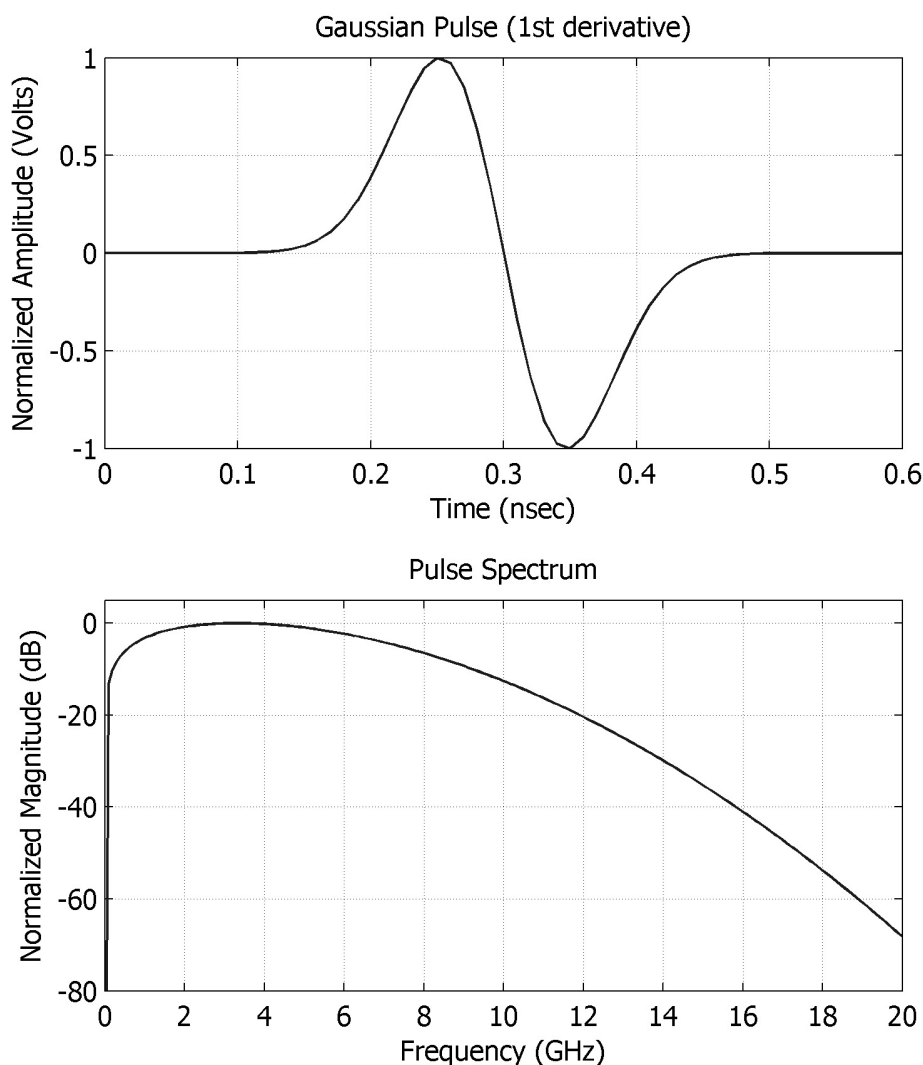
Στο DS-CDMA το σήμα διευρύνεται πρώτα στο πεδίο του χρόνου με τη μονάδα μετατροπής σειριακού σε παράλληλο (serial to parallel). Στη συνέχεια το σήμα στον κάθε υπο-φορέα πολλαπλασιάζεται με ψευδοτυχαία ακολουθία κωδικού,  $C(t)$ , η ίδια που χρησιμοποιείται στο δέκτη για την αποκωδικοποίηση. Με παρόμοιο τρόπο λειτουργεί το MT-CDMA, αλλά η απόσταση των υπο-φορέων στο φάσμα είναι αρκετά μικρότερη, επιτυγχάνοντας μεγαλύτερους ρυθμούς δεδομένων. Έχει περίπου το ίδιο συνολικό εύρος ζώνης με το DS-CDMA αν και η απόσταση των υπο-φορέων είναι μικρότερη. Αυτό συμβαίνει γιατί έχει μεγαλύτερο παράγοντα διεύρυνσης.

Η τεχνολογία multi-carrier χρησιμοποιείται σήμερα σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, για παράδειγμα σε συστήματα WLAN, για μετάδοση ψηφιακού ήχου και εικόνας και σε συστήματα ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line).

### 1.3.2 Impulse Radio

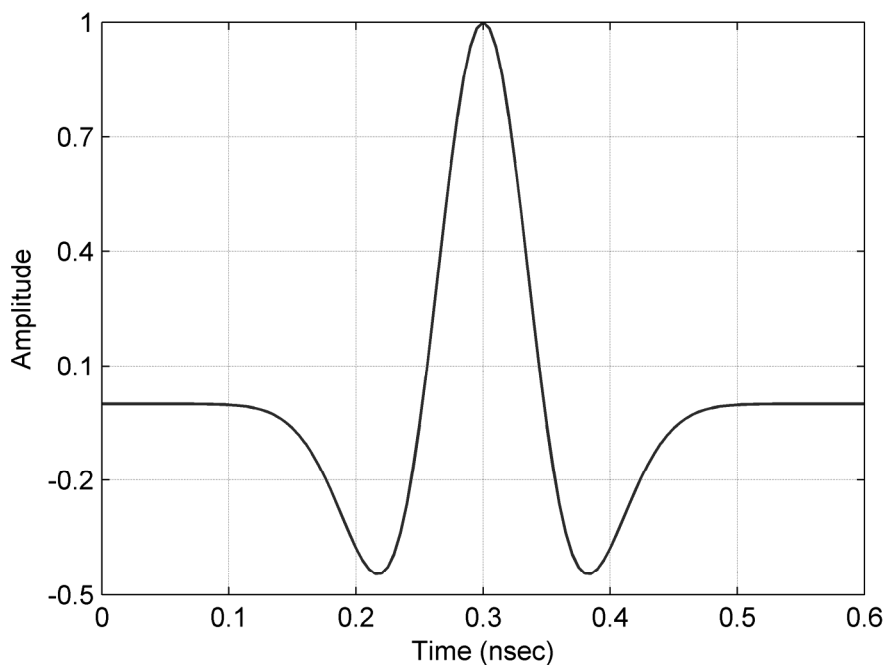
Η τεχνολογία UWB Impulse Radio (UWB-IR), βασίζεται στην εκπομπή πολύ στενών παλμών στο χρόνο. Συνήθως το εύρος των παλμών δεν ξεπερνά το 1 nsec με σκοπό να επιτυγχάνεται η απαραίτητη φασματική κατανομή υπέρ-ευρείας ζώνης. Το ραδιοσήμα, συνίσταται από ακολουθίες τέτοιων παλμών ειδικά διαμορφωμένων (pulse-trains). Μία τέτοια ακολουθία είναι εκ φύσεως σήμα βασικής ζώνης και δε χρειάζονται τεχνικές αναβιβασμού ή υποβιβασμού (Up-down conversion) όπως σε συμβατικές τεχνολογίες. Η συνηθέστερη μορφή των UWB παλμών είναι εκείνη της μορφής Gauss ή των παραγώγων της. Οι παράγωγες μορφές έχουν την ιδιότητα να «μετακινούνται» στο φάσμα προς υψηλότερες συχνότητες ενώ παράλληλα δεν έχουν συνεχή συνιστώσα (DC). Στο σχήμα 1.6 διακρίνεται ένας τέτοιος παλμός που έχει τη μορφή της πρώτης παραγώγου Gauss. Στο ίδιο σχήμα (κάτω) απεικονίζεται το αντίστοιχο φάσμα, που όπως διακρίνουμε εκτείνεται σε αρκετά GHz. Στη διεθνή

βιβλιογραφία ένας τέτοιος παλμός αναφέρεται ως monocycle. Ένας ή περισσότεροι παλμοί αποτελούν το bit (δυφίο) της επικοινωνίας. Η χρήση περισσότερων του ενός παλμού ανά bit, αν και μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα μικρότερο ρυθμό δεδομένων (bitrate), συνίσταται για καλύτερη καταπολέμηση του θορύβου και των παρεμβολών επειδή το bit έχει μεγαλύτερη χρονική διάρκεια. Ο παλμός του σχήματος 1.6 μπορεί να εκφραστεί με τη σχέση,  $V(t) = -\frac{At}{\sigma^2} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$  όπου,  $A$  είναι ένας παράγοντας κανονικοποίησης και  $\sigma$  είναι ένας παράγοντας που ρυθμίζει το εύρος του παλμού όπως η τυπική απόκλιση της κανονικής κατανομής.



**Σχήμα 1.6** UWB παλμός μορφής πρώτης παραγώγου Gauss (πάνω) και αντίστοιχο φάσμα (κάτω)

Αν  $T_p$  ονομάσουμε το εύρος (διάρκεια) του παλμού, τότε αυτό σχετίζεται με τον παράγοντα  $\sigma$  με τη σχέση  $T_p = 2\pi\sigma$ . Μπορούν να χρησιμοποιηθούν και άλλες μορφές τύπου Gauss στο Impulse Radio [7] και πολλές φορές γίνεται χρήση του παλμού Scholtz [8-10] που έχει τη μορφή της δεύτερης παραγώγου Gauss, όπως διακρίνεται στο σχήμα 1.7. Ο λόγος είναι πως εξαιτίας των παραμορφώσεων από τις κεραίες που δρουν σαν υψιπερατά φίλτρα, ένας παλμός Gauss καταλήγει να έχει παρόμοια μορφή με τον παλμό Scholtz.



**Σχήμα 1.7** Τυπική μορφή παλμού Scholtz (δεύτερη παράγωγος Gauss)

**ΑΝΑΦΟΡΕΣ**

- [1] R. C. Qiu, R. Scholtz, and X. Shen, "Ultra-Wideband Wireless Communications - A New Horizon", Editorial on Special Session on UWB, IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 54, no. 5, Sept. 2005.
- [2] R. C. Qiu, H. P. Liu, and X. Shen, "Ultra-Wideband for Multiple Access Communications", IEEE Commun. Mag., vol. 43, no. 2, pp. 80-87, Feb. 2005.
- [3] Linqing Yang and Georgios B. Giannakis, "Ultra-Wideband Communications", IEEE Signal Processing Magazine, Nov. 2004.
- [4] "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", First Note and Order, Federal Communications Commission, ETDocket 98-153, Adopted February 14, 2002, released April 22, 2002.
- [5] Aki Silvennoinen, "Unlicensed reuse of licensed spectrum: case UWB", Communications Laboratory, Helsinki University of Technology, 2004.
- [6] Hüseyin Arslan, Zhi Ning Chen, Maria-Gabriella Di Benedetto, "Ultra Wideband Wireless Communication", John Wiley & Sons, 2006.
- [7] X. Chen, S. Kiaei, "Monocycle shapes for ultra wideband system", Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems 1, pp.597-600
- [8] Moe Z. Win, and Robert A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications", IEEE Transactions On Communications, Vol. 48, No. 4, April 2000.
- [9] R.A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation", in Proc. IEEE Milcom, Oct. 1993, pp. 447-450.
- [10] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Impulse radio: How it works" IEEE Communications Letters 2, pp. 36-38



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

## ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ

### 2.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράφονται διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης που βρίσκουν χρήση σε εφαρμογές Impulse Radio, καθώς και τεχνικές σηματοδοσίας πολλαπλής πρόσβασης. Όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο δεν υπάρχει κάποιο φέρον για τη διαμόρφωση, αλλά πολύ στενοί παλμοί εκπέμπονται που καταλαμβάνουν μεγάλο φασματικό εύρος. Η διάκριση των δυφίων (bit) της πληροφορίας, γίνεται αλλάζοντας τα χαρακτηριστικά των παλμών αυτών όπως είναι για παράδειγμα, το πλάτος, το σχήμα, η φάση, ή η θέση των παλμών. Η σωστή επιλογή της διαμόρφωσης εξαρτάται από αρκετούς παράγοντες που έχουν να κάνουν με τις προδιαγραφές σχεδιασμού και τους περιορισμούς των πομποδεκτών, το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, την ανοχή σε παρεμβολές και θόρυβο, την εμβέλεια, την πολυπλοκότητα σε κατασκευαστικό κυρίως επίπεδο κ.λ.π. Στις επόμενες παραγράφους, ακολουθεί αναλυτική περιγραφή των σημαντικότερων διαμορφώσεων στην τεχνολογία UWB-IR.

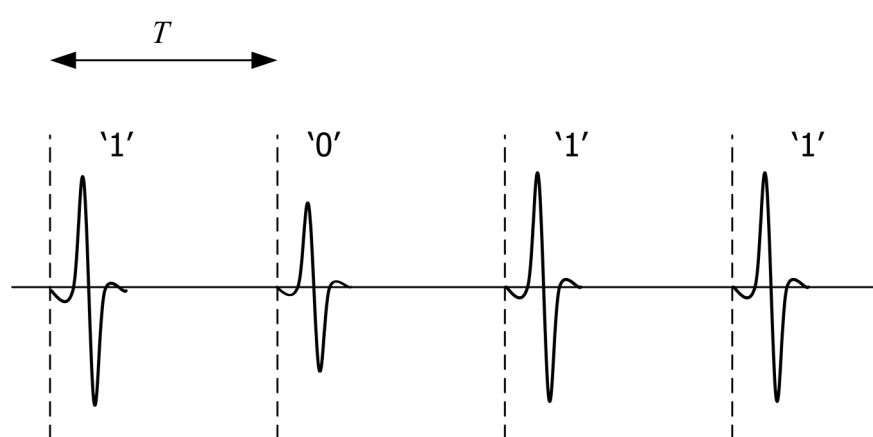
### 2.2 Διαμορφώσεις

#### 2.2.1 Διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM)

Στη διαμόρφωση πλάτους παλμού (Pulse Amplitude Modulation, PAM), το bit της πληροφορίας αλλάζει το πλάτος των παλμών. Για την περίπτωση δυαδικής διαμόρφωσης δύο πλάτη επιλέγονται έστω,  $a_1, a_2$ . Το εκπεμπόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί με τη σχέση:

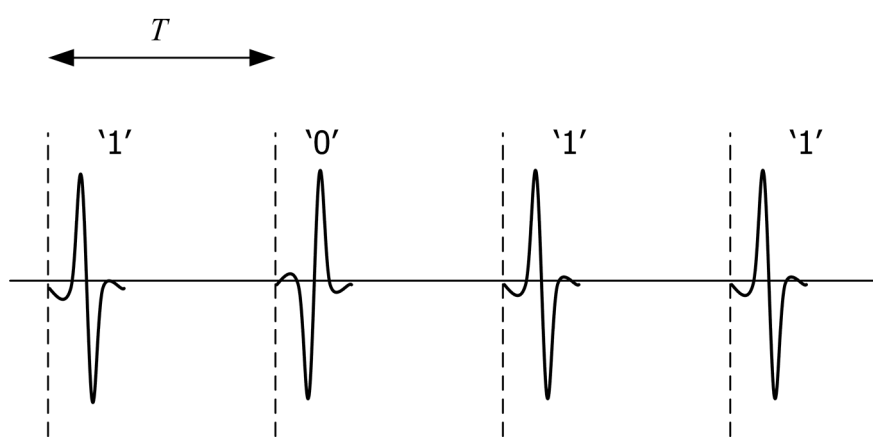
$$s(t) = \sum_j b_j w(t - jT) \quad (2.1)$$

όπου,  $j$  είναι ο δείκτης του  $j$ -οστού παλμού,  $T$  είναι η περίοδος των παλμών,  $b_j$  είναι το πλάτος των παλμών και παίρνει μία από τις δύο τιμές  $a_1, a_2$  ανάλογα με το bit πληροφορίας και  $w(t)$  είναι η μορφή του παλμού, συνήθως μια παράγωγος Gauss. Στο σχήμα 2.1 διακρίνεται η διαμόρφωση αυτή. Πολλές φορές στη διεθνή βιβλιογραφία οι τιμές που καθορίζουν τα πλάτη  $a_1, a_2$ , είναι τα ίδια αλλά με διαφορετικό πρόσημο. Αυτό το είδος το συναντάμε και με τον όρο BPSK, που όμως δεν μπορεί να θεωρηθεί απόλυτα σωστός μιας και δεν υπάρχει φέρον ώστε να αλλάξουμε τη φάση, όπως δηλώνει το όνομα (Binary Phase Shift Keying). Τις περισσότερες φορές η διαμόρφωση PAM είναι συνυφασμένη με αυτό το είδος διαμόρφωσης και ίσως να χρησιμοποιείται και η λέξη διπολική ή αντιποδική (bipolar, antipodal PAM) για να γίνεται διάκριση από την απλή PAM αν και μπορεί να παραλείπεται. Στο σχήμα 2.2 φαίνεται η διπολική PAM (ή BPSK), όπου γίνεται χρήση δύο αντιποδικών παλμών Gauss για τα δύο bit.

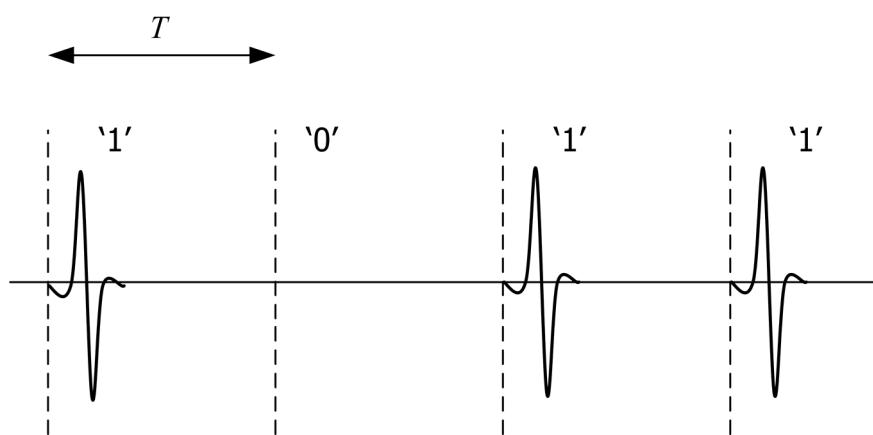


**Σχήμα 2.1** Διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM)





**Σχήμα 2.2** Αντιποδική διαμόρφωση πλάτους παλμού (ή BPSK)



**Σχήμα 2.3** Διαμόρφωση On-Off Keying (OOK)

### 2.2.2 Διαμόρφωση On-Off Keying (OOK)

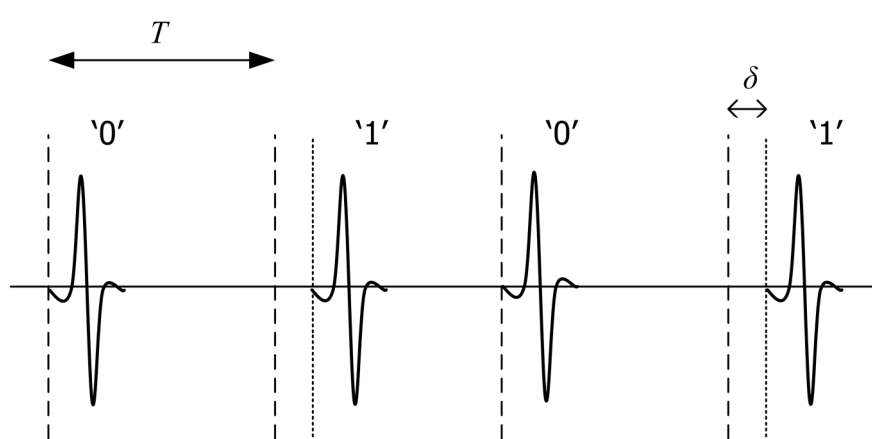
Στη διαμόρφωση On-Off Keying, για το bit '1' στέλνεται ένας παλμός ενώ για το bit '0' δε στέλνουμε τίποτα. Μπορεί να θεωρηθεί ειδική περίπτωση διαμόρφωσης PAM με το ένα, εκ των δύο πλατών, ίσο με μηδέν. Είναι ίσως η πιο απλή από όλες τις διαμορφώσεις αλλά και πιο σπάνια χρησιμοποιούμενη. Η συνεχής αποστολή μηδενικών θα άφηνε ένα μεγάλο κενό και θα οδηγούσε μη ομοιόμορφη κατανομή παλμών στο χρόνο.

### 2.2.3 Διαμόρφωση θέσης παλμού (PPM)

Στη διαμόρφωση θέσης παλμού, μια μικρή μετατόπιση του παλμού από την προκαθορισμένη θέση, καθορίζει το είδος του bit. Το εκπεμπόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί με τη σχέση 2.2.

$$s(t) = \sum_j w(t - jT - \delta b_j) \quad (2.2)$$

όπου,  $j$  είναι ο δείκτης προς τον  $j$ -οστό παλμό,  $T$  είναι η περίοδος των παλμών,  $b_j$  είναι το bit και παίρνει τιμές 0 ή 1 και  $w(t)$  είναι η μορφή του παλμού. Στο σχήμα 2.4 φαίνεται η διαμόρφωση των παλμών κατά PPM. Η αντιστοίχιση του bit με τη μετατόπιση είναι θέμα σύμβασης και εδώ για λόγους ευκολίας στη μαθηματική έκφραση (2.2), ο παλμός για το bit '0' δεν έχει μετατόπιση, ενώ για το bit '1' μετατοπίζεται κατά μια χρονική καθυστέρηση  $\delta$ , που συνήθως καλείται δείκτης διαμόρφωσης (modulation index). Η τιμή της μετατόπισης  $\delta$  παίζει σημαντικό ρόλο στην απόδοση του συστήματος ως προς την αποδιαμόρφωση και σωστή ανίχνευση του παλμού. Στη περίπτωση που η μετατόπιση είναι αρκετή ώστε οι θέσεις των παλμών να μην αλληλοεπικαλύπτονται, τότε μιλάμε για ορθογωνική διαμόρφωση θέσης (Orthogonal PPM), όταν δηλαδή  $\delta \geq T_p$ , όπου  $T_p$  είναι το εύρος του παλμού. Τα δύο 'σύμβολα' σε αυτή την περίπτωση είναι ορθογωνικά αφού η συνάρτηση ετεροσυσχέτισης (cross-correlation) είναι μηδέν.



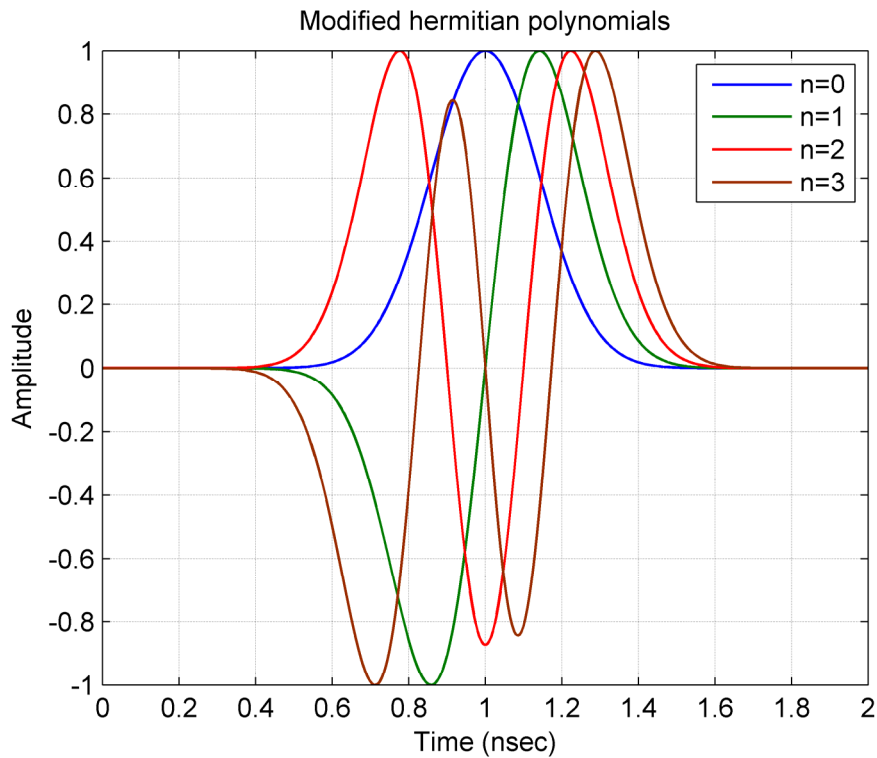
**Σχήμα 2.4** Διαμόρφωση θέσης παλμού (PPM)

Μπορεί όμως η μετατόπιση  $\delta$  να είναι μικρότερη από το εύρος του παλμού και η συνάρτηση ετεροσυσχέτισης να αποδεικνύεται ότι είναι αρνητική, οπότε και αναζητούμε ελάχιστο, μικρότερο από την τιμή μηδέν όπως στην περίπτωση της ορθογωνικής διαμόρφωσης. Σε αυτή την περίπτωση μιλάμε για ιδανική διαμόρφωση θέσης (Optimum PPM) και η επιλογή της ιδανικής τιμής για το δείκτη διαμόρφωσης εξαρτάται από τη μορφή του παλμού [1].

Αυτή είναι η κύρια διαμόρφωση που θα απασχολήσει το υπόλοιπο της εν λόγω διατριβής. Ο λόγος που επιλέχθηκε ανάμεσα στις υπόλοιπες είναι για την απλότητα σε κατασκευαστικό επίπεδο κυρίως, αλλά και για την ευελιξία. Εύκολα μπορεί κανείς να μεταβεί σε διαμόρφωση πολλαπλών συμβόλων (M-ary PPM), απλά ορίζοντας περισσότερες καθυστερήσεις  $\delta$  από δύο, όπως συμβαίνει στη δυαδική PPM (BPPM). Με τέσσερις διαφορετικές τιμές για το  $\delta$ , επιτυγχάνουμε τετραδική διαμόρφωση (QPPM) χωρίς ιδιαίτερο κόστος σε υλοποίηση, αλλά κερδίζοντας διπλάσιο ρυθμό δεδομένων.

#### 2.2.4 Άλλοι τύποι διαμόρφωσης

Εκτός των παραπάνω ειδών, υπάρχουν και διάφοροι άλλοι τρόποι με τους οποίους μπορεί κανείς να διαμορφώσει ένα σήμα UWB-IR. Το σίγουρο είναι πως το κάθε είδος στοχεύει σε ένα χαρακτηριστικό των παλμών υπέρ-ευρείας ζώνης και εξαιρώντας το πλάτος και τη θέση που προαναφέραμε, αντικείμενο μελέτης έχει αποτελέσει η μορφή των παλμών. Παίρνοντας σαν βάση τους παλμούς Gauss και αλλάζοντας τη διάρκεια των παλμών δημιουργείται η διαμόρφωση εύρους παλμού (Pulse Width Modulation) [2]. Σε αυτή την περίπτωση αναζητά κανείς το ιδανικό εύρος παλμού για να διακρίνει τα δύο σύμβολα έχοντας σαν στόχο τη βελτιστοποίηση της πιθανότητας σφάλματος. Εκτός της Gaussian μορφής παλμών έχει μελετηθεί η χρήση άλλων παλμών όπως των τροποποιημένων πολυωνύμων Hermite (Modified Hermite Polynomial, MHP) εισάγοντας την ορθογωνική διαμόρφωση παλμών (OPM), χρησιμοποιώντας την ιδιότητα των παλμών αυτών να είναι ορθογωνικοί [3, 4]. Ένα παράδειγμα τέτοιων παλμών διακρίνεται στο σχήμα 2.5. Γενικότερα τέτοιου είδους διαμορφώσεις, ονομάζονται διαμορφώσεις μορφής παλμού (Pulse Shape Modulation, PSM) [5-7]. Επιπλέον είναι δυνατός ο συνδυασμός διαμορφώσεων όπως για παράδειγμα συνδιασμός PAM-PPM με χρήση αντιποδικών παλμών Gauss και ταυτόχρονη μετατόπιση στο χρόνο.



**Σχήμα 2.5** Τροποποιημένα πολώνυμα Hermite τάξεως  $n$ .

### 2.2.5 Σύγκριση διαμορφώσεων

Στην παράγραφο αυτή δίνονται οι διαφορές ανάμεσα στις σημαντικότερες διαμορφώσεις που είδαμε πιο πάνω, ως προς τη θεωρητική πιθανότητα σφάλματος (BER) [8]. Ορίζουμε μια γενική έκφραση του σήματος, που περιλαμβάνει τις παραπάνω βασικές διαμορφώσεις ως εξής,

$$s(t) = \sum_j A\beta_j w(t - jT - \delta\alpha_j) \quad (2.3)$$

όπου,  $A$  είναι το πλάτος των παλμών,  $\beta_j$  είναι μια παράμετρος που επηρεάζει το πλάτος των παλμών για τις διαμορφώσεις PAM, BPSK και OOK,  $\alpha_j$  είναι η παράμετρος που επηρεάζει τη θέση των παλμών για τις διαμορφώσεις PPM,  $j$  είναι ο δείκτης του  $j$ -οστού παλμού  $T$  είναι η περίοδος των παλμών και  $w$  η μορφή των παλμών. Στη θεωρητική αυτή μελέτη λαμβάνουμε υπόψη πως το κανάλι μετάδοσης περιλαμβάνει μόνο προσθετικό λευκό θόρυβο κανονικής κατανομής (Additive White Gaussian Noise, AWGN) με φασματική πυκνότητα ισχύος  $N_0/2$ . Όσον αφορά στο δέκτη, γίνεται χρήση προσαρμοσμένου φίλτρου, για ιδανική ανίχνευση του σήματος

μεγιστοποιώντας το λόγο σήματος προς θόρυβο. Η μορφή του λαμβανόμενου παλμού που χρησιμοποιείται δίνεται από την παρακάτω σχέση, που δίνει τη γενικώς αποδεκτή θεωρητική μορφή λήψης παλμών αν λάβει κανείς τις συνηθισμένες παραμορφώσεις από τις κεραίες [9] (βλπ. Σχήμα 1.7).

$$w_r(t) = \left[ 1 - 4\pi \left( \frac{t}{\tau} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left( \frac{t}{\tau} \right)^2} \quad (2.4)$$

όπου,  $\tau$  είναι η παράμετρος που ρυθμίζει το εύρος του παλμού, το οποίο καλούμε  $T_p$ . Τα αποτελέσματα διακρίνονται στον πίνακα 2.1, όπου  $Q(\cdot)$  είναι η συνάρτηση σφάλματος και ορίζεται με τη σχέση,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (2.5)$$

$N_s$  είναι το πλήθος των παλμών ανά σύμβολο,  $E_p$  είναι η ενέργεια του λαμβανόμενου παλμού  $\left( E_p = \int_{-\infty}^{\infty} w_r^2(t) dt \right)$ , και  $R(\cdot)$  η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης, που ορίζεται με τη σχέση (2.6).

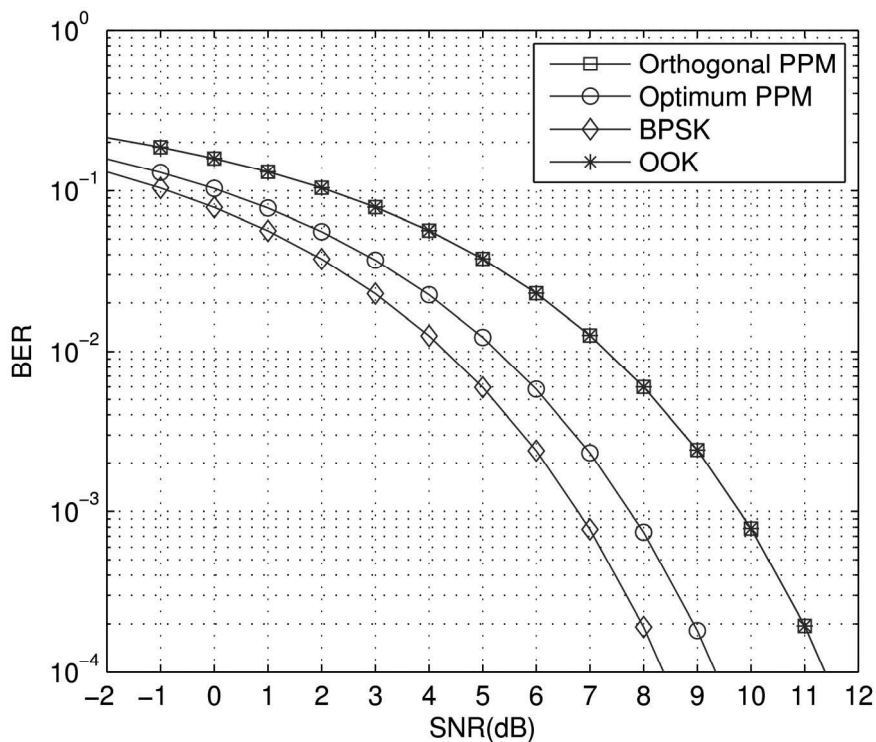
**Πίνακας 2.1.** Είδη διαμορφώσεων και ρυθμός εσφαλμένων bit (BER)

Διαμόρφωση	$\beta$	$\delta$	BER
PAM	$a_1, a_2$	0	$Q\left(\sqrt{\frac{(a_1 - a_2)^2 N_s A E_p}{N_0}}\right)$
BPSK	$\pm 1$	0	$Q\left(\sqrt{\frac{2N_s A E_p}{N_0}}\right)$
OOK	$0, a$	0	$Q\left(\sqrt{\frac{a^2 N_s A E_p}{2N_0}}\right)$
Orth. PPM	1	$0, T_p$	$Q\left(\sqrt{\frac{N_s A E_p}{N_0}}\right)$
Opt. PPM	1	$0, \delta_{opt}$	$Q\left(\sqrt{\frac{N_s A E_p}{N_0} [R(0) - R(\delta_{opt})]}\right)$

$$R(\Delta t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} w_r(t)w_r(t - \Delta t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_r^2(t)dt} \quad (2.6)$$

Στην περίπτωση της ιδανικής PPM η τιμή του δείκτη διαμόρφωσης  $\delta_{opt}$ , είναι εκείνη που μεγιστοποιεί τη διαφορά της αυτοσυσχέτισης για τα δύο σύμβολα, δηλαδή,  $\delta_{opt} = \arg \max_{\delta} \{R(0) - R(\delta)\}$ . Στο σχήμα 2.6 διακρίνεται η γραφική παράσταση της πιθανότητας σφάλματος για τα παραπάνω είδη διαμορφώσεων σε κανάλι λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN). Η περίπτωση της PAM έχει ταυτιστεί με την OOK για  $a_1 = a, a_2 = 0$ . Για καλύτερη σύγκριση το πλάτος της OOK έχει τεθεί  $a = \sqrt{2}$ , ώστε η μέση εκπεμπόμενη ισχύς να είναι ίδια με την PPM και την BPSK.

Η OOK έχει την ίδια θεωρητική απόδοση με την ορθογωνική PPM, ενώ η BPSK (αντιποδική PAM) έχει ένα κέρδος κατά 3dB σε ισχύ απ' ότι οι προηγούμενες. Για την ιδανική PPM υπολογίζεται πως μπορεί να επιτύχει καλύτερα αποτελέσματα από την ορθογωνική και να υστερεί κατά 1dB από τη BPSK [8].



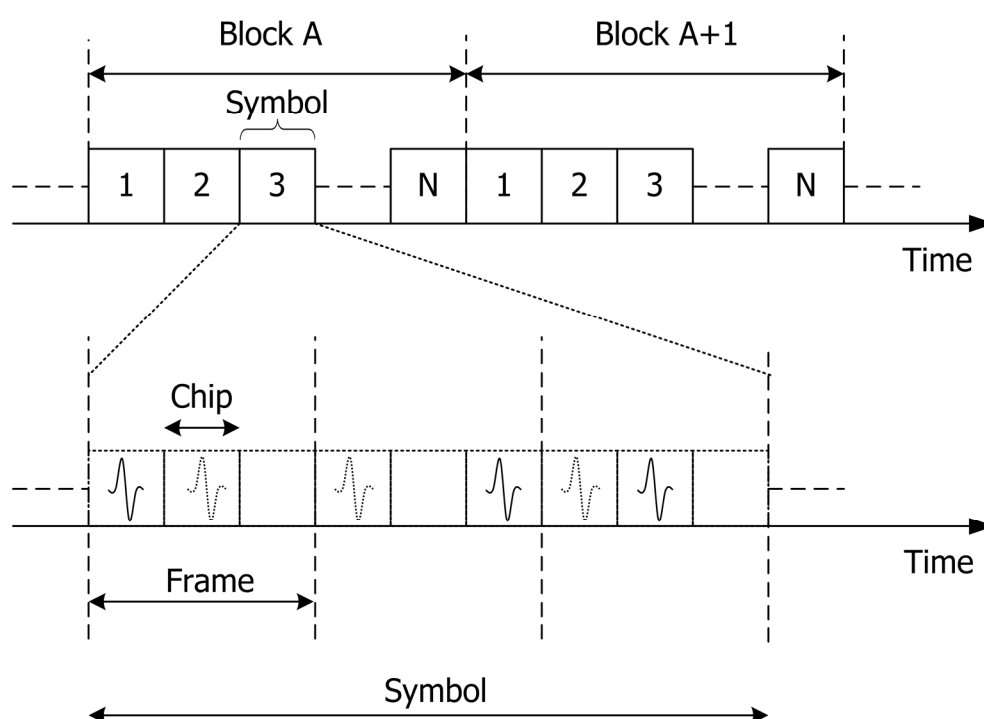
**Σχήμα 2.6** Πιθανότητα σφάλματος για διάφορα είδη διαμορφώσεων.

## 2.3 Σηματοδοσίες πολλαπλής πρόσβασης

Σε αυτή την παράγραφο αναλύονται δύο βασικές τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης στο UWB Impulse Radio. Οι τεχνικές αυτές όχι μόνο προσφέρουν τη δυνατότητα πολλαπλής πρόσβασης αλλά παράλληλα, δίνουν ομαλότερη διεύρυνση του φάσματος (spectrum spreading), κατανέμοντας τυχαία τους παλμούς στο χρόνο αποφεύγοντας τις ισχυρές φασματικές γραμμές που προκαλούνται από την περιοδικότητα του σήματος.

### 2.3.1 Σηματοδοσία μεταπήδησης χρόνου (TH-UWB-IR)

Η σηματοδοσία μεταπήδησης χρόνου (Time Hopping, TH) [10], απεικονίζεται στο σχήμα 2.7. Το bit της πληροφορίας απαρτίζεται από παλμούς που κατανέμονται ως εξής: ο χρόνος του συμβόλου χωρίζεται σε πλαίσια (frames) και το κάθε πλαίσιο χωρίζεται σε μικρότερες χρονικές μονάδες που καλούνται chips. Σε κάθε frame μόνο ένα chip έχει παλμό ενώ τα υπόλοιπα είναι κενά. Τα chips αριθμούνται εντός του frame και οι θέσεις των παλμών σχηματίζουν τον κωδικό του κάθε χρήστη.



Σχήμα 2.7 Σηματοδοσία μεταπήδησης χρόνου (TH-UWB-IR)

Για παράδειγμα όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, το σύμβολο αποτελείται από τρία frames και το κάθε frame από τρία chips. Έστω ότι αυθαίρετα αριθμούμε τα chips του κάθε frame από το μηδέν έως το δύο (0-2). Τότε ο χρήστης, του οποίου οι παλμοί διακρίνονται με έντονη γραμμή, έχει τον κωδικό [0 2 1], ενώ ο χρήστης με τη διακεκομμένη γραμμή έχει τον κωδικό [1 0 0]. Φυσικά το πλήθος των frames και chips μπορεί να είναι μεγαλύτερο ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος και ο κάθε χρήστης λαμβάνει μια ψευδοτυχαία ακολουθία από αριθμούς που περιγράψαμε πιο πάνω. Το είδος του συμβόλου ('0' ή '1') καθορίζεται από την εκάστοτε διαμόρφωση. Αν επιλέξει κανείς την PPM τότε η διάκριση των συμβόλων γίνεται με μια επιπλέον μικρή μετατόπιση κατά μια χρονική καθυστέρηση που δεν ξεπερνά όμως το εύρος του chip. Στην BPSK μπορεί να χρησιμοποιηθούν αντιποδικοί παλμοί, ενώ γενικά δεν είναι απαγορευτική η χρήση και άλλων διαμορφώσεων όπως των PSM. Στην περίπτωση της PPM, που είναι και η συνηθέστερη, η ακολουθία παλμών που περιγράψαμε εκφράζεται με τη σχέση,

$$s^{(m)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} w(t - kT_d - jT_f - c_j^{(m)}T_c - \delta d_k^{(m)}) \quad (2.7)$$

όπου,  $k$  είναι ο δείκτης προς το σύμβολο,  $j$  ο δείκτης προς το frame εντός του συμβόλου,  $m$  ο δείκτης προς τον  $m$ -οστό χρήστη,  $N_f$  το πλήθος των frames σε ένα σύμβολο,  $T_f$  το εύρος του frame,  $T_c$  το εύρος του chip,  $T_d$  το εύρος του συμβόλου,  $c_j^{(m)}$  ο κωδικός για το  $j$ -οστό frame για τον χρήστη  $m$ ,  $\delta$  είναι ο δείκτης διαμόρφωσης της PPM,  $d_k^{(m)}$  η πληροφορία για τον  $m$ -οστό χρήστη που παίρνει τιμές 0 και 1 και  $w(t)$  η μορφή των παλμών. Η διάρκεια του συμβόλου είναι  $T_d = N_f T_f$ . Στην ορθογωνική PPM ο δείκτης διαμόρφωσης επιλέγεται στο εύρος  $[T_p, T_c)$  όπου  $T_p$  το εύρος των παλμών και  $T_c$  η διάρκεια του chip και φυσικά ισχύει  $T_p < T_c$ , ενώ στην ιδανική PPM ο δείκτης διαμόρφωσης κυμαίνεται εντός των ορίων  $(0, T_c)$ .

### 2.3.2 Σηματοδοσία άμεσης ακολουθίας (DS-UWB-IR)

Στη σηματοδοσία άμεσης ακολουθίας (Direct Sequence, DS), όπως και σε συμβατικές τεχνολογίες διεύρυνσης φάσματος, το σύμβολο απαρτίζεται από μια ακολουθία από chips όπου ένας ψευδοτυχαίος κωδικός επιλέγεται για κάθε χρήστη

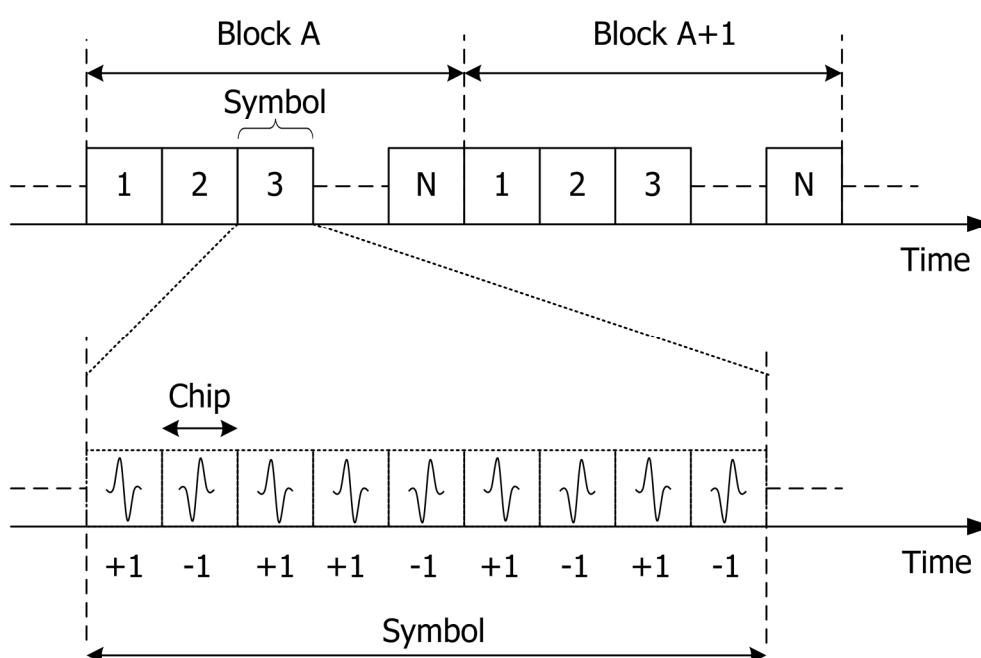


και προσαρμόζεται στους παλμούς με τον τρόπο που διακρίνεται στο σχήμα 2.8. Ο κωδικός είναι μια ακολουθία από +1 και -1 και είτε αφήνει τους παλμούς αμετάβλητους (+1), είτε τους αντιστρέφει (-1). Φυσικά εκ φύσεως, αυτή η σηματοδότηση ταιριάζει καταλληλότερα με διαμορφώσεις τύπου PAM ή BPSK ή ακόμη και PSM, όχι όμως με την PPM η οποία δεν προβλέπει αντιστροφή παλμού.

Το σήμα DS-UWB-IR, με διαμόρφωση αντιποδικής PAM, μπορεί να εκφραστεί με τη σχέση,

$$s^{(m)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_c-1} d_k^{(m)} c_j^{(m)} w(t - kT_d - jT_c) \quad (2.8)$$

όπου,  $k$  είναι ο δείκτης προς το  $k$ -οστό σύμβολο (bit),  $j$  είναι ο δείκτης προς το  $j$ -οστό chip του συμβόλου, το  $m$  δηλώνει το  $m$ -οστό χρήστη,  $T_d$  η διάρκεια του bit,  $T_c$  η διάρκεια του chip,  $N_c$  το πλήθος των chips ανά σύμβολο,  $d_k^{(m)}$  το  $k$ -οστό bit δεδομένου του  $m$ -οστού χρήστη, που παίρνει τιμές +1,-1 και  $c_j^{(m)}$  η ακολουθία από +1 και -1 για τον κωδικό. Είναι προφανές ότι ισχύει,  $T_d = N_c T_c$ .



**Σχήμα 2.8** Σηματοδότηση άμεσης ακολουθίας (DS-UWB-IR)

**ΑΝΑΦΟΡΕΣ**

- [1] Uzoma Onunkwo and Ye (Geoffrey) Li, "On the Optimum Pulse-Position Modulation Index for Ultra-Wideband Communication", IEEE 6th CAS Symp. on Emerging Technologies: Mobile and Wireless Comm. Shanghai, China, May 31-June 2, 2004.
- [2] Feng Wang, Chengqi Xu, Xuande Ji, Yan Zhang, "Performance Analysis of Time-Hopping Pulse Width Modulation for Ultra-Wideband Impulse Radio", 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, WiCOM '08, pp 1-5, Oct 2008.
- [3] Wen Hu, Guoxin Zheng, "Orthogonal Hermite Pulses Used for UWB M-ary Communication", International Conference on Information Technology: Coding and Computing, ITCC 1, pp. 97-101, 2005.
- [4] Hiroki Harada, Kentaro Ikemoto and Ryuji Kohno, "Modulation and Hopping Using Modified Hermite Pulses for UWB Communications", International Workshop on Ultra Wideband Systems; Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 336-340, 2004.
- [5] Giuseppe Thadeu Freitas de Abreu, Craig John Mitchell and Ryuji Kohno, "On the Design of Orthogonal Pulse-Shape Modulation for UWB Systems Using Hermite Pulses", Journal Of Communications And Networks, Vol.05, NO.4, Dec. 2003.
- [6] Sinan Gezici, Zafer Sahinoglu, Hisashi Kobayashi and H. Vincent Poor, "Ultra Wideband Impulse Radio Systems with Multiple Pulse Types", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, ISSN: 0733-8716, Vol. 24, Issue 4, Part 1, pp.892-898, April 2006.
- [7] Liangnan Wu and Azadeh Vosoughi, "Pulse Shape Modulation for UWB Communication: Performance with Channel Estimation Error", ISCCSP 2008, Malta, 12-14 March 2008.
- [8] Ismail Güvenc, Hüseyin Arslan, "On the modulation options for UWB systems", IEEE, Military Communications Conference, Vol2, pp 892-897, 2003.
- [9] Moe Z. Win, and Robert A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access

Communications", IEEE Transactions On Communications, Vol. 48, No. 4, April 2000.

- [10] R.A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation", in Proc. IEEE Milcom, Oct. 1993, pp. 447-450.



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

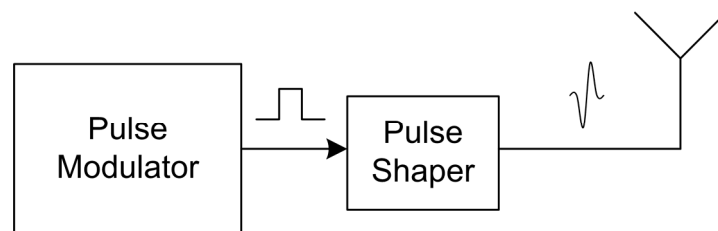
## ΕΚΠΟΜΠΗ ΠΑΛΜΩΝ ΥΠΕΡ-ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ

### 3.1 Εισαγωγή

Μέχρι στιγμής έχουν δοθεί κάποια εισαγωγικά στοιχεία σχετικά με τη νέα τεχνολογία στις τηλεπικοινωνίες, υπέρ-ευρείας ζώνης, τις διαμορφώσεις που επιδέχεται και τη σηματοδότηση. Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται λόγος για τον τρόπο που μπορεί κανείς να μεταδώσει ασύρματα, σήματα UWB Impulse Radio. Πιο συγκεκριμένα θα δούμε το σχεδιασμό και την υλοποίηση UWB-IR πομπού καθώς και κεραιών κατάλληλων προδιαγραφών, που χρησιμοποιήθηκαν στην εν λόγω διατριβή. Ο πομπός που υλοποιήθηκε παράγει πολύ στενούς παλμούς στο χρόνο (~1nsec), δίνοντας ένα αρκετά ευρύ φάσμα (~2GHz) προσφέροντας τη δυνατότητα εφαρμογής διαμόρφωσης, μ-αδικής PPM. Η καρδιά του συστήματος εκπομπής είναι μια συσκευή συστοιχίας πυλών προγραμματίσιμη από πεδίο (Field Programmable Gate Array, FPGA). Με την προγραμματιζόμενη αυτή συσκευή, παρέχεται στον πομπό μεγάλη ευελιξία και είναι θεωρητικά εφικτή, οποιαδήποτε ακολουθία παλμών που συμμορφώνεται με τη σηματοδότηση TH-UWB, μιας και αυτή εξαρτάται πλέον από λογισμικό και υλισμικό (software-firmware). Οι περιορισμοί που εισάγονται αφορούν μόνο στο μέγιστο ρυθμό παλμών, με άλλα λόγια στην ελάχιστη απόσταση δύο διαδοχικών παλμών στο χρόνο. Οι κεραιές από την άλλη πλευρά, χρειάζονται ειδική σχεδίαση ώστε να είναι σε θέση να λειτουργούν σε πολύ ευρύτερο φάσμα απ' ό,τι σε συμβατικές τεχνολογίες.

## 3.2 Πομπός υπέρ-ευρείας ζώνης

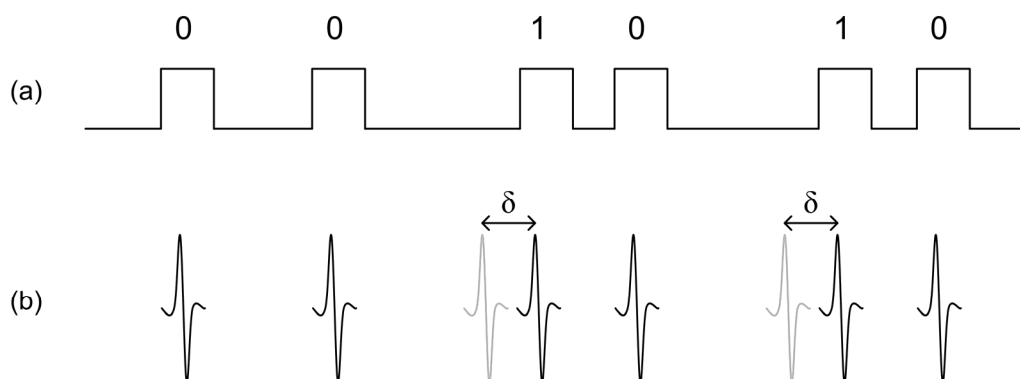
Ο πομπός χωρίζεται σε δύο μέρη, το διαμορφωτή παλμών (pulse modulator) και το μορφοποιητή παλμών UWB (pulse shaper), όπως διακρίνονται στο σχήμα 3.1. Το πρώτο είναι καθαρά ψηφιακό και όπως προαναφέρθηκε βασίζεται σε ένα FPGA. Σκοπός του είναι η δημιουργία κατάλληλης ακολουθίας διαμορφωμένων τετραγωνικών παλμών. Το δεύτερο αναλαμβάνει τη μετατροπή των τετραγωνικών παλμών σε πολύ στενούς παλμούς, κατάλληλους προς εκπομπή μέσω της κεραίας. Στις επόμενες παραγράφους ακολουθεί λεπτομερής περιγραφή.



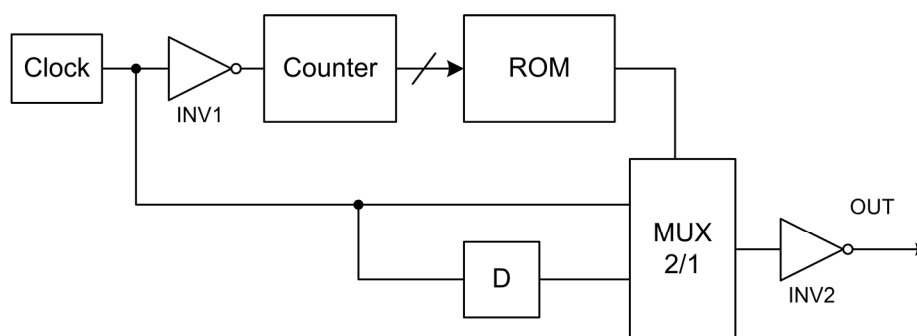
Σχήμα 3.1 Σχηματικό διάγραμμα του πομπού UWB

### 3.2.1 Διαμορφωτής παλμών

Στο σχήμα 3.2 φαίνονται οι διαμορφωμένοι παλμοί κατά BPPM όπως παράγονται από τον διαμορφωτή (a) και όπως μετατρέπονται σε παλμούς UWB από το μορφοποιητή (b), για την ακολουθία [0 0 1 0 1 0]. Οι αποστάσεις των παλμών είναι ενδεικτικές, δεν ανταποκρίνονται σε πραγματικές μετατοπίσεις, δηλώνοντας πως για το bit '0' δεν υπάρχει μετατόπιση, ενώ για το bit '1' οι παλμοί μετατοπίζονται δεξιά κατά μια ποσότητα καθυστέρησης  $\delta$ , το δείκτη διαμόρφωσης. Η έξοδος του μορφοποιητή εκφράζεται με τη σχέση 2.2. Για την περίπτωση της δυαδικής διαμόρφωσης, το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του προγράμματος στο FPGA διακρίνεται στο σχήμα 3.3. Απαρτίζεται από μία πηγή τετραγωνικών παλμών (Clock) στη συχνότητα μετάδοσης των δεδομένων, από έναν δυαδικό ψηφιακό μετρητή (Counter), μια μνήμη στην οποία αποθηκεύονται τα δεδομένα προς αποστολή (ROM), έναν πολυπλέκτη 2/1 (MUX) και ένα στοιχείο χρονοκαθυστέρησης (D).



**Σχήμα 3.2** (a) Παραγωγή παλμών κατά BPPM από το διαμορφωτή. (b) Μορφοποίηση παλμών προς εκπομπή.



**Σχήμα 3.3** Σχηματικό διάγραμμα ψηφιακής διάταξης FPGA του διαμορφωτή στην περίπτωση της διαμόρφωσης BPPM.

Οι παλμοί που παράγονται από το ρολόι του συστήματος (Clock) είναι και οι τελικοί που εξάγονται από το διαμορφωτή, αφού περάσουν πρώτα από τον πολυπλέκτη. Η πρώτη είσοδος του πολυπλέκτη δεν προκαλεί καθυστέρηση, ενώ η δεύτερη καθυστερεί κατά μια μικρή ποσότητα  $\delta$ . Η καθυστέρηση (D) μπορεί να υλοποιηθεί είτε με χρήση εσωτερικών buffers του FPGA, είτε με χρήση εξωτερικών γραμμών μεταφοράς. Οι εξωτερική γραμμή μεταφοράς παρέχει την ακρίβεια στην μετατόπιση εφόσον αυτή εξαρτάται μόνο από το μήκος της, για δεδομένη ταχύτητα μετάδοσης στο εκάστοτε μέσο (πλακέτα). Οι εσωτερικοί buffers έχουν το πλεονέκτημα της εύκολης υλοποίησης αλλά μειονεκτούν στην ακρίβεια της χρονικής

καθυστέρησης μιας και αυτή εξαρτάται τελικά από την υλοποίηση του κυκλώματος και βρίσκεται πειραματικά με δοκιμές. Μετά την παγίωση του προγράμματος, παρόλα αυτά, η καθυστέρηση αυτή είναι σταθερή και σύμφωνα με την κατασκευάστρια εταιρία, εξαρτάται μόνο από τη θερμοκρασία. Το σφάλμα βέβαια είναι αμελητέο και με πειραματικές μετρήσεις, αυτή η μέθοδος κρίθηκε αποτελεσματική. Εμπειρικά, στο συγκεκριμένο μοντέλο FPGA (ALTERA ACEX EP1K50QC208-1) η καθυστέρηση ενός buffer τύπου LCELL, είναι της τάξεως των μερικών εκατοντάδων psec.

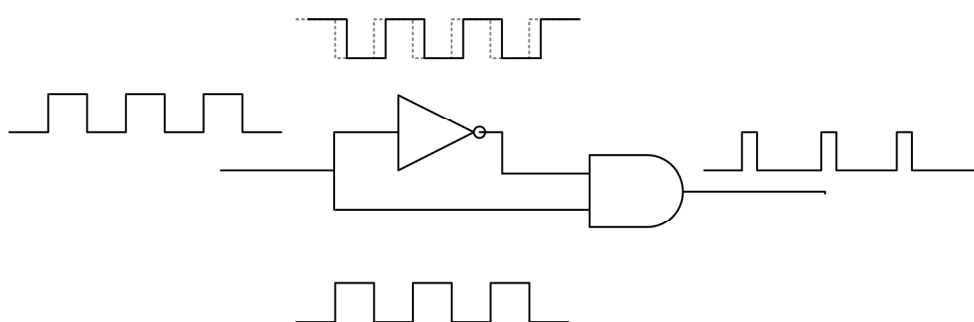
Η είσοδος επιλογής του πολυπλέκτη είναι η έξοδος των δεδομένων της μνήμης ROM, που έχει εύρος 1bit. Τα δεδομένα γράφονται στη μνήμη στατικά και είναι διαθέσιμα προς ανάγνωση μόνο, όμως είναι δυνατό να αποστέλλονται από τον ηλεκτρονικό υπολογιστή σε πραγματικό χρόνο, με κατάλληλη αλλαγή στο πρόγραμμα του FPGA. Όταν το δεδομένο είναι '0' επιλέγεται η μη καθυστερημένη είσοδος, ενώ όταν το δεδομένο είναι '1' επιλέγεται στην έξοδο η αντίστοιχη καθυστερημένη έκδοση του τετραγωνικού παλμού. Ταυτόχρονα οι παλμοί καταμετρούνται με τον μετρητή ο οποίος επιλέγει την αντίστοιχη διεύθυνση της μνήμης των δεδομένων. Ο αντιστροφέας INV1 δρα ως καθυστερητής μισής περιόδου, ώστε πρώτα να εξάγονται τα δεδομένα της εκάστοτε θέσης μνήμης (άνοδος παλμού) και κατόπιν να επιλέγεται η επόμενη διεύθυνση (κάθοδος παλμού). Ο αντιστροφέας INV2 χρειάζεται για το δεύτερο στάδιο του μορφοποιητή όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο. Ειδικός συγχρονισμός των τμημάτων που περιγράψαμε δεν ήταν απαραίτητος, γι' αυτό και τα επιμέρους στοιχεία (Counter, ROM, MUX) είναι ασύγχρονα. Αν επιθυμούμε να πραγματοποιήσουμε μ-αδική διαμόρφωση, για παράδειγμα τετραδική (QPPM), χρειάζονται μόνο κάποιες απλές μετατροπές, δύο επιπλέον είσοδοι για τον πολυπλέκτη με διαφορετική καθυστέρηση καθώς και αλλαγή του εύρους των δεδομένων της μνήμης από 1 σε 2 bit. Επίσης είναι δυνατή η εφαρμογή διαμόρφωσης OOK, αν παραβλέψουμε το στοιχείο D και γειώσουμε την αντίστοιχη είσοδο του πολυπλέκτη, εφόσον για το bit '1' δε στέλνεται παλμός. Αυτές οι μετατροπές γίνονται μόνο με αλλαγή στο υλισμικό. Ο τύπος της μνήμης μπορεί να τεθεί ως RAM ώστε να είναι δυνατή η άμεση αλλαγή των δεδομένων από τον υπολογιστή. Για τις ανάγκες των πειραμάτων που ακολούθησαν τα δεδομένα ήταν στατικά και χρησιμοποιήθηκαν διαφορετικά προγράμματα για διαφορετικά δεδομένα.



### 3.2.2 Μορφοποιητής παλμών

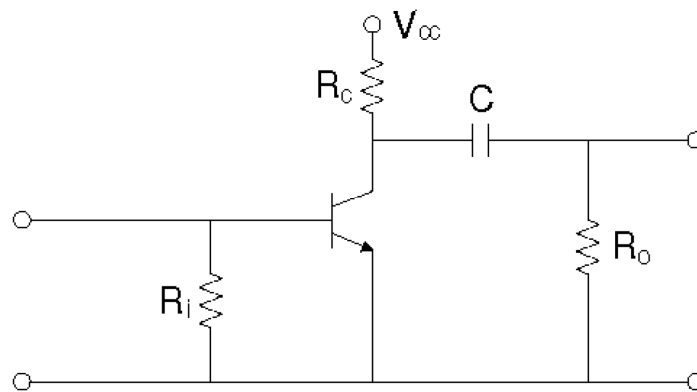
#### 3.2.2.1 Σύντομη επισκόπηση

Το δεύτερο στάδιο του πομπού περιλαμβάνει μια ηλεκτρονική διάταξη, που στόχο έχει τη δημιουργία κατάλληλων παλμών UWB εντός των προκαθορισμένων προδιαγραφών, δηλαδή να παράγει φάσμα άνω των 500MHz ή το σχετικό φάσμα να είναι μεγαλύτερο από 20%. Για την παραγωγή τέτοιων παλμών επιστρατεύονται διάφορες τεχνικές, που περιλαμβάνουν τη χρήση ψηφιακών πυλών τύπου CMOS ή ECL υψηλής ταχύτητας, διόδων τύπου SRD (Step Recovery Diode) καθώς και διπολικών τρανζίστορ που εκμεταλλεύονται το φαινόμενο της χιονοστιβάδας (bipolar avalanche transistor) [1]. Στο σχήμα 3.4 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα της αρχής λειτουργίας παραγωγής παλμών με χρήση πυλών. Τετραγωνικοί παλμοί οδηγούνται στις εισόδους μιας πύλης AND. Στη μια είσοδο χρησιμοποιείται ένας αντιστροφέας που αντιστρέφει τους παλμούς και αναπόφευκτα καθυστερούν κάποιο χρόνο. Ο συνδυασμός των δύο σημάτων στην έξοδο της πύλης AND έχει τη μορφή που διακρίνεται στο σχήμα και αποτελείται από στενούς παλμούς, το εύρος των οποίων εξαρτάται από την ταχύτητα διάδοσης μέσα από την πύλη NOT.



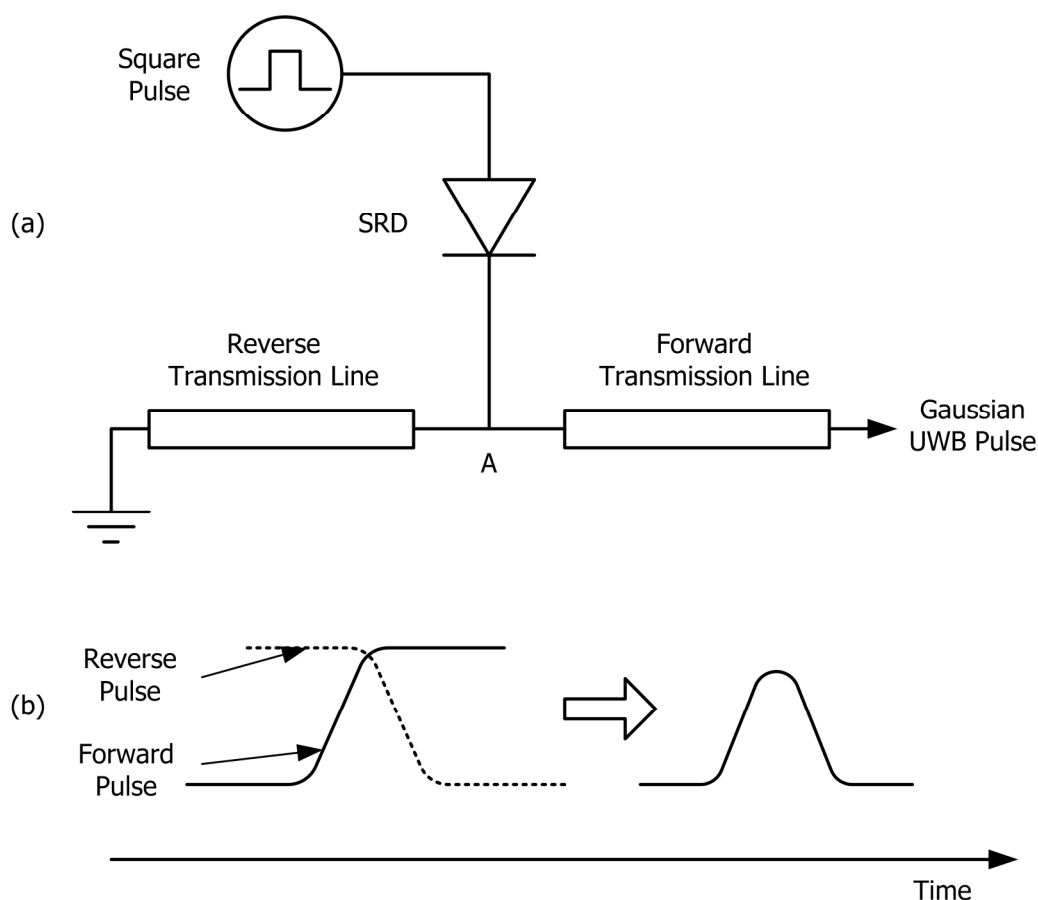
**Σχήμα 3.4** Δημιουργία στενών παλμών με χρήση ψηφιακών λογικών πυλών.

Στο σχήμα 3.5 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα παραγωγής παλμών με χρήση τρανζίστορ. Το κύκλωμα τροφοδοτείται με σχετικά υψηλή συνεχή τάση ( $V_{cc}=300V$ ). Με την εφαρμογή ενός παλμού στην είσοδο, το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή χιονοστιβάδας και προκαλείται μια απότομη πτώση τάσης στα άκρα του και ο πυκνωτής εκφορτίζεται ταχύτατα μέσω της αντίστασης στην έξοδο.



**Σχήμα 3.5** Δημιουργία στενών παλμών με χρήση τρανζίστορ χιονοστιβάδας.

Ίσως ο πιο δημοφιλής τρόπος παραγωγής στενών παλμών, να είναι εκείνος που βασίζεται σε δίοδο SRD [2]. Σε αντίθεση με τις κοινές διόδους επαφής PN, σε αυτόν τον τύπο διόδου χρησιμοποιείται επαφή PIN. Η δίοδος αυτή έχει το χαρακτηριστικό της απότομης μετάβασης από την ορθή στην ανάστροφη πόλωση. Φορτίο συγκεντρώνεται στο εσωτερικό της στην κατάσταση ορθής πόλωσης. Στην αλλαγή από την ορθή πόλωση στην ανάστροφη, η δίοδος παρουσιάζει χαμηλή σύνθετη αντίσταση έως να εξαφανιστεί το φορτίο από την επαφή και μεταβεί σε κατάσταση υψηλής αντίστασης. Σε αυτό το πολύ σύντομο χρονικό διάστημα ρεύμα διαρρέει τη δίοδο λίγο πριν μεταβεί σε κατάσταση αποκοπής και ο χρόνος αυτός κυμαίνεται συνήθως από 30ps-250ps και εξαρτάται από τη δίοδο. Στο σχήμα 3.6 βλέπουμε την αρχή λειτουργίας παραγωγής παλμών με χρήση διόδου SRD. Τετραγωνικός διπολικός παλμός εισάγεται στη δίοδο και κατά τη μετάβαση από την ορθή στην ανάστροφη πόλωση στην έξοδο (σημείο A) παρουσιάζεται μια απότομη αύξηση δυναμικού προκαλώντας τον πολύ μικρό χρόνο ανόδου που δεν είχε ο αρχικός τετραγωνικός παλμός. Στο σημείο αυτό ο παλμός ανόδου χωρίζεται σε δύο μέρη που οδεύουν στις δύο γραμμές μεταφοράς μια προς τα εμπρός (forward) και μια προς τα πίσω (reverse) όπου και ανακλάται με χρήση γείωσης (short circuit stub). Οι δύο παλμοί συνδυάζονται μεταξύ τους για να σχηματίσουν την τελική μορφή του παλμού. Το μήκος της γραμμής μεταφοράς που ανακλάται ο παλμός καθορίζει το εύρος του τελικού παλμού.



**Σχήμα 3.6** (a). Σχηματικό διάγραμμα λειτουργίας διόδου SRD παραγωγής παλμών UWB (b). Συνδυασμός παλμών για την παραγωγή παλμού Gauss.

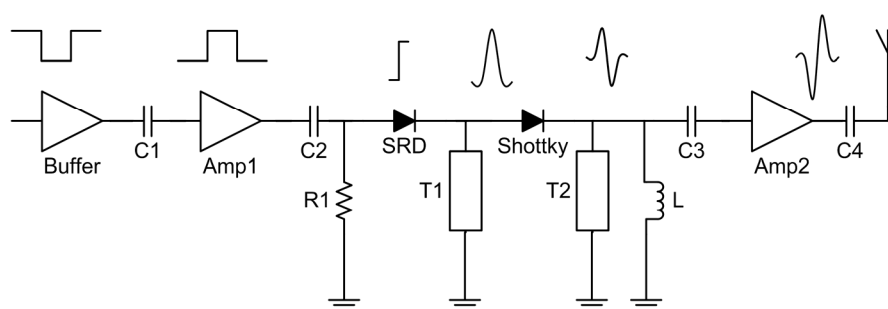
Η χρήση της διόδου SRD είναι η πιο συνήθης σε κυκλώματα παραγωγής στενών παλμών που χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε τεχνολογίες UWB [3-8]. Στον πομπό, στην εν λόγω διατριβή, χρησιμοποιείται μια διάδος SRD όπως θα δούμε στην επόμενη παράγραφο.

### 3.2.2.2 Σχεδίαση μορφοποιητή παλμών

Ο μορφοποιητής παλμών που υλοποιήθηκε φαίνεται στο σχηματικό διάγραμμα του σχήματος 3.7 και βασίζεται σε μια διάοδο SRD. Οι διαμορφωμένοι παλμοί που εξέρχονται από το FPGA ενισχύονται από έναν μονολιθικό ενισχυτή (Amp1) και οδηγούνται στη διάοδο. Με τους πυκνωτές C1 και C2 επιτυγχάνεται σύζευξη εναλασσομένου ρεύματος (ac coupling) με αποτέλεσμα οι παλμοί στην είσοδο της διόδου να είναι διπολικοί ώστε να γίνει χρήση της ταχύτατης μετάβασης της διόδου

από την ορθή στην ανάστροφη πόλωση. Ο buffer στην αρχή του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε για προσαρμογή της μεγάλης αντίστασης εξόδου του FPGA, στα 50Ω του ενισχυτή Amp1. Εξαιτίας της αναστρέφουσας εισόδου του ενισχυτή, οι παλμοί εξόδου από το FPGA αντιστρέφονται με τον αντιστροφέα INV2 του σχήματος 3.3, ως αντιστάθμιση αυτής. Η αντίσταση R1 είναι 50Ω για την προσαρμογή της εξόδου του ενισχυτή Amp1.

Για κάθε παλμό που εισάγεται στη δίοδο SRD, κατά τη μετάβαση από την ορθή στην ανάστροφη πόλωση η δίοδος αυθόρμητα παράγει στην έξοδό της έναν παλμό βήματος με αρκετά μικρότερο χρόνο ανόδου από τους αρχικούς παλμούς. Στη συνέχεια ο παλμός χωρίζεται στον κόμβο της γραμμής μεταφοράς T1. Μια εικόνα του παλμού συνεχίζει τη διάδοση προς τη δίοδο Schottky ενώ μια πανομοιότυπη εικόνα μεταδίδεται στη γραμμή μεταφοράς T1 η οποία στο άλλο άκρο είναι γειωμένη. Αυτό προκαλεί ανάκλαση του παλμού προς τα πίσω και αντιστροφή του. Ο ανακλώμενος παλμός και ο αρχικός συνδυάζονται σχηματίζοντας τη μορφή που μοιάζει με έναν παλμό Gauss, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Για να επιτευχθεί αυτό η γραμμή μεταφοράς πρέπει να προκαλεί αρκετά μικρή χρονική καθυστέρηση, ώστε ο αρχικός παλμός να μην έχει προλάβει να διαδοθεί και να συνδυαστεί σωστά με τον ανακλώμενο. Το μήκος της γραμμής ρυθμίστηκε στα 3mm, που αντιστοιχεί σε χρόνο διάδοσης 17psec στο συγκεκριμένο υλικό. Με αυτόν τον τρόπο ρυθμίζεται το εύρος του τελικού παλμού εξόδου. Η δίοδος Schottky, που ακολουθεί, αποκόπτει το αρνητικό μέρος του παλμού και γίνεται χρήση τέτοιου τύπου διόδου διότι είναι πολύ γρήγορη στις μεταβάσεις αλλαγής πόλωσης και δεν αλλοιώνει το φάσμα των παλμών. Στη συνέχεια, όπως και στην περίπτωση της γραμμής μεταφοράς T1, μια ακόμη γραμμή (T2) χρησιμοποιείται ώστε να πάρει ο παλμός την τελική του μορφή που μοιάζει με πρώτη παράγωγο Gauss. Το πηνίο, L, που βρίσκεται μεταξύ του σήματος και της γείωσης, βρέθηκε πειραματικά πως ελαττώνει το θόρυβο που εμφανίζεται στο τέλος του παλμού. Η αιτία αυτού του θορύβου, είναι η μη ιδανική προσαρμογή προς την επόμενη βαθμίδα ενίσχυσης, με αποτέλεσμα την εμφάνιση ειδώλων του παλμού λόγω ανακλάσεων, μετά το πέρας του κυρίως παλμού (ringing). Η ελάττωση του θορύβου λόγω αυτού του φαινομένου έχει αποτελέσει θέμα μελέτης και έχουν προταθεί διάφοροι τρόποι εξάλειψής του [9]. Τέλος, ο παλμός ενισχύεται με μια βαθμίδα μονολιθικού ενισχυτή μεγάλου εύρους ζώνης (Amp2), από όπου εξέρχεται ο

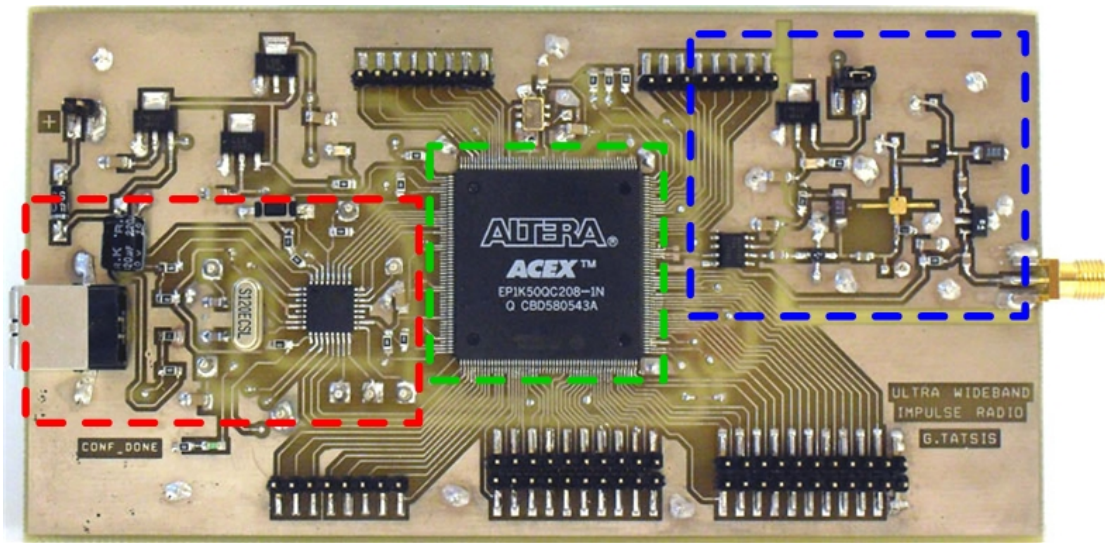


**Σχήμα 3.7** Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα μορφοποιητή παλμών UWB.

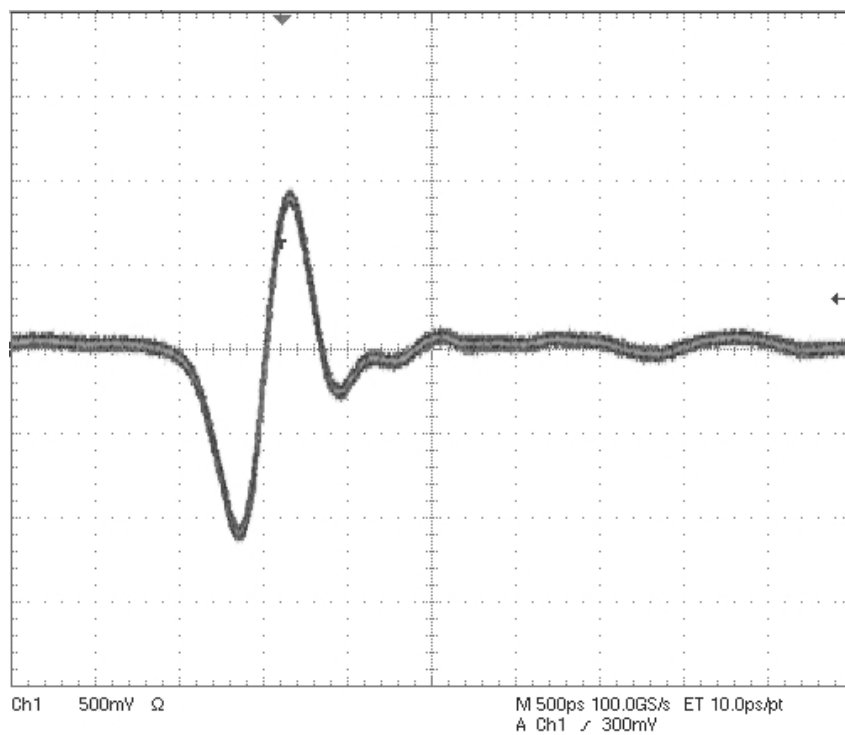
τελικός παλμός ο οποίος εξ' αιτίας της αναστρέφουσας εισόδου του ενισχυτή, αντιστρέφεται και έχει τη μορφή του σχήματος 3.7. Το σήμα οδηγείται πλέον απ' ευθείας στην κεραία προς εκπομπή.

### 3.2.3 Υλοποίηση και μετρήσεις πομπού

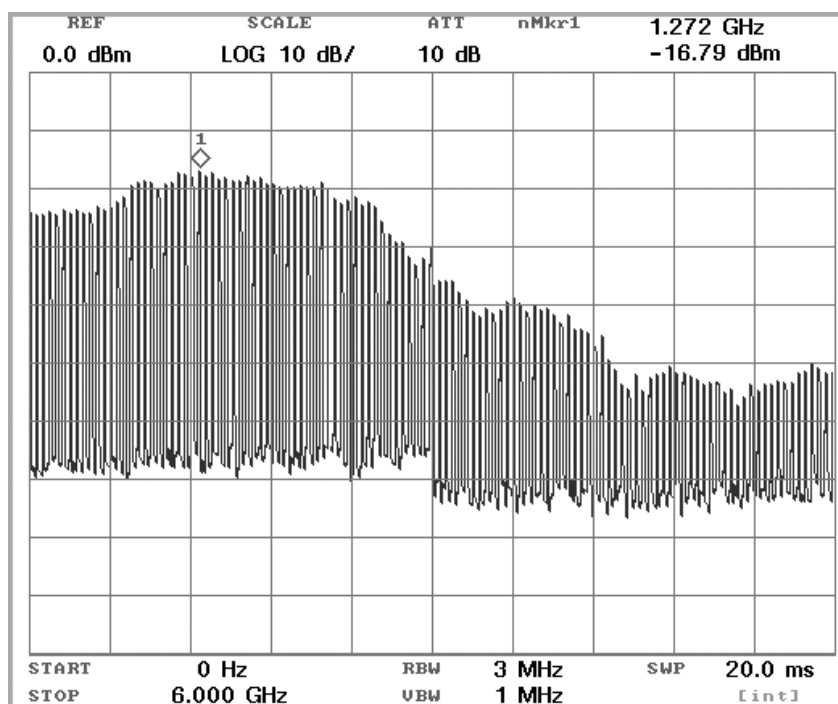
Ο πομπός που περιγράφηκε [10], υλοποιήθηκε σε ηλεκτρονική πλακέτα με χρήση τεχνικών τυπωμένου κυκλώματος. Στο σχήμα 3.8 φαίνεται σε φωτογραφία η τελική μορφή του πομπού σε τυπωμένο κύκλωμα (PCB). Τα κύρια μέρη του είναι το FPGA (πράσινο χρώμα), στο οποίο φορτώνεται το πρόγραμμα που διαχειρίζεται τη διαμόρφωση των παλμών και τον τρόπο αποστολής των δεδομένων, το ηλεκτρονικό κύκλωμα μορφοποίησης παλμών UWB (μπλε χρώμα) και μια βαθμίδα με μικροελεγκτή που εξασφαλίζει την επικοινωνία με έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή μέσω θύρας καθολικής σειριακής αρτηρίας (Universal Serial Bus, USB) (κόκκινο χρώμα). Μια σειρά από εργαστηριακές μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν, με σκοπό την εξακρίβωση της λειτουργίας του πομπού. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκε ένας ψηφιακός παλμογράφος (Digital Oscilloscope) και ένας αναλυτής φάσματος (Spectrum Analyzer). Στο σχήμα 3.9 βλέπουμε έναν παλμό όπως εξάγεται από το μορφοποιητή του πομπού. Έχει το σχήμα της πρώτης παραγωγού Gauss (gauss monopulse) και ανεστραμμένη, όπως εξηγήθηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Έχει εύρος περίπου 1nsec και πλάτος 2V<sub>pp</sub>. Το φάσμα του διακρίνεται στο σχήμα 3.10. Για τη μέτρηση του φάσματος χρησιμοποιήθηκε μια ακολουθία από παλμούς χωρίς διαμόρφωση με ρυθμό 50MHz. Η περιοδικότητα του σχήματος εμφανίζει αυτές τις κατακόρυφες φασματικές γραμμές.



Σχήμα 3.8 Φωτογραφία πομπού UWB Impulse Radio.

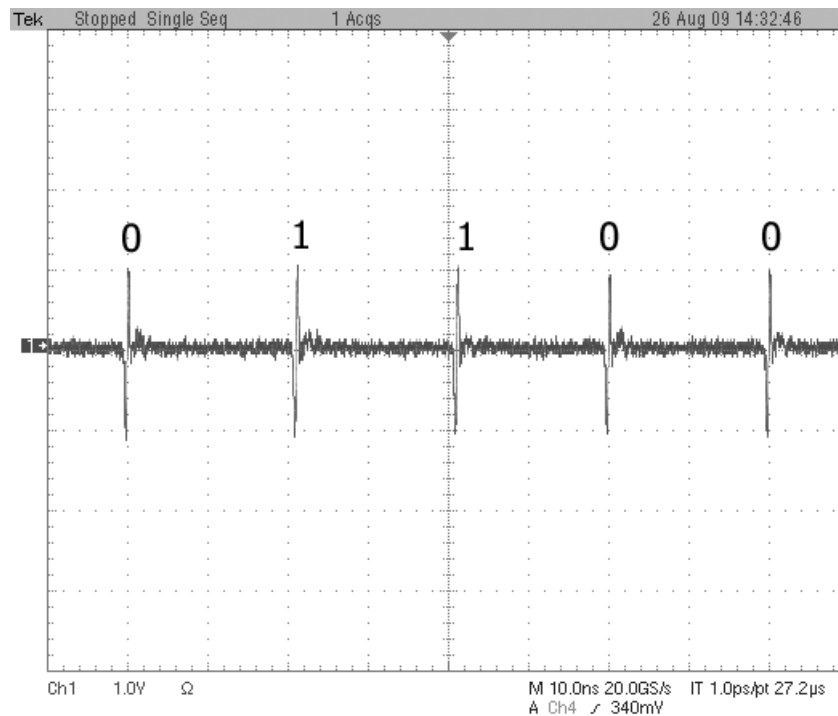


Σχήμα 3.9 Ο παλμός UWB του μορφοποιητή (μέτρηση με παλμογράφο).



**Σχήμα 3.10** Το φάσμα ακολουθίας παλμών του πομπού (μέτρηση με αναλυτή φάσματος).

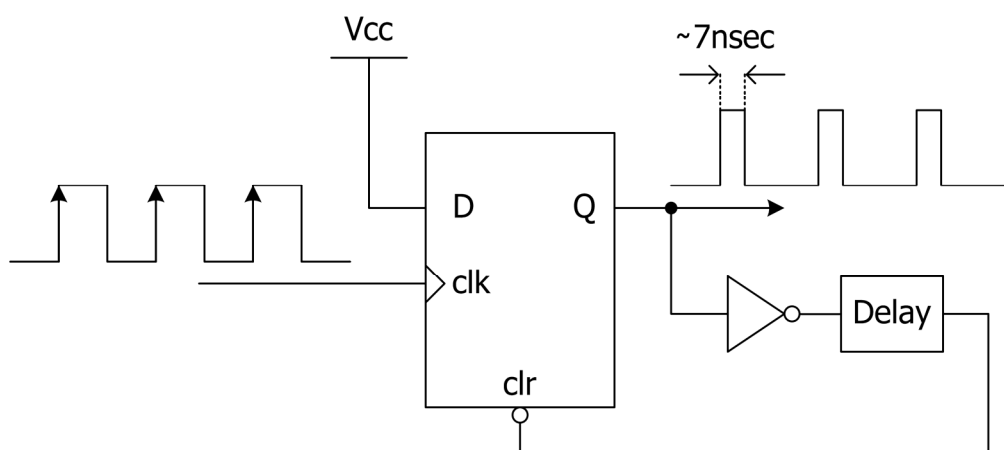
Οι γραμμές αυτές απέχουν μεταξύ τους 50MHz, όση η συχνότητα επανάληψης των παλμών. Η περιβάλλουσα που σχηματίζεται δηλώνει το φάσμα του ενός παλμού. Μετρώντας το φάσμα στα -10dB, σύμφωνα με τον ορισμό της παραγράφου 1.2.2, οι παλμοί υπερβαίνουν τα 2.5GHz. Στην κύρια περιοχή του ενδιαφέροντος ωστόσο, από 3.1-10.6 GHz, όπου η εκπεμπόμενη ισχύς φτάνει το μέγιστο όριο, η ισχύς του φάσματος ελαττώνεται σημαντικά. Ο κύριος λόγος γι' αυτό είναι η προδιαγραφές της διόδου SRD που χρησιμοποιήθηκε. Ο χαρακτηριστικός χρόνος μετάβασης της διόδου ήταν 100psec, ενώ υπάρχουν μοντέλα που φτάνουν τα 30psec, που όμως οι εταιρίες παραγωγής δεν προμήθευαν. Στη συνέχεια μετρήθηκε ακολουθία παλμών διαμορφωμένων κατά BPPM, το αποτέλεσμα των οποίων διακρίνεται στο σχήμα 3.11. Ο δείκτης διαμόρφωσης τέθηκε στο 1nsec και μπορούμε να παρατηρήσουμε μια μικρή μετατόπιση στο λογικό '1'. Ο ρυθμός αποστολής δεδομένων είναι 50MHz, που αντιστοιχεί σε περίοδο 20nsec. Ο μέγιστος επιτρεπόμενος ρυθμός που παρατηρήθηκε χωρίς αλλοιώσεις στα πλάτη των παλμών, βρέθηκε στα 100MHz.



**Σχήμα 3.11** Διαμορφωμένη ακολουθία παλμών (μέτρηση με παλμογράφο).

Σε μεγαλύτερη συχνότητα το πλάτος μειώνεται δραματικά ενώ παρατηρείται αστάθεια σε αυξομειώσεις των αποστάσεων μεταξύ των παλμών. Η αιτία είναι πως ο χρόνος που διαρκεί η ορθή πόλωση της διόδου SRD, δεν είναι αρκετός ώστε να συγκεντρωθούν αρκετά φορτία για τη χαρακτηριστική μετάβαση προς την ανάστροφη πόλωση. Ο ελάχιστος χρόνος βρέθηκε πειραματικά να είναι περίπου 5nsec, που αντιστοιχεί στα 100MHz, μιας και αυτός είναι ο χρόνος της μισής περιόδου. Επειδή το πλάτος των παλμών συνδέεται με αυτή τη χρονική περίοδο, για να αποφευχθούν οι αυξομειώσεις, χρησιμοποιήθηκε κατάλληλη ψηφιακή διάταξη εσωτερικά στο FPGA, ώστε να δημιουργούνται παλμοί με σταθερό εύρος θετικής στάθμης, ώστε ο χρόνος «φόρτισης» της διόδου να είναι πάντοτε ο ίδιος. Ένα κύκλωμα που μπορεί να υλοποιηθεί είναι εκείνο που φαίνεται στο σχήμα 3.12. Αποτελείται από ένα σύγχρονο D flip-flop. Όταν στην σκανδαλιζόμενη από θετική ακμή (positive edge triggered) είσοδο του ρολογιού εφαρμοστεί ένας ανοδικός παλμός, το λογικό '1' της εισόδου δεδομένων D του flip-flop εξάγεται στην έξοδο Q, η οποία μεταβαίνει από λογικό '0' σε λογικό '1'. Ο αντιστροφέας της εξόδου αντιστρέφει το σήμα και το οδηγεί στην είσοδο καθαρισμού (clear) του flip-flop, αφού καθυστερήσει κατά μια χρονική ποσότητα από το στοιχείο Delay, το οποίο

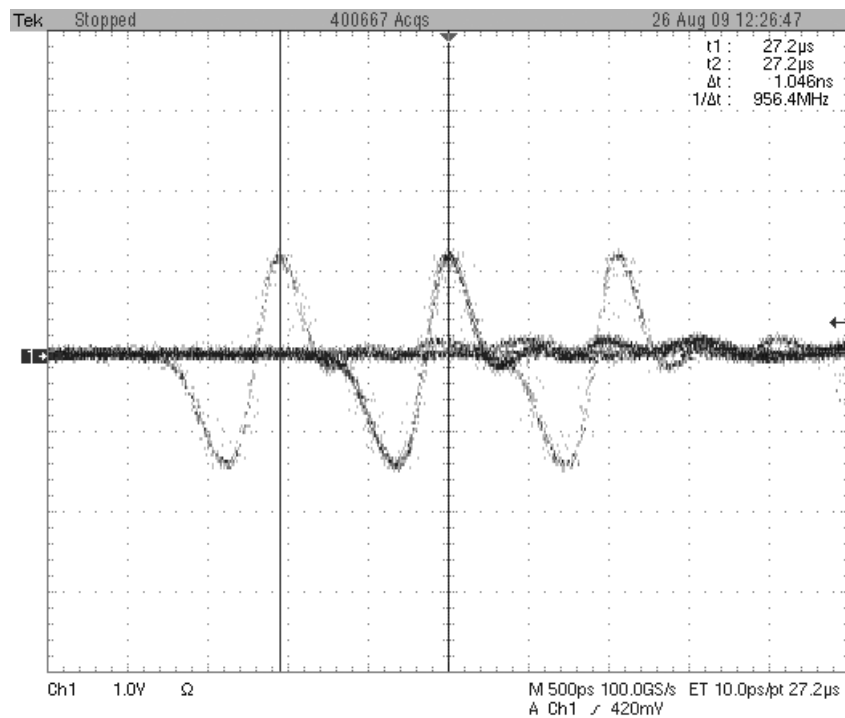




**Σχήμα 3.12** Ψηφιακή διάταξη παραγωγής τετραγωνικών παλμών σταθερού εύρους θετικής στάθμης.

αποτελείται από λογικές πύλες σε σειρά (buffers). Μετά τον καθαρισμό το flip-flop επανέρχεται στην αρχική κατάσταση έως την επόμενη άνοδο του ρολογιού. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουμε σταθερό χρόνο στη θετική στάθμη των παλμών άρα και το χρόνο στον οποίο η διάοδος SRD βρίσκεται σε κατάσταση ορθής πόλωσης. Ο χρόνος αυτός τέθηκε περίπου στα 7nsec. Ο χρόνος αυτός δεν εξαρτάται από το ρυθμό μετάδοσης των ψηφιακών δεδομένων αρκεί η περίοδος τους να μην είναι μικρότερη από 7nsec. Στις πειραματικές διαδικασίες που ακολούθησαν η περίοδος των παλμών δεν ήταν μικρότερη των 20nsec.

Για λόγους ευκρινέστερης διάκρισης και μέτρησης της δυαδικής μετατόπισης θέσης του σχήματος 3.11, πραγματοποιήθηκε η εξής πειραματική διαδικασία. Μια ψευδοτυχαία ακολουθία από '0' και '1' σε διαμόρφωση BPPM μεταδίδεται από τον πομπό και η έξοδος του μετρήθηκε με παλμογράφο με χρήση της λειτουργίας γρήγορης επίκτησης (fast acquisition). Κατά τη λειτουργία αυτή ο παλμογράφος εκτελεί διαδοχικές σαρώσεις, του σήματος, κρατώντας την κάθε εικόνα για κάποιο χρονικό διάστημα και ανανεώνοντας την καινούρια εικόνα επικαλύπτοντας την προηγούμενη. Το αποτέλεσμα διακρίνεται στο σχήμα 3.13. Αυτό που βλέπουμε δεν είναι τρεις διαδοχικοί παλμοί στο χρόνο, αλλά οι τρεις πιθανές θέσεις ενός παλμού. Το εύρος των παλμών είναι 1nsec και η περίοδος 20nsec. Ο δείκτης διαμόρφωσης τέθηκε στο 1nsec, με μετατόπιση του λογικού '1'.



**Σχήμα 3.13** Μέτρηση με παλμογράφο της απόστασης των δύο συμβόλων σε δυαδική διαμόρφωση θέσης.

Υπάρχουν τέσσερις διαφορετικές διατάξεις δύο διαδοχικών bits, [0 0], [0 1], [1 0] και [1 1]. Εφόσον είναι διαμορφωμένοι κατά BPPM, η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών παλμών παίρνει τις τρεις πιθανές τιμές, 20nsec (για τις περιπτώσεις [0 0] και [1 1]), 21nsec (στην περίπτωση [0 1]) και 19nsec (στην περίπτωση [1 0]). Αυτές είναι οι τρεις πιθανές θέσεις που φαίνονται στο σχήμα 3.13 και απέχουν μεταξύ τους περίπου 1nsec όπως μετρήθηκε με τον παλμογράφο (1.046nsec). Επιπλέον διακρίνεται πως δεν υπάρχει αλληλοεπικάλυψη των συμβόλων με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται ορθογωνική διαμόρφωση. Η ορθογωνικότητα επιτρέπει τη σωστή ανίχνευση των παλμών με τεχνικές λήψης που βασίζονται σε προσαρμοσμένο φίλτρο. Τα αναλυτικά σχηματικά διαγράμματα υλοποίησης του πομπού δίνονται στο παράρτημα Α.

### 3.2.4 Γραφική διεπαφή χρήστη

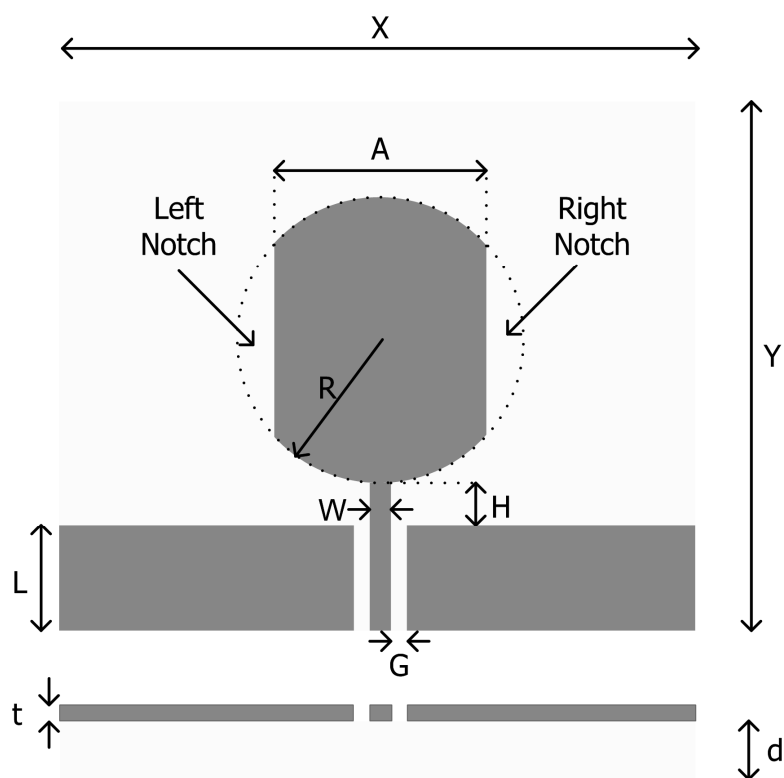
Ο πομπός που υλοποιήθηκε έχει τη δυνατότητα διασύνδεσης με έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή μέσω θύρας USB και χρησιμοποιώντας λογισμικό πρόγραμμα που αναπτύχθηκε σε γραφικό περιβάλλον (Graphical User Interface, GUI) με τη γλώσσα προγραμματισμού C++. Με το πρόγραμμα αυτό είναι σε θέση κάποιος να επαναπρογραμματίζει το FPGA του πομπού χρησιμοποιώντας το αρχείο δυαδικών δεδομένων της γλώσσας μηχανής για το FPGA που εξάγεται από το αντίστοιχο λογισμικό εφαρμογών, όπως είναι το ALTERA QUARTUS. Αναλυτικότερη περιγραφή του λογισμικού και υλισμικού που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό δίνεται στο παράρτημα Β.

## 3.3 Κεραίες υπέρ-ευρείας ζώνης

Ένα από τα αναμφίβολα θεμελιώδη στοιχεία της ασύρματης εκπομπής και λήψης, που πρέπει κανείς να χρησιμοποιήσει, είναι οι κεραίες. Σε κάθε ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα, οι κεραίες κατέχουν σημαντική θέση και ο σχεδιασμός τους απαιτεί ειδική μελέτη ώστε να προσαρμόζονται στις συνθήκες του εκάστοτε συστήματος. Η αναζήτηση της ιδανικότερης συμπεριφοράς των κεραιών στις συνθήκες μετάδοσης, είναι μια πρόκληση στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες και η σωστή επιλογή των κεραιών είναι κάτι που δεν μπορεί κανείς να αγνοήσει. Οι κεραίες διακρίνονται ανάλογα με τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους όπως είναι το κέρδος, η κατευθυντικότητα, το εύρος ζώνης, το διάγραμμα ακτινοβολίας, η πόλωση, η απόδοση, αλλά ακόμη και για τα μηχανικά χαρακτηριστικά όπως οι φυσικές διαστάσεις [11]. Σε κάποιες περιπτώσεις το μέγεθος των κεραιών πρέπει να μην υπερβαίνει κάποια όρια ώστε να είναι πρακτικά εφαρμόσιμα, όπως για παράδειγμα στα κινητά τηλέφωνα. Στις τεχνολογίες υπέρ-ευρείας ζώνης η κύρια προϋπόθεση που πρέπει να πληρείται είναι η αποδοτική λειτουργία της κεραίας εντός μιας μεγάλης φασματικής περιοχής. Όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο η περιοχή που έχει το μεγαλύτερο ενδιαφέρον είναι από 3.1GHz έως 10.6GHz. Στη διεθνή βιβλιογραφία η ονομασία «κεραία υπέρ-ευρείας ζώνης» (UWB-Antenna) παραπέμπει σε αυτή την περιοχή λειτουργίας. Σε αντίθεση με συστήματα στενού εύρους ζώνης (narrowband) όπου οι κεραίες συντονίζονται γύρω από τη συχνότητα ενδιαφέροντος, στην

περίπτωση των κεραιών UWB συμβαίνει το αντίθετο. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου των κεραιών πρέπει να είναι, ιδανικά, ανεξάρτητη της συχνότητας. Η ιδέα αυτή βρίσκει τις αρχές της αρκετές δεκαετίες πριν, δημιουργώντας μια οικογένεια κεραιών που ονομάζονται «κεραίες ανεξάρτητες της συχνότητας» (frequency-independent antennas) [12].

Οι κεραίες ποικίλουν ανάλογα με το σχεδιασμό και τον τρόπο κατασκευής. Μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι κεραίες τύπου μικροταινίας (microstrip), ή επίπεδες κεραίες (planar antennas) που συνήθως υλοποιούνται με τεχνικές τυπωμένου κυκλώματος (printed antennas). Οι κεραίες αυτές διακρίνονται για τον εύκολο σχεδιασμό και υλοποίηση, τη μηχανική αντοχή, το χαμηλό κόστος, το οικονομικό μέγεθος, αλλά και την αποδοτικότητα. Σχετικά με την τεχνολογία UWB έχουν γίνει αρκετές προσπάθειες βελτίωσης της συμπεριφοράς των κεραιών σε αυτόν τον τομέα [13-16]. Στα πλαίσια της εν λόγω διδακτορικής διατριβής πραγματοποιήθηκε η μελέτη, υλοποίηση και πειραματική μέτρηση της κεραίας τύπου μονοπόλου κυκλικού δίσκου (Circular Disk Monopole), που κατασκευάστηκε σε πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος. Με αφορμή γνωστού τύπου κεραίας [13], πραγματοποιήθηκε μια τροποποίηση του κυκλικού δίσκου με χρήση συμμετρικών εγκοπών και η επίδρασή της εξετάστηκε μέσω πειραματικών μετρήσεων και προσομοιώσεων. Ένα μέτρο της επίδοσης και σωστής λειτουργίας των κεραιών είναι ο συντελεστής ανάκλασης ( $S_{11}$ ), δηλαδή ο λόγος του ανακλώμενου προς το προσπίπτον δυναμικό. Είναι ένας δείκτης που δηλώνει την περιοχή λειτουργίας της κεραίας. Η γεωμετρία της κεραίας που υλοποιήθηκε και μετρήθηκε, φαίνεται στο σχήμα 3.14. Αποτελείται από μία μεταλλική επίστρωση χαλκού πάνω σε διηλεκτρικό, στην πάνω πλευρά της πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος. Οι αναγραφόμενες διαστάσεις έχουν τις τιμές του πίνακα 3.1. Είναι ένα μονόπολο σε σχήμα κυκλικού δίσκου. Η τροφοδοσία της κεραίας γίνεται μέσω συνεπίπεδου κυματοδηγού (coplanar waveguide), στην κάτω άκρη του οποίου προσαρμόζεται συνδετήρας (sma connector) στον οποίο συνδέεται ένα ομοαξονικό καλώδιο. Ο συνδετήρας είναι το μοντέλο MA10-X800-N01 και το ομοαξονικό καλώδιο είναι τύπου RG-223, της εταιρίας Gigatronix. Έχουν μέγιστη συχνότητα λειτουργίας τα 12.4 GHz.



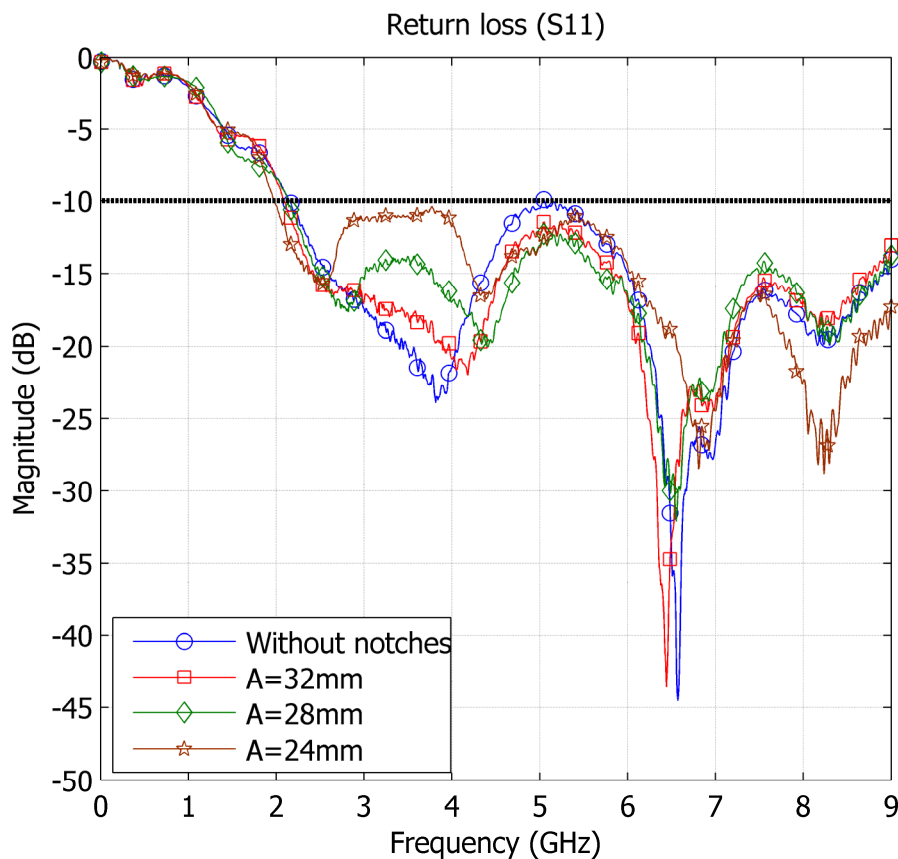
**Σχήμα 3.14** Η γεωμετρία της τροποποιημένης κεραίας μονοπόλου κυκλικού δίσκου (CDM).

**Πίνακας 3.1.** Παράμετροι της κεραίας UWB

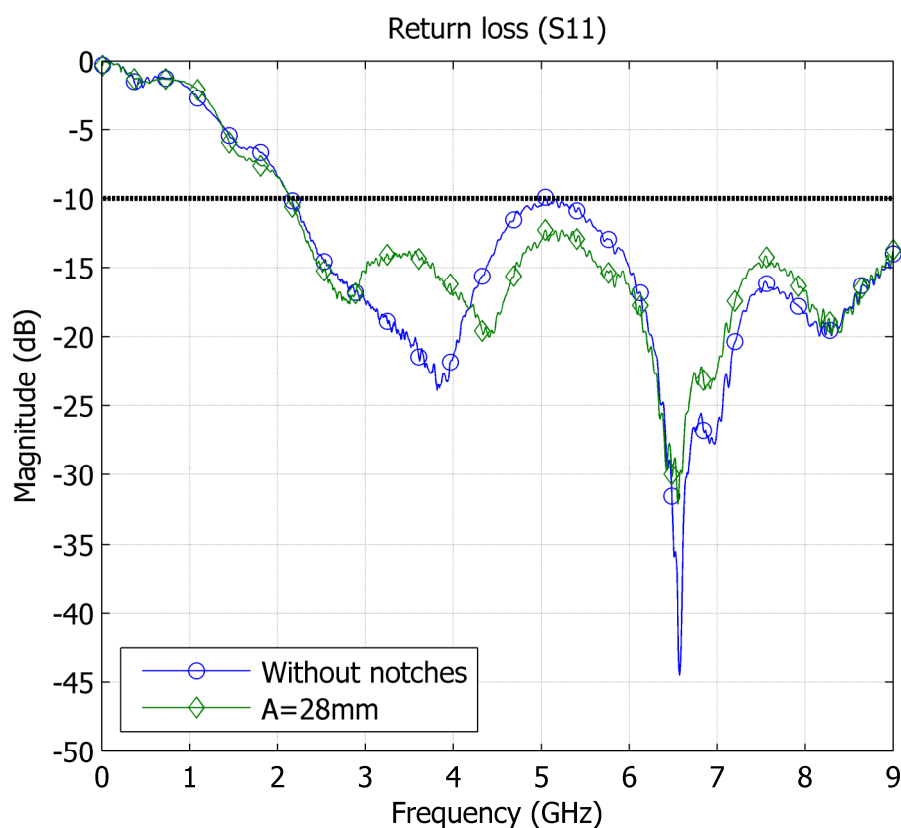
Parameter	Value (mm)
X	60
Y	50
R	18
W	2
G	0.35
H	0.4
L	10
d	1.5
t	0.035

Οι δύο συμμετρικές ορθογώνιες πλάκες εκατέρωθεν της γραμμής μεταφοράς του σήματος εισόδου, έχουν το ρόλο της γείωσης. Το ομοαξονικό καλώδιο που χρησιμοποιήθηκε έχει σύνθετη αντίσταση  $50\Omega$ . Για την ορθή προσαρμογή του σήματος από το ομοαξονικό καλώδιο προς την κεραία, οι διαστάσεις του κυματοδηγού  $W$  και  $G$  υπολογίστηκαν ώστε η σύνθετη αντίσταση να είναι επίσης  $50\Omega$ .

Η κεραία αυτή τροποποιήθηκε κόβοντας τον κυκλικό δίσκο στις δύο αντιδιαμετρικές πλευρές όπως διακρίνεται στο παραπάνω σχήμα. Το βάθος των εγχοπών (notch), καθορίζεται με βάση την παράμετρο  $A$ . Η διάμετρος του κυκλικού δίσκου είναι  $36\text{mm}$  και η παράμετρος  $A$  παίρνει τις τιμές  $32\text{mm}$ ,  $28\text{mm}$  και  $24\text{mm}$ . Τρεις επιπλέον κεραίες με τις παραπάνω τιμές κατασκευάστηκαν και ο συντελεστής ανάκλασης τους μετρήθηκε με χρήση ενός αναλυτή δικτύου (network analyzer). Στο σχήμα 3.15 βλέπουμε τα αποτελέσματα των μετρήσεων, για τις τέσσερις περιπτώσεις.

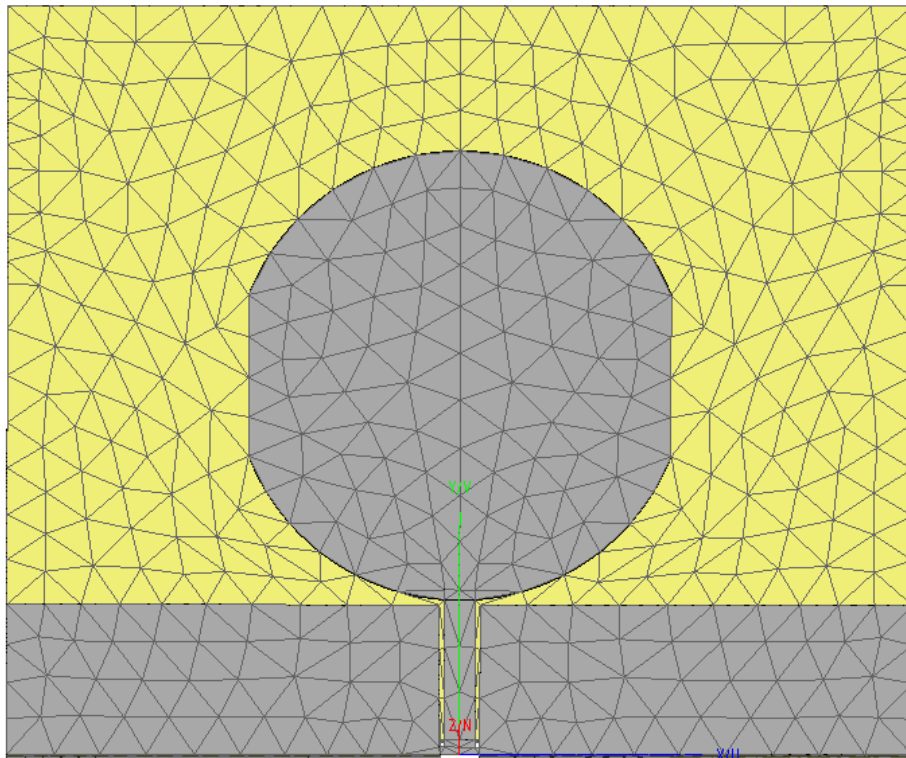


**Σχήμα 3.15** Ο συντελεστής ανάκλασης ( $S_{11}$ ) των τροποποιημένων κεραιών UWB (μέτρηση με αναλυτή δικτύου).



**Σχήμα 3.16** Μέτρηση συντελεστή ανάκλασης με αναλυτή δικτύου των δύο κεραιών UWB, χωρίς χρήση εγχοπών (μπλε) και με  $A=28\text{mm}$  (πράσινο).

Παρατηρούμε ότι η χρήση των εγχοπών έχει σημαντική επίδραση στο συντελεστή ανάκλασης. Στην περιοχή χαμηλότερων συχνοτήτων μεταξύ 2-5GHz ο συντελεστής αυξάνει με την αύξηση του βάθους των εγχοπών, ενώ μειώνεται η κορυφή κοντά στην περιοχή των 5GHz. Η διαφορά αυτή είναι πιο εμφανής στο σχήμα 3.16, όπου συγκρίνεται η κεραία με  $A=28\text{mm}$  και η αρχική χωρίς εγχοπές. Το αποτέλεσμα αυτό θα μπορούσε να φανεί χρήσιμο εάν κάποιος επιθυμεί στην περιοχή 2-6GHz μια μικρότερη επιλεκτικότητα στη συχνότητα. Οι συντονισμοί σε αυτή την περιοχή δεν είναι τόσο έντονοι όσο στην αρχική κεραία με αποτέλεσμα ένας παλμός αντίστοιχου φάσματος να μην αλλοιώνεται σημαντικά. Σε συστήματα Impulse Radio η αλλοίωση των παλμών από τις κεραιές είναι ένα θέμα που χρήζει μελέτης.

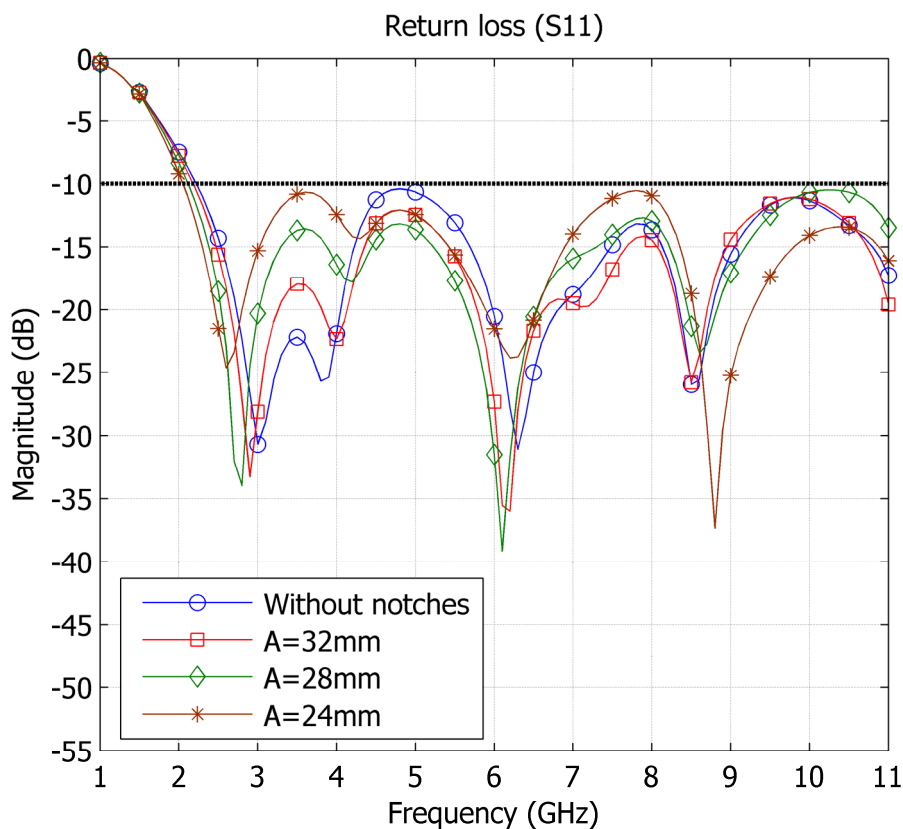


**Σχήμα 3.17** Τριγωνισμός της γεωμετρίας της κεραίας για την εφαρμογή της μεθόδου των ροπών (MoM)

Επιπλέον, πραγματοποιήθηκε προσομοίωση των κεραιών με τις προαναφερθείσες παραμέτρους, για σύγκριση των αποτελεσμάτων με τις πειραματικές μετρήσεις και επιπλέον για τη μελέτη της περιοχής υψηλότερων συχνοτήτων πάνω από 9GHz, εφόσον αυτή ήταν η μέγιστη συχνότητα του αναλυτή δικτύου που χρησιμοποιήθηκε. Το πρόγραμμα προσομοίωσης αναλαμβάνει την επίλυση των εξισώσεων του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου στο πεδίο των συχνοτήτων, κάνοντας χρήση της μεθόδου των ροπών (Method of Moments, MoM).

Η επιλογή της μεθόδου αυτής έγινε βάσει του τύπου της κεραίας. Σε κεραιές επίπεδης γεωμετρίας με μικρή πολυπλοκότητα η μέθοδος αυτή κρίνεται αρκετά αξιόπιστη. Η επιφάνειες της κεραίας τεμαχίζονται σε μικρότερα τριγωνικά τμήματα και σε κάθε ένα από αυτά υπολογίζονται οι ρευματικές κατανομές, όπως διακρίνονται στο σχήμα 3.17.





**Σχήμα 3.18** Προσομοίωση του συντελεστή ανάκλασης (S11) των τροποποιημένων κεραιών UWB.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το συντελεστή ανάκλασης φαίνονται στο σχήμα 3.18. Είναι αρκετά συνεπή με τα πειραματικά αποτελέσματα με εξαίρεση στο συντονισμό μεταξύ 2-3GHz, που εμφανίζεται μεγαλύτερος. Στην περιοχή από 9-11GHz η κεραία συνεχίζει να λειτουργεί ικανοποιητικά χωρίς να ξεπερνά το όριο των -10dB.

**ΑΝΑΦΟΡΕΣ**

- [1] A. De Angelis, M. Dionigi, R. Giglietti, P. Carbone, "Experimental Low-Cost Short Pulse Generators", Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, pp. 259-264, 12-15 May 2008.
- [2] Alexandre Serres, Yvan Duroc, Tan-Phu Vuong, Jose Ewerton P. de Farias, Glauco Fontgalland, "A New Simple UWB Monocycle Pulse Generator", Proceedings of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems, pp. 1212-1215, Dec. 2006.
- [3] Jeong Soo Lee, Cam Nguyen, and Tom Scullion, "New Uniplanar Subnanosecond Monocycle Pulse Generator and Transformer for Time-Domain Microwave Applications", IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 49, No. 6, June 2001.
- [4] Hiroyuki KIDA, "Measured and Simulated Results of Impulse Generator Using Step Recovery Diode", IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E88-A, No.9 Sep. 2005.
- [5] Dr. John Barrett, Pawel Rulikowski, "Truly Balanced Step Recovery Diode Pulse Generator with Single Power Supply", Proceedings - 2004 IEEE Radio and Wireless Conference, pp. 347-350, 2004.
- [6] Zhou Jianming, Gao Xiaowei and Fei Yuanchun, "A new CAD model of step recovery diode and generation of UWB signals", IEICE Electronics Express, Vol. 3, No. 24 pp.534-539, 2006.
- [7] S Evans and H C Reader, "An impulse generator for antenna measurements in the time domain", Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 21, No. 7, pp. 657-660, 1988.
- [8] Tzyh-Ghuang Ma, Chin-Jay Wu, Po-Kai Cheng, and Chin-Feng Chou, "Ultrawideband Monocycle Pulse Generator With Dual Resistive Loaded Shunt Stubs", Microwave And Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 2, February 2007.
- [9] Jeongwoo Han and Cam Nguyen, "A New Ultra-Wideband, Ultra-Short Monocycle Pulse Generator With Reduced Ringing", IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 6, June 2002.

- [10] Giorgos Tatsis, Constantinos Votis, Vasilis Raptis, Vasilis Christofilakis, Spyridon K. Chronopoulos, Panos Kostarakis, "Design and Implementation of Ultra-Wideband Impulse Radio Transmitter", in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.
- [11] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", John Wiley & Sons, 2002.
- [12] Ben Allen, Mischa Dohler, Ernest E. Okon, Wasim Q. Malik, Anthony K. Brown, David J. Edwards, "Ultra-Wideband Antennas and propagation for communications, radar and imaging", John Wiley & Sons, 2007.
- [13] Jianxin Liang, Lu Guo, Choo C. Chiau and Xiaodong Chen, "CPW-Fed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Applications", IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005, pp. 505-508.
- [14] Z. N. Low, J.H.Cheong, and C.L.Law, "Low-Cost PCB Antenna for UWB Applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 4, 2005
- [15] Y. Kim and D.-H. Kwon, "CPW-fed planar ultra wideband antenna having a frequency band notch function", Electronics Letters April 2004 Vol. 40
- [16] Jihak Jung, Wooyoung Choi, and Jaehoon Choi, "A Compact Broadband Antenna with an L-Shaped Notch", IEICE Transactions on Communications, Vol.E89-B, No.6 June 2006.
- [17] Giorgos Tatsis, Vasilis Raptis, Panos Kostarakis, "Design and Measurements of Ultra-Wideband Antenna" International Journal of Communications, Network and System Sciences, Vol. 3, No. 2, Feb. 2010.



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

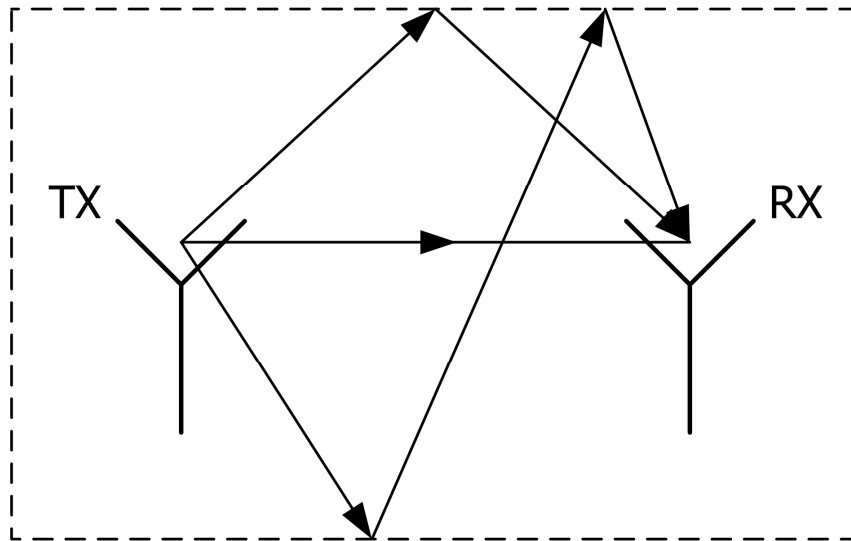
## ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΕΣ ΔΕΚΤΗ ΥΠΕΡ-ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ

### 4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο αναφέρονται μερικές από τις σημαντικότερες τεχνικές σχετικά με τη λήψη παλμών υπέρ-ευρείας ζώνης. Ένα από τα σημαντικότερα αντικείμενα μελέτης στις τεχνολογίες UWB είναι το ασύρματο κανάλι που παίζει καθοριστικό ρόλο στη συνολική απόδοση του συστήματος και περιγράφεται λεπτομερειακά σ' αυτό το κεφάλαιο.

### 4.2 Το ασύρματο κανάλι

Στις διαδικασίες προτυποποίησης της τεχνολογίας υπέρ-ευρείας ζώνης, εντάσσεται και το πρότυπο για το ασύρματο κανάλι που αφορά σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές κοντινής απόστασης. Η εν λόγω διατριβή είχε ως αντικείμενο μελέτης και το ασύρματο κανάλι εσωτερικού χώρου (indoor channel), που υπακούει στο πρότυπο IEEE 802.15.3a [1-3]. Αυτό το μοντέλο βασίζεται στο μοντέλο Saleh-Valenzuela (S-V) [4], στο οποίο έχουν γίνει κάποιες τροποποιήσεις. Το κανάλι εσωτερικού χώρου είναι ένα κανάλι πολυδιαδρομικής διάλειψης (multipath fading). Όπως διακρίνεται στο σχήμα 4.1, ένας παλμός που διαδίδεται από την κεραία του πομπού (TX) προς την κεραία του δέκτη (RX), ακολουθεί πολλά διαφορετικά μονοπάτια εξ' αιτίας των ανακλάσεων στους τοίχους, στο πάτωμα, στην οροφή και σε οποιοδήποτε άλλο φυσικό εμπόδιο, όπως έπιπλα. Η οπτική επαφή μεταξύ πομπού-δέκτη μπορεί να είναι εφικτή είτε όχι. Το αποτέλεσμα είναι πως στο δέκτη φθάνουν πολλαπλές εικόνες του εκπεμπόμενου παλμού σε τυχαίες χρονικές μετατοπίσεις και τυχαία πλάτη. Το μοντέλο για το κανάλι προβλέπει τη στατιστική αυτών των μετατοπίσεων και πλατών.

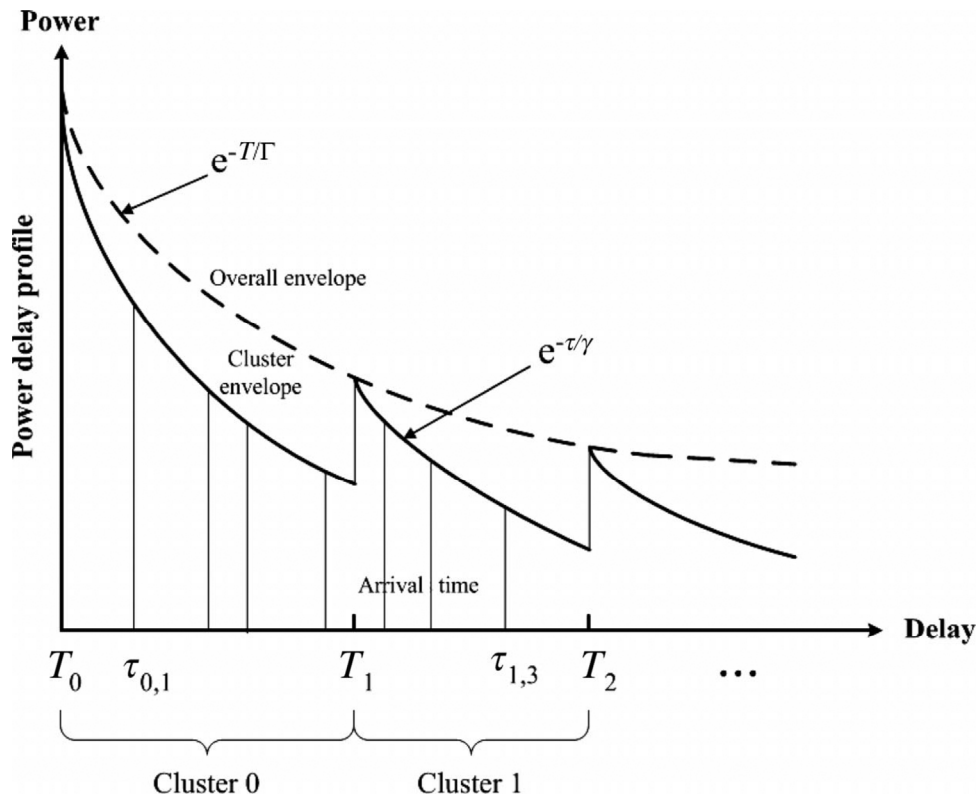


**Σχήμα 4.1** Ασύρματο κανάλι πολλαπλών διαδρομών

Οι παλμοί που φθάνουν στο δέκτη εμφανίζονται σε συστάδες (clusters) και μέσα στις συστάδες υπάρχουν επιμέρους παλμοί που ονομάζονται συνιστώσες (components ή rays). Τόσο τα clusters όσο και τα components ακολουθούν λογαριθμοκανονική κατανομή (log-normal) όσον αφορά στα πλάτη. Όσον αφορά στις καθυστερήσεις, αυτές ακολουθούν εκθετική κατανομή. Στο σχήμα 4.2 απεικονίζεται αυτή η κατανομή των clusters και rays. Μαθηματικά η κρουστική απόκριση του καναλιού [3], εκφράζεται με τη σχέση,

$$h_i(t) = X_i \sum_l \sum_k \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4.1)$$

όπου,  $h_i$  η απόκριση του  $i$ -οστού καναλιού,  $\alpha_{k,l}$  οι συντελεστές των διαδρομών του καναλιού (multipath coefficients),  $T_l$  η καθυστέρηση της  $l$ -οστής συστάδας,  $\tau_{k,l}$  η καθυστέρηση του  $k$ -οστού στοιχείου (component) εντός της  $l$ -οστής συστάδας,  $X_i$  είναι ο συντελεστής που εκφράζει τη λογαριθμοκανονική σκίαση (log-normal shadowing) του  $i$ -οστού καναλιού και  $\delta(\cdot)$  είναι η συνάρτηση Dirac.



**Σχήμα 4.2** Κατανομή πλατών και καθυστερήσεων στο μοντέλο καναλιού IEEE802.15.3a

Οι χρονικές καθυστερήσεις ακολουθούν την εκθετική κατανομή που εκφράζεται με τις παρακάτω σχέσεις, που δηλώνουν την πιθανότητα εμφάνισης ενός cluster ή component σε σχέση με τη χρονική θέση του προηγούμενου.

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})] \tag{4.2}$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l})] \tag{4.3}$$

όπου,  $\Lambda, \lambda$  οι ρυθμοί άφιξης των συστάδων και των συνιστωσών αντίστοιχα ( $\text{nsec}^{-1}$ ).

Οι συντελεστές του καναλιού ορίζονται με βάσει τις σχέσεις,

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (4.4)$$

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) \propto Normal(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (4.5)$$

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (4.6)$$

$$n_1 \propto Normal(0, \sigma_1^2) \quad (4.7)$$

$$n_2 \propto Normal(0, \sigma_2^2) \quad (4.8)$$

$$\mu_{k,l} = \frac{20 \ln(\Omega_0) - 10T_l / \Gamma - 10\tau_{k,l} / \gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)} \quad (4.9)$$

$$E \left[ |\xi_l \beta_{k,l}|^2 \right] = \Omega_0 e^{-\frac{T_l}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}} \quad (4.10)$$

$$20 \log_{10}(X_i) \propto Normal(0, \sigma_x^2) \quad (4.11)$$

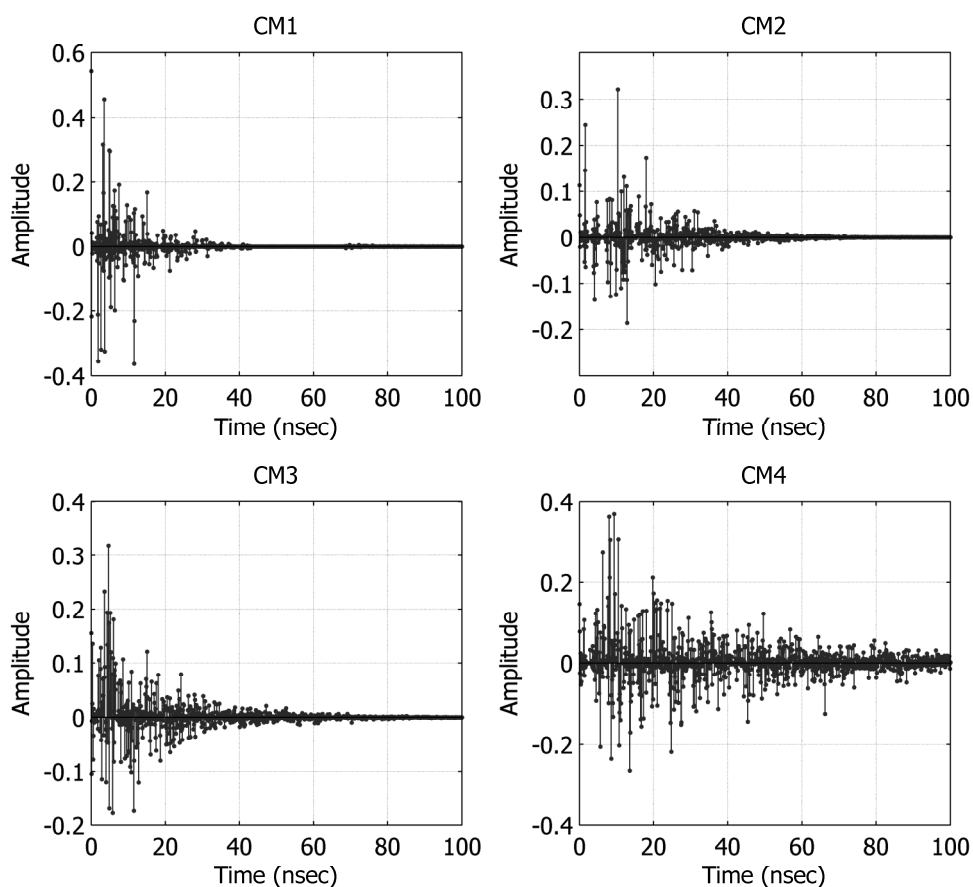
όπου,  $\Omega_0$  είναι η μέση ενέργεια της πρώτης διαδρομής της πρώτης συστάδας, ο συντελεστής  $p_{k,l}$  παίρνει τις τιμές 1 ή -1 με ίση πιθανότητα δηλώνοντας την πιθανότητα αντιστροφής των παλμών λόγω ανάκλασης, οι τιμές  $n_1, n_2$  είναι τυχαίες ανεξάρτητες μεταβλητές διάλειψης κανονικής κατανομής των συστάδων και των συνιστωσών αντίστοιχα,  $\xi_l$  είναι ο συντελεστής διάλειψης για τις συστάδες,  $\beta_{k,l}$  είναι ο συντελεστής διάλειψης για τις συνιστώσες,  $\Gamma$  και  $\gamma$  είναι οι παράγοντες φθοράς των συστάδων και των συνιστωσών αντίστοιχα.

Η σχέση (4.10) δείχνει την κατά μέσο όρο εκθετική μείωση της ισχύος με το χρόνο (power delay profile). Οι συντελεστές  $\xi_l$  και  $\beta_{k,l}$  δηλώνουν τη διάλειψη μεγάλης και μικρής κλίμακας αντίστοιχα (large-scale, small-scale fading) και ακολουθούν λογαριθμοκανονική κατανομή σε αντίθεση με την κατανομή Rayleigh που χρησιμοποιήθηκε στο μοντέλο S-V [4].

Το φαινόμενο σκίασης (shadowing effect) που παρουσιάζεται σε όλο το κανάλι εμπεριέχεται στην μεταβλητή  $X_i$  που είναι τυχαία με κατανομή επίσης log-normal όπως εκφράζεται στη σχέση (4.11).

Στο σχήμα 4.3 διακρίνονται τέσσερις τυπικές αποκρίσεις που αντιστοιχούν στα τέσσερα είδη καναλιού CM1-CM4 όπως ορίζονται από την IEEE [2] (βλπ. Παράρτημα Γ, για τον αντίστοιχο κώδικα.)





**Σχήμα 4.3** Τυπικές αποκρίσεις καναλιού σύμφωνα με το πρότυπο IEEE 802.15.3a για τα τέσσερα μοντέλα CM1-CM4.

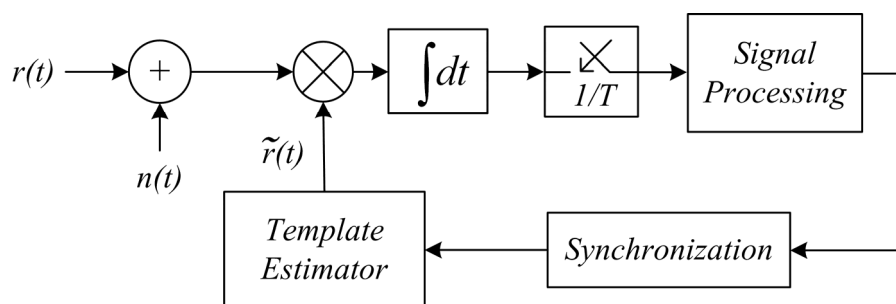
### 4.3 Ανίχνευση σήματος

Στην τεχνολογία UWB-IR το σήμα αποτελείται από ένα πλήθος παλμών που διαδίδονται ασύρματα μέσω του καναλιού που μόλις περιγράψαμε. Είναι φανερό πως η μορφή των παλμών όταν φτάνουν στο δέκτη είναι πολύ πιο διευρυμένη στο χρόνο και απαιτείται ιδιαίτερη τεχνική για την ανίχνευσή τους. Επιπλέον οι μεταβολές του καναλιού στο χρόνο καθιστούν απαραίτητο τον επαναπροσδιορισμό των δεκτών ώστε να προσαρμόζονται στις νέες συνθήκες. Μια από τις επικρατέστερες κατηγορίες δεκτών είναι εκείνη που βασίζεται σε προσαρμογή στο σήμα που εισέρχεται στο δέκτη. Αυτοί οι δέκτες ανήκουν στην κατηγορία των σύμφωνων δεκτών (coherent receivers), που με απλά λόγια αυτό σημαίνει πως ο δέκτης έχει μια εκτίμηση για τη μορφή των παλμών που αναμένεται να δεχθεί.

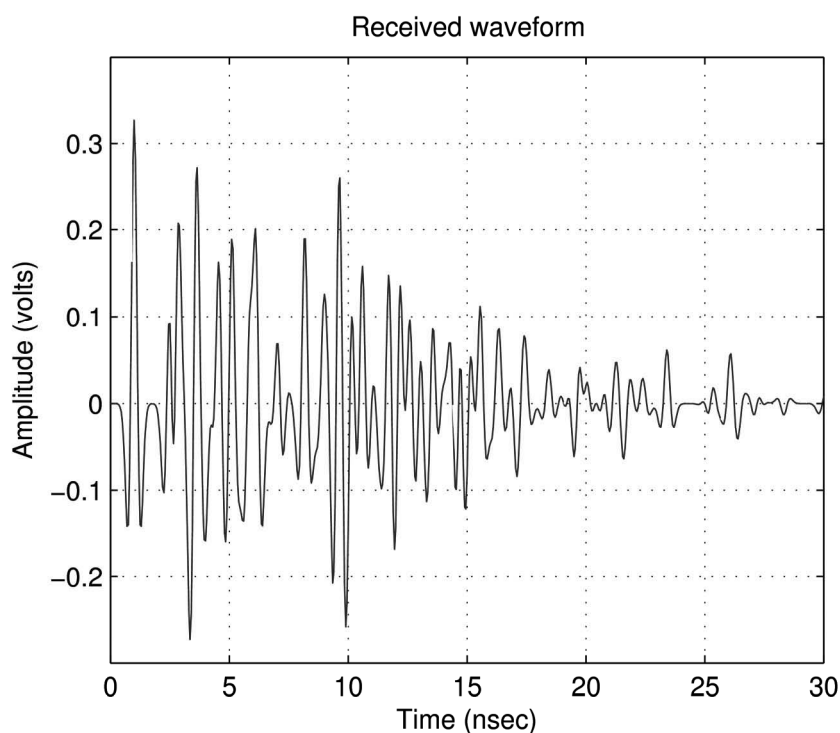
### 4.3.1 Δέκτης προσαρμοσμένου φίλτρου

Αναζητώντας τον ιδανικό τρόπο ανίχνευσης σήματος, καταλήγει κανείς στη χρήση προσαρμοσμένου φίλτρου (matched filter) [5, pp. 165-169], [6]. Ένας τέτοιος δέκτης συναντάται στη διεθνή βιβλιογραφία με τον όρο δέκτης συσχετισμού (correlator receiver). Έχει την καλύτερη δυνατή απόδοση σε περιβάλλον θορύβου, όμως η υλοποίησή του είναι δύσκολη και απαιτεί μεγάλη πολυπλοκότητα. Προϋπόθεση είναι να γνωρίζει κανείς τη μορφή των παλμών όπως φθάνουν στο δέκτη ή έστω να έχει προηγηθεί κάποια εκτίμησης αυτής. Στο σχήμα 4.4 διακρίνεται ένα απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα που δείχνει με ποιο τρόπο ανιχνεύεται το σήμα. Στο σήμα εισόδου,  $r(t)$ , προστίθεται θόρυβος,  $n(t)$ , και στη συνέχεια οδηγείται σε μονάδα συσχέτισης που σχηματικά δηλώνεται με ένα μείκτη και ένα ολοκληρωτή.

Αν υποθέσουμε ότι στέλνουμε παλμούς με μορφή ενός παλμού Scholtz (σχήμα 1.7), τότε η λαμβανόμενη κυματομορφή για έναν παλμό έχει την τυπική μορφή του σχήματος 4.5, θεωρώντας μετάδοση από ένα κανάλι μοντέλου CM1 (σχήμα 4.3). Η εικόνα αυτή προκύπτει από την πράξη της συνέλιξης του παλμού με την απόκριση του καναλιού. Το σήμα εισόδου,  $r(t)$ , αποτελείται από διαδοχικές, στο χρόνο, κυματομορφές, σαν εκείνες του σχήματος 4.5. Ο δέκτης εφόσον έχει εκτιμήσει την κυματομορφή εκτελεί την πράξη της συσχέτισης στο πεδίο του χρόνου που ορίζεται ως εξής,  $R(\tau) = \int r(\tau)\tilde{r}(t-\tau)dt$ . Δηλαδή το σήμα πολλαπλασιάζεται και ολοκληρώνεται με την πρότυπη κυματομορφή (template). Τα όρια ολοκλήρωσης αντιστοιχούν στη διάρκεια της πρότυπης κυματομορφής. Το σήμα της εξόδου της συσχέτισης δειγματοληπτείται κάθε περίοδο των παλμών.

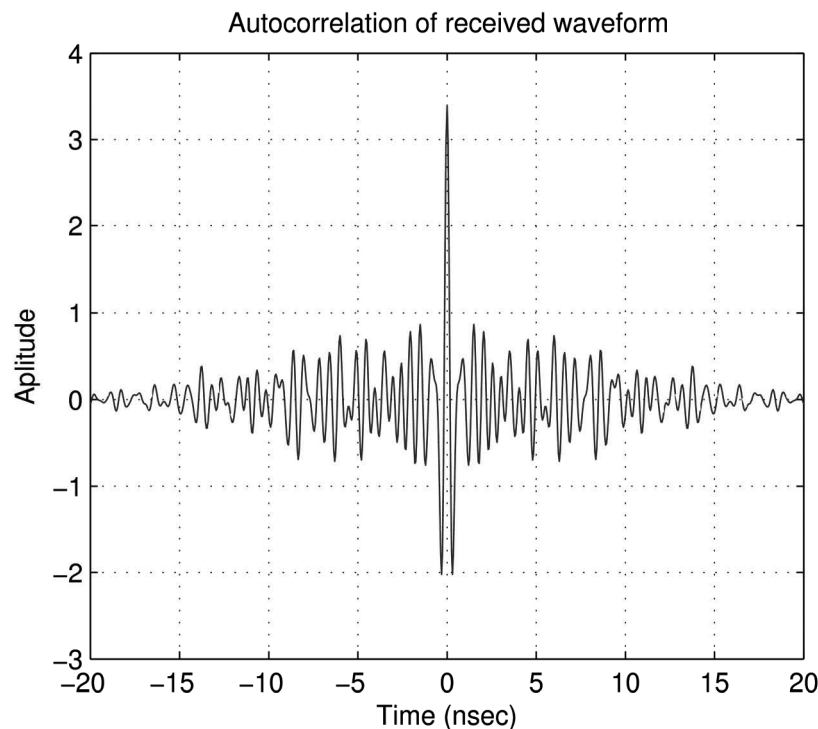


**Σχήμα 4.4** Σχηματικό διάγραμμα δέκτη προσαρμοσμένου φίλτρου.



**Σχήμα 4.5** Τυπική λαμβανόμενη κυματομορφή ενός παλμού στο δέκτη.

Εφόσον ο συγχρονισμός έχει επιτευχθεί, τότε η έξοδος της συσχέτισης είναι εκείνη που προκύπτει για μετατόπιση  $\tau = 0$ , δηλαδή ισούται με  $R(0)$  και αυτή η τιμή είναι η μέγιστη. Στο σχήμα 4.6 απεικονίζεται γραφικά η συνάρτηση  $R(\tau)$ , για διάφορες τιμές της μετατόπισης  $\tau$ , για την κυματομορφή του σχήματος 4.5, με την προϋπόθεση πως έχει γίνει τέλεια εκτίμηση δηλαδή,  $\tilde{r}(t) = r(t)$  και χωρίς την επίδραση του θορύβου. Αυτό σημαίνει πως η συνάρτηση πλέον είναι η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της κυματομορφής. Παρατηρούμε πως υπάρχει ένα μέγιστο στη θέση  $\tau = 0$  και αυτό είναι το χαρακτηριστικό που εκμεταλλευόμαστε για την ανίχνευση. Ακόμη και για μικρές μετατοπίσεις η έξοδος της συσχέτισης είναι αρκετά μικρότερη του μεγίστου. Αυτή η περίπτωση βέβαια είναι η ιδανική. Θεωρώντας ένα απολύτως ψηφιακό σύστημα δέκτη, το σήμα ψηφιοποιείται και ο συσχετιστής είναι ένα ψηφιακό φίλτρο. Η ιδανική υλοποίηση του φίλτρου είναι επίπονη έως ανέφικτη. Θα πρέπει κανείς να καταφύγει σε λύσεις μη ιδανικές, περιορίζοντας για παράδειγμα το πλήθος των taps του ψηφιακού φίλτρου.

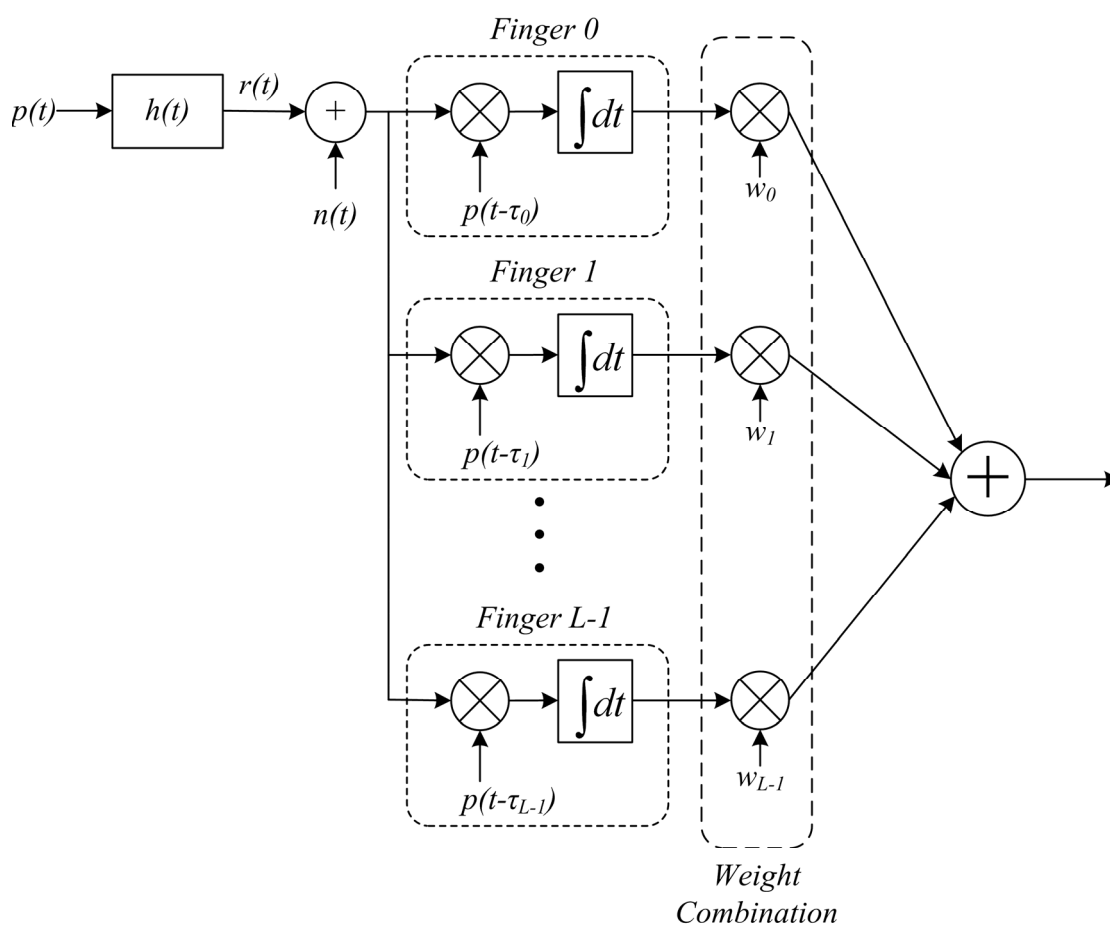


**Σχήμα 4.6** Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης για τη λαμβανόμενη κυματομορφή.

Γενικά αυτό το είδος του δέκτη θεωρείται από τους πιο απλούς, μιας και δε χρειάζεται να εκτιμήσει αυτές καθ' αυτές τις παραμέτρους του καναλιού παρά μόνο την εικόνα του τελικού σήματος στο δέκτη. Επιπλέον οι επιδράσεις των κεραιών συγχωνεύονται στην απόκριση του καναλιού και δε χρειάζεται γνώση της συγκεκριμένης μορφής των εκπεμπόμενων παλμών. Παρόλα αυτά, η απόδοση ενός τέτοιου δέκτη μειώνεται από τη διασυμβολική παρεμβολή, μειώνοντας κατά συνέπεια το ρυθμό δεδομένων.

#### 4.3.2 Κτενοειδής δέκτης (Rake)

Μια παραλλαγή της παραπάνω διάταξης αποτελεί ο κτενοειδής δέκτης ή δέκτης Rake, ο οποίος διακρίνεται στο σχήμα 4.7 [7, pp. 41], [8, pp. 68-71]. Για λόγους απλότητας το σχηματικό περιλαμβάνει μόνο την ανίχνευση του σήματος. Η βασική διαφορά με το προσαρμοσμένο φίλτρο, είναι πως ταιριάζει περισσότερο στη μοντελοποίηση του σήματος εισόδου και στοχεύει ακριβώς στις παραμέτρους του καναλιού, δηλαδή στα πλάτη και στις καθυστερήσεις.



**Σχήμα 4.7** Σχηματικό διάγραμμα κτενοειδή δέκτη με  $L$  δάκτυλα (Rake).

Αποτελείται από επιμέρους συσχετιστές, που καλούνται δάκτυλα (fingers), ο κάθε ένας από τους οποίους ανιχνεύει έναν μόνο εκπεμπόμενο παλμό,  $p$ . Ο κάθε παλμός ταξιδεύοντας στην  $l$ -οστή διαδρομή του καναλιού καθυστερεί στο χρόνο κατά μια ποσότητα  $\tau_l$ . Το κάθε δάκτυλο είναι «συντονισμένο» στην αντίστοιχη διαδρομή του καναλιού που προκαλεί στον παλμό καθυστέρηση  $\tau_l$ . Ο συνδυασμός των εξόδων των δακτύλων με κατάλληλους συντελεστές βαρύτητας,  $w$ , δίνουν την τελική έξοδο, η οποία δειγματοληπτείται κάθε περίοδο.

Απλοποιώντας τη σχέση 4.1, μπορούμε να γράψουμε την απόκριση του καναλιού ως εξής, συγχωνεύοντας τους όρους των συστάδων και των επιμέρους στοιχείων,

$$h(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (4.12)$$

Με αυτόν τον τρόπο η απόκριση του καναλιού έχει τη μορφή ενός γραμμικού φίλτρου πεπερασμένης απόκρισης (Finite Impulse Response, FIR), όπου οι απομαστευτές (taps) δίνονται από τα ζεύγη πλατών-καθυστερήσεων,  $\alpha_k, \tau_k$ . Οπότε το σήμα στην είσοδο του δέκτη παίρνει τη μορφή,

$$r(t) = p(t) * h(t) + n(t) = \sum_k \alpha_k p(t - \tau_k) + n(t) \quad (4.13)$$

όπου, το (\*) δηλώνει την πράξη της συνέλιξης και  $n(t)$  είναι ο συνολικός προσθετικός θόρυβος. Όπως δείχνει η παραπάνω σχέση το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από πολλαπλούς παλμούς μετατοπισμένους σε διάφορες χρονικές στιγμές και εξασθενημένους κατά τους παράγοντες  $\alpha_k$ . Ένας δέκτης Rake λοιπόν, είναι σε θέση να ανιχνεύει ξεχωριστά αυτούς τους παλμούς και κάθε δάκτυλο αντιστοιχεί σε μία διαδρομή του καναλιού. Στην ιδανική περίπτωση συλλογής όλης της λαμβανόμενης ενέργειας, το πλήθος των δακτύλων τείνει στο άπειρο και τότε μιλάμε για έναν All-Rake (A-Rake) δέκτη. Φυσικά αυτό δεν είναι εφικτό στην πράξη. Στην πραγματικότητα περιορίζουμε το πλήθος των δακτύλων ανάλογα με τις ανάγκες και ανάλογα με τις δυσκολίες υλοποίησης. Η συνηθέστερη μορφή είναι εκείνη που επιλέγει τις διαδρομές του καναλιού που συγκεντρώνουν τη μεγαλύτερη ενέργεια (Selective-Rake, S-Rake). Μια πιο απλή παραλλαγή του S-Rake είναι εκείνη που η επιλογή των fingers γίνεται μόνο για τις διαδρομές με τις μικρότερες καθυστερήσεις (Partial-Rake, P-Rake), διότι εκεί προβλέπεται να συγκεντρώνεται η περισσότερη ενέργεια, αν και αυτό δεν αληθεύει πάντοτε. Όποιος όμως και να είναι ο σχεδιασμός ενός δέκτη Rake το σημαντικότερο μέλημα είναι η εκτίμηση του καναλιού, αφού οι παράμετροί του επηρεάζουν άμεσα τη λειτουργία της ανίχνευσης. Όταν μιλάμε λοιπόν για εκτίμηση καναλιού εννοούμε την εκτίμηση των παραμέτρων  $\alpha_k, \tau_k$  που αφορούν στην εκάστοτε σχεδίαση. Στο σχήμα 4.5, ο συνδυασμός των εξόδων είναι γενικός, με τις παραμέτρους,  $w$ , ελεύθερες να επιλεγθούν κατά το καλύτερο δυνατόν. Αποδεικνύεται πως ο συνδυασμός με τη μεγαλύτερη απόδοση είναι εκείνος για τον οποίο ισχύει  $w_k = \alpha_k$  για κάθε  $k$ , δηλαδή όταν οι συντελεστές βαρύτητας ταυτίζονται με τους συντελεστές κέρδους των διαδρομών του καναλιού. Στο ίδιο αποτέλεσμα καταλήγει κανείς αν αναζητήσει τον καλύτερο γραμμικό συνδυασμό έχοντας σαν κριτήριο το ελάχιστο τετραγωνικό σφάλμα (Minimum Mean Square Error, MMSE)

[9]. Σε αυτήν τη περίπτωση κάνουμε λόγο για το συνδυασμό μέγιστου λόγου σήματος προς θόρυβο (Maximal Ratio Combining, MRC). Μια πιο απλή εναλλακτική, με μικρότερη απόδοση αλλά μεγαλύτερη ευκολία σε υλοποίηση, είναι ο συνδυασμός ίσου κέρδους (Equal Gain Combining, EGC), στον οποίο όλοι οι συντελεστές βαρύτητας,  $w$ , είναι ίσοι. Αυτό σημαίνει πως στο σχήμα 4.5 οι έξοδοι των δακτύλων οδηγούνται απ' ευθείας στον αθροιστή.

#### 4.4 Εκτίμηση καναλιού

Στη διεθνή βιβλιογραφία υπάρχει πολύς όγκος εργασίας γύρω από το θέμα της εκτίμησης καναλιού επιστρατεύοντας τις ισχυρότερες μεθόδους που απορρέουν από τη θεωρία εκτίμησης. Γενικά η μέθοδοι εκτίμησης καναλιού χωρίζονται σε δύο κατηγορίες. Στην πρώτη χρησιμοποιείται μια γνωστή ακολουθία δεδομένων που βοηθά στην εκμάθηση των χαρακτηριστικών του καναλιού (Data-Aided, DA), ενώ στη δεύτερη δε χρησιμοποιούνται γνωστά δεδομένα (Non Data-Aided, NDA), παρά μόνο κάποια στατιστική παρατήρηση, όπως για παράδειγμα η πιθανότητα εμφάνισης ενός '0' ή ενός '1'. Πολλές φορές η δεύτερη περίπτωση αναφέρεται και ως τυφλή εκτίμηση (Blind Estimation).

Η εκτίμηση μέγιστου ενδεχομένου (Maximum Likelihood Estimation, MLE) οδηγεί στον πιο αποτελεσματικό τρόπο καθορισμού των παραμέτρων του καναλιού σε περιβάλλον θορύβου [10, pp. 157-198], [7, pp. 23-24]. Για την εκτίμηση μπορεί να γίνει χρήση γνωστής ακολουθίας δεδομένων είτε όχι [11]. Συνοπτικά θα δοθεί η πρώτη περίπτωση.

Έστω ότι χρησιμοποιείται η σηματοδότηση μεταπήδησης χρόνου που αναλύθηκε στην παράγραφο 2.3.1. Τότε το σήμα που στέλνει ο πομπός παίρνει την μορφή,

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} b(t - mNT_f - d_m \Delta) \quad (4.14)$$

$$b(t) = \sum_{j=0}^{N-1} g(t - jT_f - c_j T_c) \quad (4.15)$$

όπου,  $M$  είναι το πλήθος των εκπεμπόμενων bits, το είδος (0 ή 1) των οποίων δηλώνεται με το  $d_m$ . Η δεύτερη σχέση εμπερικλείει την κυματομορφή ( $b(t)$ ) ενός bit δεδομένου που αποτελείται από  $N$  βασικούς παλμούς  $g(t)$ . Το σήμα στην είσοδο του δέκτη Rake παίρνει την μορφή της σχέσης 4.13 με αριθμό  $L$  δακτύλων,

$$r(t) = \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s(t - \tau_l)}_{\tilde{r}(t)} + n(t) \quad (4.16)$$

όπου  $n(t)$  ο συνολικός προσθετικός θόρυβος. Σκοπός είναι η εκτίμηση των παραμέτρων,  $\mathbf{a} = [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}]^T$  και  $\mathbf{\tau} = [\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{L-1}]^T$ . Η συνάρτηση ενδεχομένου (likelihood) δίνεται από τη σχέση,

$$\Lambda(\tilde{\mathbf{a}}, \tilde{\mathbf{\tau}}) \propto \exp \left[ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [r(t) - \tilde{r}(t)]^2 dt \right] \quad (4.17)$$

όπου,  $\Lambda$  η συνάρτηση likelihood,  $T = MNT_f$ , ο συνολικός χρόνος της εκπομπής της γνωστής ακολουθίας των  $M$  bits. Ο συμβολισμός ( $\tilde{\phantom{x}}$ ) χρησιμοποιείται για να δηλώσουμε την προς εκτίμηση μεταβλητή και όχι την πραγματική της τιμή. Η εκτίμηση για τις παραμέτρους βρίσκεται όταν μεγιστοποιείται η συνάρτηση log-likelihood, που δίνεται με τη σχέση,

$$\ln [\Lambda(\tilde{\mathbf{a}}, \tilde{\mathbf{\tau}})] \propto \frac{1}{N_0} \int_0^T [2r(t)\tilde{r}(t) - \tilde{r}^2(t) - r^2(t)] dt \quad (4.18)$$

Το πρόβλημα μεγιστοποίησης είναι ισοδύναμο με τη μεγιστοποίηση της παράστασης,  $\left( 2 \int_0^T r(t)\tilde{r}(t) dt - \int_0^T \tilde{r}^2(t) dt \right)$ , η οποία μετασχηματίζεται στην ακόλουθη μορφή,

$$\left( 2 \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\alpha}_l \sum_{m=0}^{M-1} z_m(\tilde{\tau}_l, d_m) - ME_b \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\alpha}_l^2 \right) \quad (4.19)$$

όπου,  $E_b = \int_0^{NT_f} b^2(t) dt$ , είναι η ενέργεια του bit και

$z_m(\tilde{\tau}_l, d_m) = \sum_{j=0}^{N-1} [r(t) * g(-t)]_{t=(mN+j)T_f + \alpha_m \Delta + \tilde{\tau}_l + c_j T_c}$ , είναι η έξοδος του συσχετιστή ενός

δακτύλου τη χρονική στιγμή που δειγματοληπτείται το εκάστοτε bit. Οι παραπάνω παραστάσεις προκύπτουν και από την προϋπόθεση ότι οι παλμοί δεν παρεμβάλλονται μεταξύ τους, δηλαδή το κανάλι είναι αρκετά αραιό ως προς τις καθυστερήσεις  $\tau_l$ . Επειδή η παραπάνω παράσταση (4.19) εξαρτάται από δύο μεταβλητές ( $\tilde{\mathbf{a}}, \tilde{\mathbf{\tau}}$ ), αρχικά κρατάμε σταθερές τις καθυστερήσεις και αφήνουμε μεταβλητά τα πλάτη, οπότε



παραγωγίζοντας την παράσταση ως προς  $\tilde{\alpha}$  και θέτοντας το αποτέλεσμα ίσο με μηδέν, έχουμε,

$$\hat{\alpha}_l = \frac{1}{ME_b} J(\tilde{\tau}_l), \quad 0 \leq l \leq L-1 \quad (4.20)$$

$$J(\tilde{\tau}) = \sum_{m=0}^{M-1} z_m(\tilde{\tau}, d_m) \quad (4.21)$$

Όπου ο συμβολισμός  $(\hat{\quad})$  δηλώνει τον εκτιμητή, δηλαδή τη συνάρτηση που παράγει την εκτίμηση των τιμών. Από τις (4.19) και (4.20), προκύπτει το πρόβλημα της μεγιστοποίησης της παράστασης,

$$\sum_{l=0}^{L-1} J^2(\tilde{\tau}_l) \quad (4.22)$$

για την εκτίμηση των καθυστερήσεων. Αυτό σημαίνει πως πρέπει κανείς να ψάξει τις περιοχές που εμφανίζονται ακρότατα της συνάρτησης  $J(\tilde{\tau})$ . Μόλις αυτά βρεθούν, τα αντίστοιχα πλάτη υπολογίζονται από την (4.20).

Είναι γνωστό πως η μέθοδος maximum likelihood είναι ιδανική και ασυμπτωτικά τείνει στην εκτίμηση με το ελάχιστο σφάλμα. Το κατώτατο όριο της διακύμανσης (variance) του σφάλματος εκτίμησης γνωστό και ως όριο Cramer-Rao (Cramer-Rao Bound, CRB) [10], έχει υπολογιστεί [12] και δίνεται από τις σχέσεις,

$$CRB(\alpha_l) = \frac{N_0}{MN} \frac{E_3}{2(E_1 E_3 - E_2^2)}$$

$$CRB(\tau_l) = \frac{N_0}{MN} \frac{E_1}{2\alpha_l^2 (E_1 E_3 - E_2^2)}$$

$$E_1 = \int g(t) g(t) dt$$

$$E_2 = \int g(t) g'(t) dt$$

$$E_3 = \int g'(t) g'(t) dt$$

Η μέθοδος MLE αν και πολύ αποδοτική, είναι αρκετά πολύπλοκη για να εφαρμοστεί στην πράξη. Με κόστος στην απόδοση αλλά με κέρδος στην ταχύτητα άλλες μέθοδοι κάνουν την εμφάνισή τους, όπως η εκτίμηση καναλιού με διαδοχικής αναίρεσης (Successive Cancellation Estimation) [7, pp. 43], [13], όπου η εκτίμηση

γίνεται με διαδοχικά βήματα απλοποιώντας τη διαδικασία. Στην αναφορά [14] χρησιμοποιείται η μέθοδος των ελαχίστων τετραγώνων (Least Squares, LS), τόσο στην εκτίμηση καναλιού όσο και στο συγχρονισμό. Μία μίξη δέκτη Rake και ισοσταθμιστή (equalizer) χρησιμοποιείται στο [15], για μια πιο απλουστευμένη εκτίμηση καναλιού και αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής.

Οι παραπάνω τρόποι εκτίμησης καναλιού αν και τείνουν ποιοτικά να ελαχιστοποιήσουν το σφάλμα, ταυτόχρονα είναι αρκετά πολύπλοκοι για να εφαρμοστούν στην πράξη απαιτώντας ιδιαίτερα αυξημένη επεξεργαστική ισχύ. Όσον αφορά στο θέμα της εκτίμησης του καναλιού πιο απλή προσέγγιση είναι εκείνη της εκτίμησης του συναθροιστικού καναλιού (Aggregate Channel Estimation) [16]. Ως συναθροιστικό κανάλι θεωρείται με απλά λόγια όποια κυματομορφή προκύπτει στην έξοδο του καναλιού. Ο δέκτης τότε είναι ένας απλός δέκτης προσαρμοσμένου φίλτρου, όπως είδαμε στην παράγραφο 4.3.1. Αυτός ο τύπος δέκτη είναι που χρησιμοποιήθηκε στην προκείμενη εργασία. Η εκτίμηση του συναθροιστικού καναλιού γίνεται στέλνοντας κάποιους παλμούς στο δέκτη πριν από τα δεδομένα. Ο δέκτης εκτιμά τη λαμβανόμενη μορφή παίρνοντας τη μέση τιμή των λαμβανόμενων παλμών μειώνοντας κατ' αυτόν τον τρόπο το θόρυβο, όπως αναλύεται θεωρητικά και πειραματικά στα επόμενα κεφάλαια.

**ΑΝΑΦΟΡΕΣ**

- [1] Jeffrey Foerster, "Channel modeling sub-committee report final," IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks, P802.15-02/490r1-SG3a, Feb. 2003. (<http://www.ieee802.org/15/>)
- [2] Jeffrey R. Foerster, Marcus Pendergrass, Andreas F. Molisch, "A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication", International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, October 2003.
- [3] A. Molisch, J. Foerster, M. Pendergrass, "Channel models for ultrawideband personal area networks," IEEE Wireless Commun. Mag., vol 10, no 6, pp. 14-21, 2003.
- [4] Saleh A, Valenzuela R. "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol 5, pp128-137, 1987.
- [5] Hüseyin Arslan, Zhi Ning Chen, Maria-Gabriella Di Benedetto, "Ultra Wideband Wireless Communication", John Wiley & Sons, 2006.
- [6] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Impulse radio: How it works", IEEE Communications Letters 2, pp. 36-38.
- [7] Xuemin Shen, Mohsen Guizani, Robert C. Qiu, Tho Le-Ngoc, "Ultra-Wideband Wireless Communications and Networks", John Wiley and Sons, 2006.
- [8] Ian Oppermann, Matti Hämäläinen, Jari Iinatti, "UWB Theory and Applications", John Wiley and Sons, 2004.
- [9] Shiwei Zhao and Huaping Liu, "On the Optimum Linear Receiver for Impulse Radio Systems in the Presence of Pulse Overlapping", IEEE Communications Letters, Vol. 9, No. 4, April 2005.
- [10] Steven M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory", Prentice Hall, 1993.
- [11] Vincenzo Lottici, Aldo D'Andrea, and Umberto Mengali, "Channel Estimation for Ultra-Wideband Communications", IEEE Journal On Selected Areas In Communications, Vol. 20, No. 9, Dec. 2002.
- [12] Philippe Ciblat, Anne-Laure Deleuze, Christophe J. Le Martret, "Cramer Rao bounds for channel estimation in UWB impulse radio", Signal Processing, Vol. 88, Issue 4, pp. 926-933, April 2008.

- 
- [13] A.A.D'Amico, U.Mengali and M.Morelli, "Multipath Channel Estimation for the Uplink of a DS-CDMA System", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 2, No. 6, Nov. 2003.
- [14] C. Carbonelli, U. Mengali, U.Mitra "Synchronization and channel estimation for UWB signals", IEEE Global Telecommunications Conference 2, pp. 764-768, 2003.
- [15] Ye G. Li, Andreas F. Molisch and Jinyun Zhang, "Channel Estimation and Signal Detection for UWB," International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Kanagawa, Japan, Oct. 2003.
- [16] Carlos Bilich, "An Overview of Channel Estimation Approaches for UWB Impulse Radio", Broadband Networks Project, University of Trento, 2006.
- [17] Liuqing Yang, and Georgios B. Giannakis, "Optimal Pilot Waveform Assisted Modulation for Ultrawideband Communications", IEEE Transactions On Wireless Communications, Vol. 3, No. 4, July 2004.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

## ΣΦΑΛΜΑΤΙΚΗ ΕΠΙΔΟΣΗ

### 5.1 Εισαγωγή

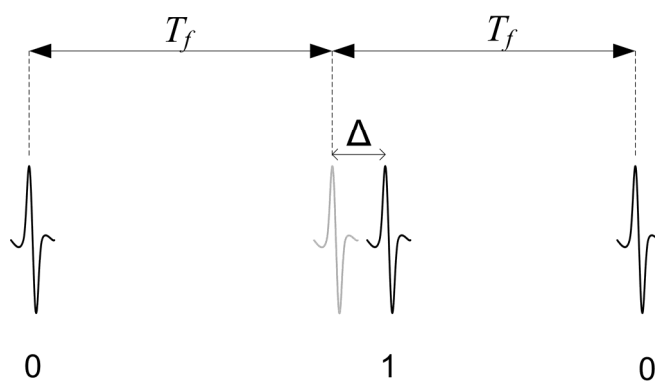
Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται θεωρητική ανάλυση του συστήματος λήψης υπέρ-ευρείας ζώνης ως προς την επίδοση, σχετικά με το ρυθμό εσφαλμένων bit (Bit Error Rate, BER). Ο δέκτης υλοποιεί ένα απλό ψηφιακό προσαρμοσμένο φίλτρο για την ανίχνευση σήματος ενώ γίνεται χρήση απλής δυαδικής σηματοδοσίας. Σκοπός είναι η εξαγωγή της πιθανότητας σφάλματος του δέκτη λαμβάνοντας υπόψη συνθήκες που περιορίζουν την απόδοση του συστήματος όπως είναι ο θερμικός θόρυβος, το ασύρματο κανάλι πολυδιαδρομικής διάλειψης, τα χαρακτηριστικά του προσαρμοσμένου φίλτρου, οι περιορισμοί που εισάγονται από τη βαθμίδα αναλογικο-ψηφιακής μετατροπής (ADC) [1-3].

### 5.2 Δέκτης προσαρμοσμένου φίλτρου

#### 5.2.1 Περιγραφή σηματοδοσίας

Η διαμόρφωση που επιλέχθηκε για τη μελέτη αυτή είναι η δυαδική διαμόρφωση θέσης (BPPM) και οι εκπεμπόμενοι παλμοί έχουν τη μορφή της πρώτης παραγώγου Gauss. Στο σχήμα 5.1 φαίνεται η σχηματική αναπαράσταση των παλμών. Το σύστημα λαμβάνει υπόψη μόνο ένα χρήστη. Όπως διακρίνεται στο σχήμα  $T_f$  είναι η περίοδος των παλμών (bit) και  $\Delta$  είναι ο δείκτης διαμόρφωσης. Ο παλμός που παριστάνει το bit '0' δεν μετατοπίζεται ενώ ο παλμός για το bit '1' καθυστερεί κατά  $\Delta$ . Το σήμα που εκπέμπεται από το πομπό εκφράζεται με την εξίσωση,

$$s(t) = \sum_{j=0}^{N-1} \sqrt{E_b} w(t - jT_f - b_j\Delta) \quad (5.1)$$



**Σχήμα 5.1** Δυαδική διαμόρφωση θέσης για το σύστημα εκπομπής-λήψης

όπου, το  $w(t)$  δηλώνει τη μορφή των παλμών κανονικοποιημένη ώστε η συνολική ενέργεια του παλμού να ισούται με μονάδα, δηλαδή  $\int_{-\infty}^{+\infty} |w(t)|^2 dt = 1$ .  $E_b$  είναι η ενέργεια ανά παλμό (bit),  $b_j$  είναι η τιμή του j-οστού bit ('0' ή '1') και  $N$  είναι το πλήθος των παλμών. Η μορφή των παλμών εκφράζεται με τη σχέση,

$$w(t) = -At \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_w^2}\right) \quad (5.2)$$

όπου,  $A$  είναι ο παράγοντας κανονικοποίησης ο οποίος υπολογίζεται ότι ισούται με  $\sqrt{\frac{2}{\sigma_w^3 \sqrt{\pi}}}$ . Η παράμετρος  $\sigma_w$ , που δηλώνει την τυπική απόκλιση ενός παλμού Gauss, σχετίζεται με το εύρος (διάρκεια) των παλμών σύμφωνα με τη σχέση  $T_p = 2\pi\sigma_w$  όπου  $T_p$  είναι το εύρος των παλμών, ώστε να περικλείει το 99.9% της συνολικής ενέργειάς του, μιας και η σχέση 5.2 υποδηλώνει πως ο παλμός, θεωρητικά, εκτείνεται στο άπειρο. Ο δείκτης διαμόρφωσης επιλέγεται έτσι ώστε να ικανοποιείται η συνθήκη της ορθογωνικότητας των συμβόλων, δηλαδή ισχύει,  $\int_{-\infty}^{+\infty} w(t)w(t-\Delta)dt = 0$ . Γι' αυτό το λόγο επιλέγουμε το  $\Delta$  ώστε να είναι μεγαλύτερο από το εύρος του παλμού ( $\Delta > T_p$ ), αλλά παράλληλα αρκετά μικρότερο από την περίοδο  $T_f$  ώστε να αποφύγουμε διασυμβολική παρεμβολή εξ' αιτίας της μεγάλης, σχετικά, εξάπλωσης λόγω του καναλιού.

### 5.2.2 Ανάλυση πιθανότητας σφάλματος

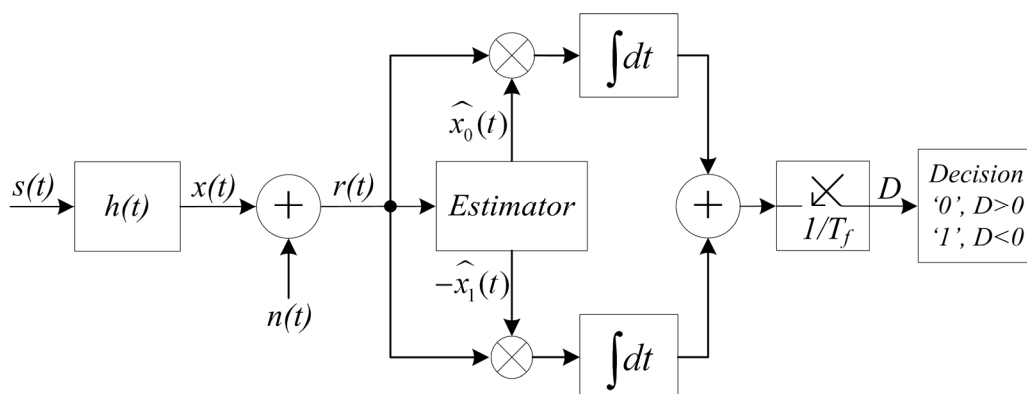
Για να μπορέσουμε να εξάγουμε μια έκφραση για την πιθανότητα σφάλματος του συστήματός μας, πρώτα δημιουργούμε ένα μοντέλο που δείχνει τα στάδια εκπομπής-λήψης και διακρίνεται στο σχήμα 5.2. Το εκπεμπόμενο σήμα  $s(t)$  που περιγράφηκε παραπάνω, διαδίδεται μέσω του ασύρματου καναλιού με κρουστική απόκριση  $h(t)$ . Στο δέκτη προστίθεται ο συνολικός λευκός θόρυβος (Additive White Gaussian Noise, AWGN),  $n(t)$ . Ο δέκτης ανιχνεύει τα δύο σύμβολα συσχετίζοντας τα λαμβανόμενα, με αντίστοιχα πρότυπα που έχουν πρώτα εκτιμηθεί με διαδικασία που περιγράφεται πιο κάτω. Το σήμα στην είσοδο του δέκτη περιγράφεται με τη σχέση,

$$r(t) = x(t) + n(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (5.3)$$

όπου, το σύμβολο  $(*)$  δηλώνει την πράξη της συνέλιξης. Ο προσθετικός θόρυβος έχει κανονική κατανομή, μηδενική μέση τιμή και φασματική πυκνότητα ισχύος  $N_0/2$ , δηλαδή,  $n(t) \sim N(0, \sigma_n^2)$ ,  $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2}$ .

Η κρουστική απόκριση του ασύρματου καναλιού δίνεται από την παρακάτω σχέση, όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 4.2 του προηγούμενου κεφαλαίου.

$$h_i(t) = X_i \sum_l \sum_k \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (5.4)$$



**Σχήμα 5.2** Μοντέλο εκπομπής-λήψης του συστήματος

Αν συγχωνεύσουμε τους συντελεστές καθυστέρησης τότε προκύπτει η πιο βολική έκφραση,

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (5.5)$$

όπου,  $L$  είναι το πλήθος των διαδρομών που μπορούν να διακριθούν στο δέκτη (resolvable paths),  $\alpha_l$  και  $\tau_l$  είναι οι συντελεστές κέρδους και οι καθυστερήσεις της  $l$ -οστής διαδρομής αντίστοιχα και  $\delta(t)$  η συνάρτηση Dirac.

Το προσαρμοσμένο φίλτρο αποτελείται από δύο συσχετιστές (correlators). Ο εκτιμητής (estimator) του σχήματος 5.2 εισάγει στους συσχετιστές τις κυματομορφές για τα δύο σύμβολα ( $\hat{x}_0, \hat{x}_1$ ) ώστε τελικά στην έξοδο να πάρουμε τη διαφορά τους. Οι κυματομορφές αυτές προκύπτουν από εκτίμηση των λαμβανόμενων σημάτων στο δέκτη για τα δύο σύμβολα '0' και '1' αντίστοιχα. Στη συνέχεια η έξοδος του διπλού συσχετιστή δειγματοληπτείται στη συχνότητα των δεδομένων, δηλαδή κάθε  $T_f$  δευτερόλεπτα και η στάθμη απόφασης ( $D$ ) συγκρίνεται με το μηδέν. Αν είναι θετική τότε το bit είναι '0', ενώ αν είναι αρνητική το bit είναι '1'. Θεωρούμε ιδανικό συγχρονισμό στη λήψη, δηλαδή γνωρίζει ο δέκτης την ακριβή χρονική στιγμή άφιξης του πρώτου bit δεδομένου και επιπλέον ότι δεν υπάρχει διασυμβολική παρεμβολή. Το τελευταίο εξασφαλίζεται επιλέγοντας αρκετά μεγάλη περίοδο  $T_f$ , ώστε να υπερβαίνει τη μέγιστη τιμή των καθυστερήσεων του καναλιού, ακόμη και για την περίπτωση του μετατοπισμένου λογικού '1', δηλαδή ισχύει  $T_f > \max\{\tau_l\} + \Delta$ . Πρακτικά, για παράδειγμα, σε ένα μοντέλο καναλιού CM1 είναι σχετικά απίθανο να παρατηρηθούν καθυστερήσεις άνω των 100nsec. Μερικές δεκάδες nsec θα μπορούσαν να κριθούν αρκετά. Αυτό βέβαια εξαρτάται από το εκάστοτε κανάλι. Κάτω από αυτές τις προϋποθέσεις συνεχίζουμε την ανάλυση μόνο για τη χρονική περίοδο  $0 < t < T_f$ , χωρίς απώλεια της γενικότητας.

Το σήμα στην είσοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου εκφράζεται ως εξής,

$$r(t) = x(t) + n(t) = s(t) * h(t) + n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (5.6)$$



Όσον αφορά στη διαδικασία εκτίμησης, αυτή γίνεται με την επαναλαμβανόμενη αποστολή κάποιων παλμών, χωρίς διαμόρφωση, για παράδειγμα μόνο '0', που τους ονομάζουμε πιλοτικούς (pilot ή training pulses). Ο δέκτης λαμβάνει την ακολουθία από  $K$  παλμούς από τους οποίους υπολογίζεται η μέση τιμή. Δηλαδή στη λαμβανόμενη κυματομορφή ενός παλμού, προστίθενται οι επόμενες παίρνοντας τελικά τη μέση τιμή  $K$  κυματομορφών. Αυτό γίνεται για τη μείωση του θορύβου. Το πρότυπο για το bit '0' τότε, εκφράζεται με τη σχέση,

$$\widehat{x}_0(t) = \frac{1}{K} \sum_{j=0}^{K-1} r_0^j(t) = \frac{1}{K} \sum_{j=0}^{K-1} (x_0^j(t) + n^j(t)) \quad (5.7)$$

και αντίστοιχα για το bit '1',

$$\widehat{x}_1(t) = \widehat{x}_0(t - \Delta) \quad (5.8)$$

εφόσον προκύπτει από απλή μετατόπιση του '0'. Κατά τη διαδικασία της εκτίμησης θεωρούμε ότι το κανάλι δεν αλλάζει. Αυτό είναι αλήθεια σε σχετικά μικρές χρονικές περιόδους διότι το κανάλι μεταβάλλεται με αργό ρυθμό της τάξεως του δευτερολέπτου, αν αναλογιστούμε πως το κανάλι αλλάζει με διάφορες μετακινήσεις αντικειμένων και ανθρώπων στο εσωτερικό του. Η διαδικασία εκτίμησης βέβαια επαναλαμβάνεται για κάθε «πακέτο» δεδομένων. Η εξίσωση 5.7 μπορεί να γραφεί ως εξής,

$$\widehat{x}_0(t) = x_0(t) + \frac{1}{K} \sum_{j=0}^{K-1} n^j(t) = x_0(t) + n_0(t) \quad (5.9)$$

με τον τελευταίο όρο να παριστάνει το μειωμένο θόρυβο, ο οποίος ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση,

$\sigma_0^2 = \frac{1}{K^2} \sum_{j=0}^{K-1} \sigma_n^2 = \frac{\sigma_n^2}{K} = \frac{N_0}{2K}$ . Με παρόμοιο τρόπο η εκτίμηση για το bit '1' εκφράζεται

με τη σχέση,

$$\widehat{x}_1(t) = x_0(t - \Delta) + n_0(t - \Delta) = x_1(t) + n_1(t) \quad (5.10)$$

Η στάθμη απόφασης του σχήματος 5.2, μπορεί να εκφραστεί ως εξής,

$$D = \int_0^{T_f} r(t) [\widehat{x}_0(t) - \widehat{x}_1(t)] dt = \int_0^{T_f} r(t) [x_0(t) - x_1(t) + n_x(t)] dt \quad (5.11)$$

όπου, ο όρος  $n_x(t)$  είναι ο τελικός θόρυβος με διακύμανση,

$$\sigma_x^2 = \sigma_0^2 + \sigma_1^2 = 2 \frac{N_0}{2K} = \frac{N_0}{K} \quad (5.12)$$

Αν υποθέσουμε ότι στέλνουμε ένα λογικό '0', η στάθμη απόφασης παίρνει τη μορφή,

$$\begin{aligned} D &= \int_0^{T_f} (x_0(t) + n(t))(x_0(t) - x_1(t) + n_x(t)) dt \\ &= M_0 + N_1 + N_2 + N_p \end{aligned} \quad (5.13)$$

όπου,

$$M_0 = \int_0^{T_f} x_0(t)(x_0(t) - x_1(t)) dt$$

$$N_1 = \int_0^{T_f} (x_0(t) - x_1(t))n(t) dt$$

$$N_2 = \int_0^{T_f} x_0(t)n_x(t) dt$$

$$N_p = \int_0^{T_f} n(t)n_x(t) dt$$

Οι όροι  $N_1, N_2$  της εξίσωσης 5.13, παριστάνουν θόρυβο κανονικής κατανομής στην έξοδο των γραμμικών φίλτρων των συσχετιστών και ορίζονται με τις σχέσεις,

$$N_1 \sim N(0, \sigma_{N_1}^2), \sigma_{N_1}^2 = \sigma_n^2 \int_{-\infty}^{+\infty} |x_0(t) - x_1(t)|^2 dt \quad (5.14)$$

$$N_2 \sim N(0, \sigma_{N_2}^2), \sigma_{N_2}^2 = \sigma_x^2 \int_{-\infty}^{+\infty} |x_0(t)|^2 dt \quad (5.15)$$

Το άθροισμά τους επομένως είναι θόρυβος κανονικής κατανομής μηδενικής μέσης τιμής και συνολικής διακύμανσης,  $\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{N_2}^2$ . Επειδή το εν λόγω σύστημα είναι διακριτό στο χρόνο και βασίζεται σε λήψη δειγμάτων, χρησιμοποιούμε αναπαράσταση διανυσμάτων (vector) δηλαδή πινάκων μιας στήλης με τα δείγματα. Οπότε η εξίσωση 5.13 μπορεί να γραφεί ως εξής,

$$D = M_0 + N_g + N_p \quad (5.16)$$

όπου,

$$M_0 = \mathbf{x}_0^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)$$

$$N_g \sim N(0, \sigma_g^2),$$

$$\sigma_g^2 = \sigma_{N_1}^2 + \sigma_{N_2}^2 = \sigma_n^2 (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) + \sigma_x^2 \mathbf{x}_0^T \mathbf{x}_0 \quad (5.17)$$

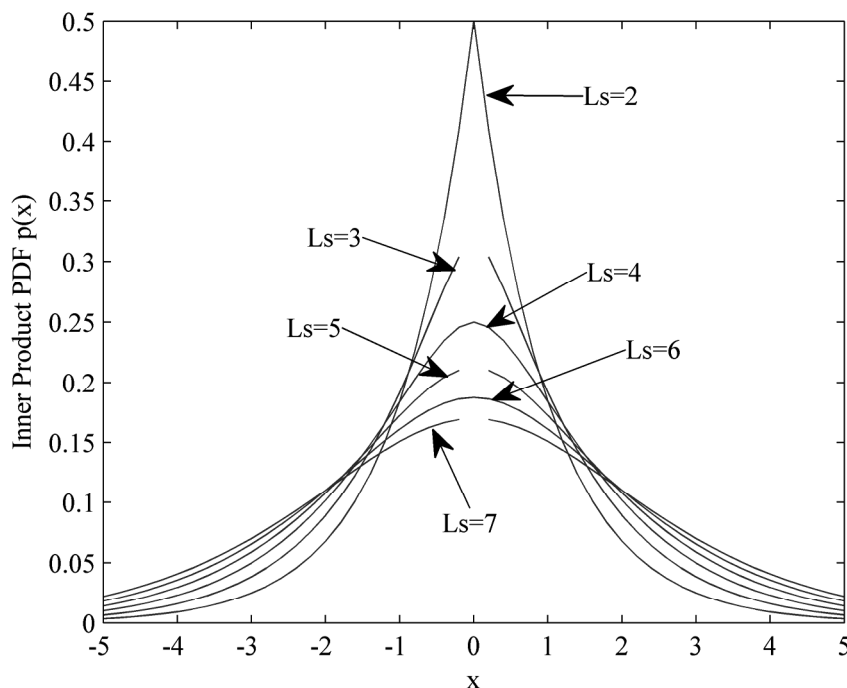
$$N_p = \mathbf{n}^T \mathbf{n}_x = \sum_{i=1}^{L_s} n[i]n_x[i]$$

Όλα τα διανύσματα έχουν μήκος  $L_s$ , που είναι το πλήθος των συντελεστών που προέρχονται από τη διαδικασία εκτίμησης και έχουν το μεγαλύτερο πλάτος. Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται το πλήθος των σημείων (taps) των ψηφιακών φίλτρων του συσχετιστή, συντελώντας στη μερική συγκέντρωση ενέργειας στο δέκτη, αλλά παράλληλα στον αρκετά μικρότερο χρόνο επεξεργασίας. Στις παραπάνω εξισώσεις το σύμβολο  $(\cdot)^T$  παριστάνει την αναστροφή (transpose). Ο όρος  $N_p$  που προκύπτει δεν ακολουθεί κανονική κατανομή, εφόσον προέρχεται από γινόμενα κανονικών τυχαίων μεταβλητών. Η πυκνότητα κατανομής πιθανότητας (Probability Density Function, PDF) των παραγόντων αυτών (inner product) [4,5], δίνεται από τις σχέση,

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_n \sigma_x (m-1)!} \exp\left(-\frac{|x|}{\sigma_n \sigma_x}\right) \sum_{i=0}^{m-1} \frac{(m+i-1)!}{2^{m+i} i! (m-i-1)!} \left(\frac{|x|}{\sigma_n \sigma_x}\right)^{m-1-i}, & L_s = 2m \\ \frac{\left(\frac{|x|}{2\sigma_n \sigma_x}\right)^m}{\sqrt{\pi} \Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right) \sigma_n \sigma_x} K_m\left(\frac{|x|}{\sigma_n \sigma_x}\right), & L_s = 2m + 1 \end{cases} \quad (5.18)$$

στην οποία,  $\sigma_n = \sqrt{\frac{N_0}{2}}$ ,  $\sigma_x = \sqrt{\frac{N_0}{K}}$  είναι οι τυπικές αποκλίσεις των διανυσμάτων  $\mathbf{n}$  και  $\mathbf{n}_x$ , αντίστοιχα. Η μορφή της PDF εξαρτάται από το αν το  $L_s$  είναι άρτιος ή περιττός.  $\Gamma(\cdot)$  είναι η συνάρτηση Γάμα και  $K_m(\cdot)$  είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel δευτέρου είδους, με τάξη  $m$ . Στο σχήμα 5.3 διακρίνεται η γραφική παράσταση της συνάρτησης  $p(x)$  της εξίσωσης 5.18 για διάφορες τιμές του  $L_s$ . Για απλότητα οι τυπικές αποκλίσεις έχουν την τιμή 1. Στην περίπτωση με το  $L_s$  περιττό η συνάρτηση  $p(x)$  τείνει στο άπειρο, για  $x \rightarrow 0$ . Η μέση τιμή του  $N_p$  είναι μηδέν. Η στάθμη απόφασης είναι μια τυχαία μεταβλητή με μέση τιμή  $M_0$ . Η PDF του τελικού θορύβου  $f(x)$ , η οποία καθορίζει τη διακύμανση της στάθμης απόφασης, είναι το αποτέλεσμα της συνέλιξης των PDF της εξίσωσης (5.18) με την PDF της κανονικής κατανομής  $g(x)$  του όρου  $N_g$ ,

$$f(x) = g(x) * p(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x-z)p(z)dz \quad (5.19)$$



**Σχήμα 5.3** Γραφική παράσταση της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας που ορίζεται στην εξίσωση 5.18.

Τότε η πιθανότητας σφάλματος όταν στέλνουμε λογικό ‘0’, εκφράζεται με τη σχέση,

$$P_{e,0} = P(D < 0) = P(x < -M_0) = \int_{-\infty}^{-M_0} f(x) dx = \int_{M_0}^{+\infty} f(x) dx \quad (5.20)$$

με το  $M_0$  να ορίζεται στην εξίσωση 5.17. Με παρόμοιο τρόπο βρίσκεται η στάθμη απόφασης όταν στέλνουμε λογικό ‘1’,

$$D = M_1 + N_g + N_p \quad (5.21)$$

όπου,

$$\begin{aligned} M_1 &= \mathbf{x}_1^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) \\ N_g &\sim N(0, \sigma_g^2), \\ \sigma_g^2 &= \sigma_{N_1}^2 + \sigma_{N_2}^2 = \sigma_n^2 (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) + \sigma_x^2 \mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_1 \\ N_p &= \mathbf{n}^T \mathbf{n}_x = \sum_{i=1}^{L_x} n[i] n_x[i] \end{aligned} \quad (5.22)$$

Διαπιστώνουμε ότι ισχύει,  $M_1 = -M_0$ , θεωρώντας πως η λαμβανόμενη κυματομορφή για το λογικό '1', δεν αποκόπτεται τη χρονική στιγμή  $t = T_f$ , επικαλώντας την ανισότητα που προϋποθέσαμε πιο πάνω,  $T_f > \max\{\tau_l\} + \Delta$ . Από την εξίσωση 5.8 ισχύει,  $\mathbf{x}_0^T \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_1$ , που σημαίνει πως τα δύο σύμβολα έχουν την ίδια ενέργεια, μιας και το '1' προκύπτει από απλή μετατόπιση στο χρόνο του '0'. Η έκφραση της πιθανότητας σφάλματος για το bit '1' είναι η εξής,

$$P_{e,1} = P(D > 0) = P(x > |M_1|) = \int_{|M_1|}^{+\infty} f(x) dx = \int_{M_0}^{+\infty} f(x) dx \quad (5.23)$$

Κατά συνέπεια, αν υποθέσουμε ότι στέλνουμε bits '0' και '1' με ίση πιθανότητα εμφάνισης, τότε βάσει των εξισώσεων 5.20 και 5.23, ο ρυθμός εσφαλμένων δεδομένων (BER) εκφράζεται με τη σχέση,

$$BER = \frac{1}{2} P_{e,0} + \frac{1}{2} P_{e,1} = \int_{M_0}^{+\infty} f(x) dx \quad (5.24)$$

Επιπλέον, αν υποθέσουμε ιδανική εκτίμηση καναλιού, ο όρος  $n_x(t)$  των εξισώσεων 5.11 και 5.13 είναι μηδέν. Ο συνολικός θόρυβος έχει κανονική κατανομή με διακύμανση,

$$\sigma_g^2 = \sigma_n^2 \int_{-\infty}^{+\infty} |x_0(t) - x_1(t)|^2 dt = \frac{N_0}{2} (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) \quad (5.25)$$

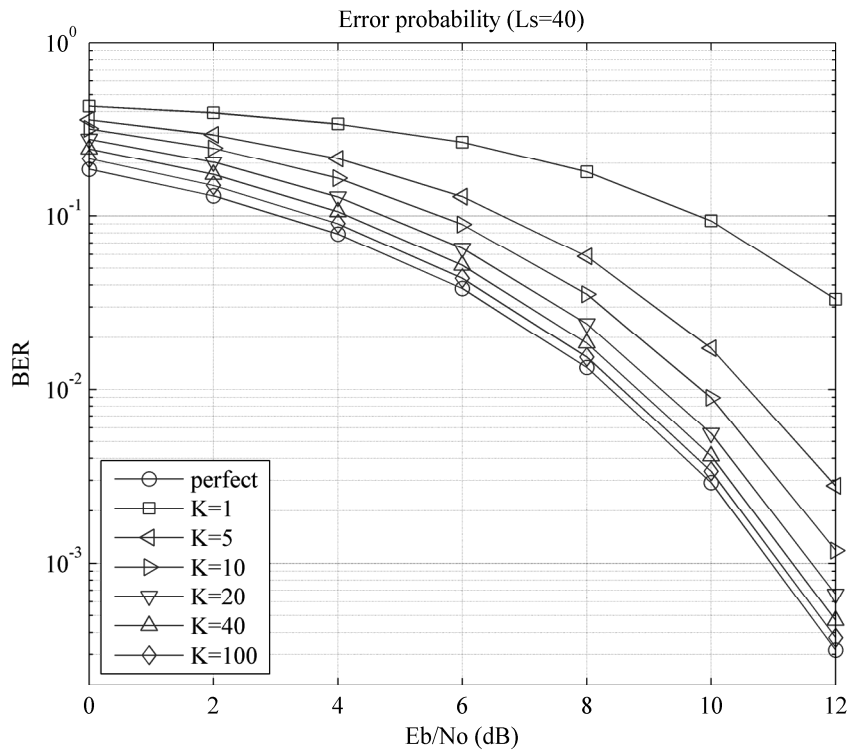
Οπότε στην περίπτωση ιδανικής εκτίμησης, ή διαφορετικά, της ακριβούς γνώσης των κυματομορφών στο δέκτη, το BER εκφράζεται ως εξής,

$$BER = Q\left(\frac{M_0}{\sigma_g}\right) \quad (5.26)$$

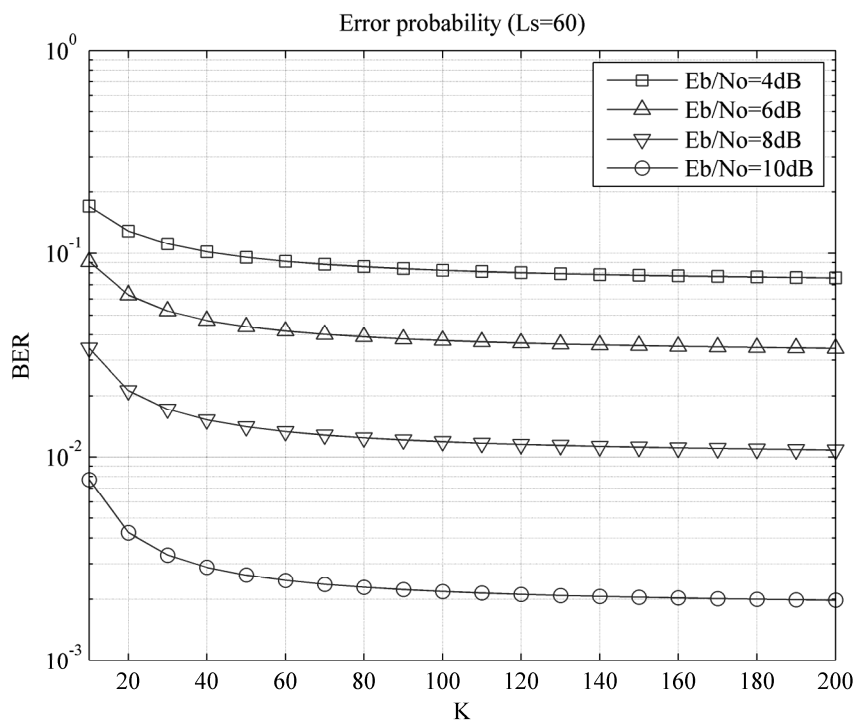
### 5.2.3 Αποτελέσματα

Στην παραπάνω ανάλυση θεωρήσαμε σταθερές τις παραμέτρους του καναλιού  $(\alpha_{k,l}, \tau_{k,l})$ . Με άλλα λόγια στις εξισώσεις 5.24 και 5.26 δεν υπεισέρχεται η τυχαιότητα του καναλιού, δηλαδή η διάλειαση μικρής κλίμακας (small scale fading) που όπως εξηγήθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο ακολουθεί λογαριθμοκανονική στατιστική. Για να αποκτήσουμε την πιθανότητα σφάλματος στο στοχαστικό κανάλι εσωτερικού χώρου, παράγουμε 1000 διαφορετικές κρουστικές αποκρίσεις, σύμφωνα με το ορισμό της εξίσωσης 5.4 για το μοντέλο IEEE 802.15.3a, μέσα από πρόγραμμα προσομοίωσης, με σκοπό την εύρεση για κάθε ένα από αυτά του αντίστοιχου BER. Το τελικό BER βρίσκεται υπολογίζοντας τη μέση τιμή των 1000 στιγμιαίων BERs.

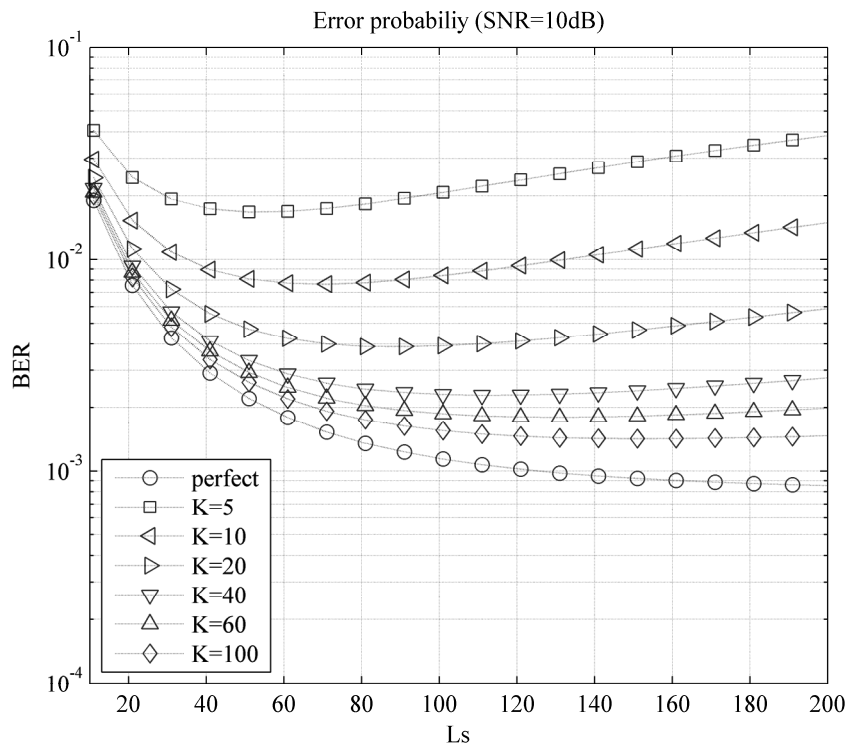
Για τις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο καναλιού CM1. Το εύρος των παλμών είναι,  $T_p = 300psec$  και η περίοδος,  $T_f = 100nsec$ . Ο δείκτης διαμόρφωσης είναι  $\Delta = 1nsec$ , ώστε τα σύμβολα να είναι ορθογωνικά. Το σχήμα 5.4 δείχνει το BER συναρτήσει του λόγου σήματος προς θόρυβο,  $E_b / N_0$  για διάφορες τιμές πιλοτικών παλμών  $K$ , για την περίπτωση μη ιδανικής εκτίμησης και της ιδανικής για σύγκριση. Το πλήθος των taps του προσαρμοσμένου φίλτρου είναι  $L_s = 40$ . Όπως μπορούμε να δούμε στο σχήμα αυτό, όσο αυξάνει ο αριθμός των πιλοτικών παλμών τόσο πιο ακριβής γίνεται η εκτίμηση των κυματομορφών και για μεγάλο πλήθος, άνω των 100 παλμών, η εκτίμηση τείνει να γίνει τέλεια. Αυτό συμπεραίνεται από την εξίσωση 5.13, καθώς ο θόρυβος  $n_x(t)$  έχει διακύμανση αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού  $K$ , που ορίζεται στην εξίσωση 5.12. Η εξάρτηση του BER παριστάνεται γραφικά στο σχήμα 5.5, για διαφορετικές τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο, με  $L_s = 60$ . Μετά από μερικές δεκάδες (50-60) πιλοτικών παλμών, η διαφορά στο BER είναι αρκετά μικρή, της τάξεως του 0.1%, στην περίπτωση,  $E_b / N_0 = 10dB$ .



**Σχήμα 5.4** BER vs  $E_b / N_0$ , για διαφορετικές τιμές του αριθμού των πιλοτικών παλμών



**Σχήμα 5.5** BER vs K, με  $L_s=60$  για διάφορες τιμές σήματος προς θόρυβο.



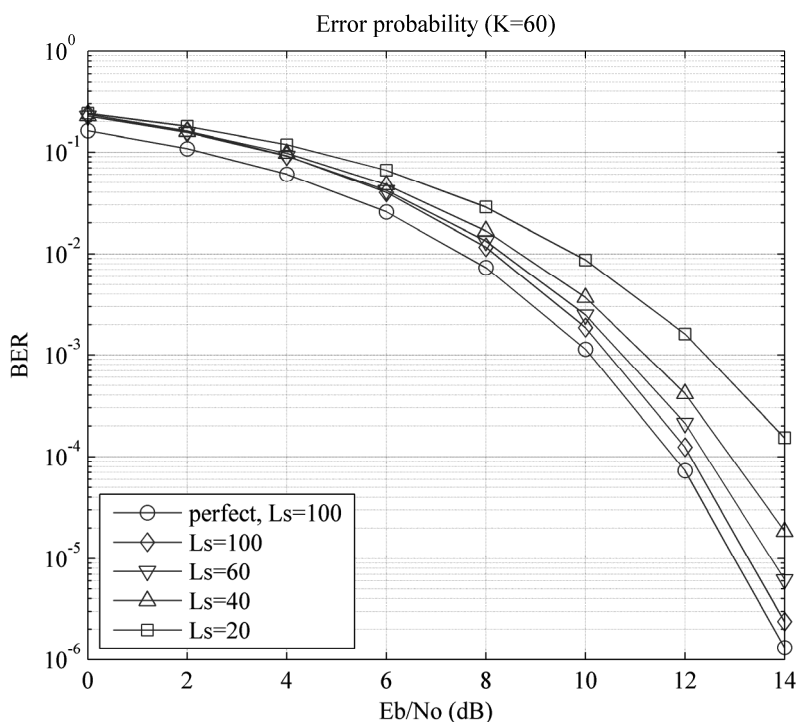
**Σχήμα 5.6** BER vs  $L_s$ ,  $E_b / N_0 = 10\text{dB}$

Στο σχήμα 5.6, βλέπουμε πως εξαρτάται το BER από το πλήθος των taps των συσχετιστών, για διάφορες τιμές της παραμέτρου  $K$ . Είναι ενδιαφέρουσα διαπίστωση, η ύπαρξη ελαχίστου, στο οποίο η αντίστοιχη τιμή για το  $L_s$  αυξάνει με την αύξηση του  $K$ . Αυτό μπορεί να εξηγηθεί εξετάζοντας την εξίσωση 5.13. Καθώς ο αριθμός των taps ( $L_s$ ) αυξάνει, η τιμή του  $M_0$  αυξάνει επίσης, συντελώντας σε καλύτερη τιμή για το λόγο σήματος προς θόρυβο στη στάθμη απόφασης, αν αναλογιστούμε μόνο τον όρο  $N_1$ . Αυτό διακρίνεται και στην περίπτωση τέλει εκτίμησης (καμπύλη: perfect) του σχήματος 5.6, στην οποία δεν εμφανίζεται ελάχιστο. Ωστόσο, στην περίπτωση μη ιδανικής εκτίμησης όσο μεγαλύτερος ο αριθμός των taps, τόσο μεγαλύτερος είναι και ο θόρυβος, που δηλώνεται με τους όρους  $N_2, N_p$ , ο οποίος φαίνεται να είναι αρκετά μεγάλος ώστε να μειώσει το λόγο σήματος προς θόρυβο της στάθμης απόφασης, έχοντας ως αποτέλεσμα χειρότερο BER, για μεγαλύτερες τιμές του  $L_s$ . Πάντως το φαινόμενο αυτό είναι περισσότερο σημαντικό για σχετικά χαμηλές τιμές του  $K$ . Δεν πρέπει παρόλα αυτά να αγνοήσει κανείς το χρόνο που θα χρειαστεί κανείς για τη διαδικασία της εκτίμησης, που αυξάνει ανάλογα με το  $K$ . Για παράδειγμα με  $K=100$



και  $T_f=100\text{nsec}$ , απαιτούνται τουλάχιστον  $K^* T_f=10\mu\text{sec}$  μόνο για την εκτίμηση. Αναπόφευκτα ελαττώνεται ο ρυθμός αποστολής δεδομένων.

Στο σχήμα 5.7 παριστάνεται γραφικά το BER σαν συνάρτηση του λόγου σήματος προς θόρυβο για διαφορετικές τιμές του  $L_s$ . Ενδεικτικά απεικονίζεται και η ιδανική περίπτωση για σύγκριση. Στην περιοχή με χαμηλό λόγο  $E_b / N_0$ , (κάτω από 6dB) δεν παρατηρείται σημαντική βελτίωση του BER καθώς το  $L_s$  αυξάνει. Σε αυτή την περιοχή η κύρια αιτία της εμφάνισης σφάλματος είναι ο θερμικός θόρυβος και χρειαζόμαστε όσο το δυνατό περισσότερους πιλοτικούς παλμούς για τη μείωσή του, τουλάχιστον στη διαδικασία εκτίμησης, ώστε να καλυφθεί η διαφορά με την καμπύλη που απεικονίζει την ιδανική περίπτωση. Στην περιοχή μεγαλύτερου  $E_b / N_0$  (πάνω από 8-10dB) η αύξηση των taps του φίλτρου έχει θετική επίδραση, αν και για τιμές μεγαλύτερες από μερικές δεκάδες ( $L_s > 40$ ) δεν βελτιώνεται δραματικά.

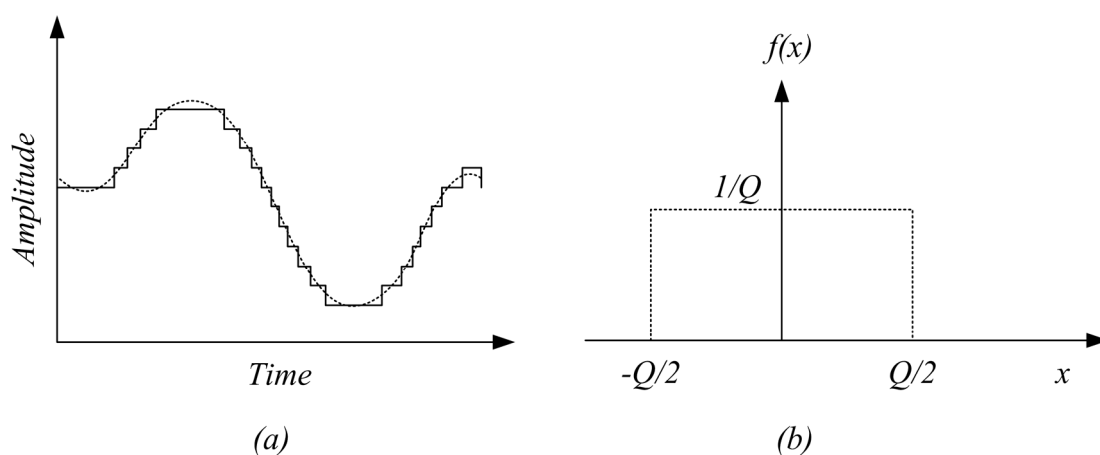


**Σχήμα 5.7** BER vs  $E_b / N_0$ , για διάφορες τιμές  $L_s$  με 60 πιλοτικούς παλμούς

## 5.3 Βαθμίδα αναλογικού σε ψηφιακό (ADC)

### 5.3.1 Οι περιορισμοί της βαθμίδας ADC

Κατά τη διαδικασία μετατροπής του αναλογικού σήματος, που λαμβάνει η κεραία του δέκτη, σε ψηφιακό, επιπλέον θόρυβος εισάγεται στο δέκτη κυρίως εξ' αιτίας δύο σημαντικών σφαλμάτων, το σφάλμα κβάντισης (quantization error) και το σφάλμα τρόμου φάσης (jitter error) [6, 7]. Το πρώτο δίνεται στο σχήμα 5.8(α) και είναι το αποτέλεσμα της διαφοράς μεταξύ της αναλογικής τάσεως στην είσοδο του αναλογικοψηφιακού μετατροπέα (ADC) και της ψηφιοποιημένης τάσης στην έξοδό του, αφού η δεύτερη προσεγγίζεται στην πιο κοντινή στάθμη που καθορίζει η δύφια ανάλυση (bit resolution) του ADC. Αν ο ADC έχει ανάλυση  $N$ -bits, αυτό σημαίνει πως η έξοδός του είναι ένας ψηφιακός δυαδικός αριθμός με  $2^N$  διαφορετικές τιμές από 0 έως  $2^N - 1$ , αν θεωρήσουμε μόνο θετικές τιμές. Κάθε ADC επιτρέπει στην είσοδό του μια μέγιστη τιμή πλάτους σήματος ώστε να μην υπάρχει ψαλιδισμός. Ας υποθέσουμε πως αυτό το πλάτος είναι το ίδιο με το πλάτος του σήματος εισόδου ( $V_{pp}$ ) από άκρο σε άκρο (peak to peak). Τότε το βήμα κβάντισης  $Q$ , ισούται με,  $Q = V_{pp} / 2^N$ . Η τιμή μιας τάσης στην είσοδο αντιστοιχίζεται στον πλησιέστερο δυαδικό αριθμό  $N$  ψηφίων και η τιμή της διαφοράς εισόδου-εξόδου παίρνει τιμές από  $-Q/2$  έως  $Q/2$ .



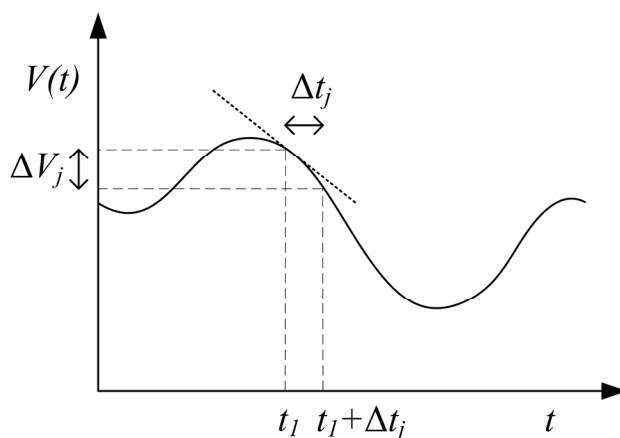
**Σχήμα 5.8** (α). Ψηφιοποίηση αναλογικού συνεχούς σήματος σε διακριτό κβαντισμένο. (β). Ομοιόμορφη κατανομή  $f(x)$ , του σφάλματος κβάντισης  $x$ .

Το σήμα εισόδου μπορεί να πάρει τυχαία οποιαδήποτε τιμή εντός ενός βήματος κβάντισης, θεωρώντας όλες τις περιπτώσεις ισοπίθανες. Οπότε η κατανομή του σφάλματος κβάντισης είναι σταθερή συνάρτηση στο εύρος τιμών  $[-Q/2, Q/2]$  (uniform distribution), όπως διακρίνεται στο σχήμα 5.8(b). Είναι προφανές πως η μέση τιμή είναι μηδέν και είναι εύκολο να αποδείξουμε ότι η τυπική απόκλιση είναι,  $\sigma_q = \frac{Q}{\sqrt{12}}$ , υπολογίζοντας τη διακύμανση ως εξής,

$$\sigma_q^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 f(x) dx = \frac{1}{Q} \int_{-\frac{Q}{2}}^{+\frac{Q}{2}} x^2 dx = \frac{2}{Q} \int_0^{\frac{Q}{2}} x^2 dx = \frac{2}{Q} \frac{Q^3}{24} = \frac{Q^2}{12} \quad (5.27)$$

Το δεύτερο σφάλμα, που απασχολεί αυτή τη μελέτη, είναι ο τρόμος φάσης (jitter) και είναι το αποτέλεσμα της πεπερασμένης χρονικής ακρίβειας στη διαδικασία δειγματοληψίας του ADC. Το γεγονός είναι πως υπάρχει μια αβεβαιότητα στη χρονική στιγμή που λαμβάνεται ένα δείγμα της αναλογικής τάσης. Αυτό το φαινόμενο παριστάνεται στο σχήμα 5.9.

Ας ονομάσουμε το αναλογικό σήμα εισόδου στον ADC,  $V(t)$ . Εστιάζουμε τη χρονική στιγμή λήψης ενός δείγματος,  $t_1$ , που αντιστοιχεί σε ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της περιόδου δειγματοληψίας. Εξ' αιτίας του φαινομένου jitter, το δείγμα που πραγματικά λαμβάνει είναι εκείνο τη χρονική στιγμή  $t_1 + \Delta t_j$ , όπου το  $\Delta t_j$  είναι μια τυχαία χρονική μετατόπιση, που θεωρούμε πως ακολουθεί κανονική κατανομή με μέση τιμή μηδέν και τυπική απόκλιση  $\sigma_j$ .



**Σχήμα 5.9** Απεικόνιση του σφάλματος τρόμου φάσης (jitter error).

Τότε το αντίστοιχο σφάλμα στην τάση, είναι  $\Delta V_j = V(t_1 + \Delta t_j) - V(t_1)$ . Την έκφραση αυτή τη γράφουμε ως εξής,

$$\Delta V_j = V(t_1 + \Delta t_j) - V(t_1) = \left[ \frac{V(t_1 + \Delta t_j) - V(t_1)}{\Delta t_j} \right] \Delta t_j \quad (5.28)$$

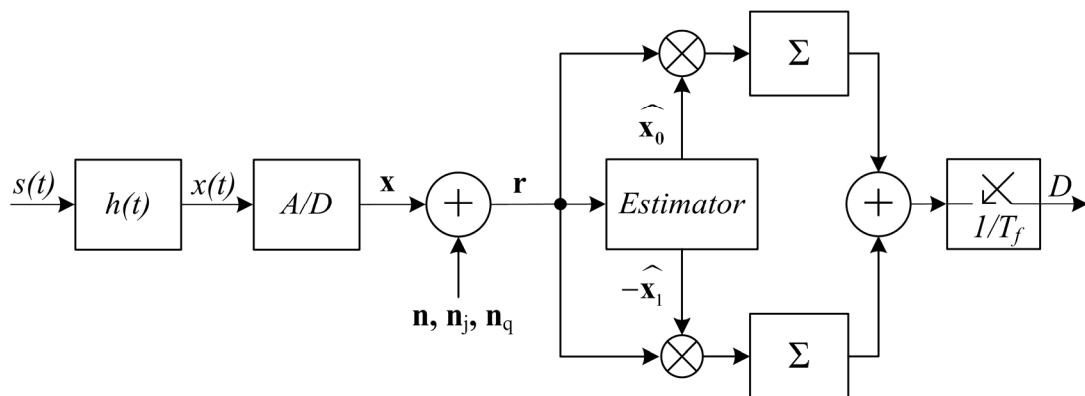
Για μικρές σχετικά τιμές του  $\Delta t_j$ , μπορούμε να προσεγγίσουμε την παράσταση στις αγκύλες με την πρώτη παράγωγο του  $V(t)$ , ώστε να έχουμε,

$$\Delta V_j \approx \left[ \frac{dV(t)}{dt} \right]_{t=t_1} \Delta t_j = \Delta t_j V'(t_1) \quad (5.29)$$

### 5.3.2 Ανάλυση της πιθανότητας σφάλματος

Η σηματοδοσία που ακολουθούμε είναι η ίδια της παραγράφου 5.2.1 καθώς και το μοντέλο για το δέκτη. Δίνοντας έμφαση στη διαδικασία μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό, το μοντέλο για την αποστολή και λήψη φαίνεται στο σχήμα 5.10. Το εκπεμπόμενο σήμα  $s(t)$  διαδίδεται στο ασύρματο κανάλι εσωτερικού χώρου με κρουστική απόκριση  $h(t)$ , λαμβάνεται από το δέκτη και μετατρέπεται σε ψηφιακό και διακριτό στο χρόνο. Για την ανίχνευση και αποδιαμόρφωση των δεδομένων χρησιμοποιείται το προσαρμοσμένο φίλτρο που περιγράφηκε στην παράγραφο 5.2.2. Οι παραδοχές που κάνουμε σε αυτή την περίπτωση είναι πως ο δέκτης έχει ακριβή γνώση των λαμβανόμενων κυματομορφών για τα δύο σύμβολα, ο συγχρονισμός για τα δεδομένα θεωρείται επιτυχής και πως δεν υπάρχει διασυμβολική παρεμβολή. Επιπλέον το προσαρμοσμένο φίλτρο περιέχει όλα τα taps που χρειάζονται για την αποθήκευση των προτύπων και όχι μερική επιλογή όπως προηγουμένως. Με έντονη γραφή δηλώνουμε διανύσματα, δηλαδή πίνακες με τα δείγματα του σήματος στο δέκτη. Όπως διακρίνεται στο σχήμα στο δέκτη εισάγονται τρεις τύποι θορύβου. Αυτοί είναι, ο συνολικός λευκός προσθετικός θόρυβος ( $\mathbf{n}$ ), κανονικής κατανομής με ισχύ  $\frac{N_0}{2}$ , ο θόρυβος λόγω jitter ( $\mathbf{n}_j$ ) και ο όρος θορύβου κβάντισης ( $\mathbf{n}_q$ ). Το λαμβανόμενο διακριτό σήμα,  $\mathbf{r}$ , δίνεται από τη σχέση,

$$\mathbf{r} = \mathbf{x} + \mathbf{n} + \mathbf{n}_j + \mathbf{n}_q \quad (5.30)$$



**Σχήμα 5.10** Το σύστημα εκπομπής-λήψης για τη μελέτη της επίδρασης του ADC.

Όλα τα διανύσματα έχουν μήκος  $N_f = T_f \cdot f_s$ , όπου  $T_f$  η περίοδος των bits και  $f_s$  η συχνότητα δειγματοληψίας (sampling frequency). Οι όροι θορύβου της εξίσωσης 5.30 ορίζονται από τις σχέσεις,

$$\begin{aligned} \mathbf{n} &\sim N(0, \sigma_n^2), \sigma_n^2 = \frac{N_0}{2} \\ \mathbf{n}_j &\sim N(0, \sigma_{ju}^2), \sigma_{ju}^2 = \sigma_j^2 (\mathbf{x}')^T \mathbf{x}' \\ \mathbf{n}_q &\sim U\left(-\frac{Q}{2}, \frac{Q}{2}\right), \sigma_q = \frac{Q}{\sqrt{12}} \end{aligned} \quad (5.31)$$

όπου, το  $\mathbf{x}'$  προκύπτει από τη διακριτή μορφή της πρώτης παραγώγου του σήματος, λαμβάνοντας υπόψη τη μορφή των παλμών,  $w(t)$  σύμφωνα με τη σχέση,

$$\frac{d}{dt} x(t) = \frac{d}{dt} \sum_{l=0}^{L-1} a_l s(t - \tau_l) = \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{E_b} \frac{d}{dt} w(t - jT_f - b_j \Delta - \tau_l) \quad (5.32)$$

όπου  $\alpha_l, \tau_l$ , οι παράμετροι του καναλιού,  $E_b$  η ενέργεια ανά bit,  $b_j$  είναι τα bit δεδομένων, με τιμές 0 και 1,  $\Delta$  είναι ο δείκτης διαμόρφωσης. Κάτω από την προϋπόθεση πως δεν παρεμβάλλονται οι λαμβανόμενοι παλμοί βρίσκουμε την έκφραση για τη στάθμη απόφασης τη χρονική στιγμή  $t = T_f$ , στην περίπτωση που έχουμε στείλει bit '0', ως εξής,

$$\begin{aligned}
D_0 &= \mathbf{r}_0^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) = (\mathbf{x}_0 + \mathbf{n} + \mathbf{n}_j + \mathbf{n}_q)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) = \\
&= \mathbf{x}_0^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) + (\mathbf{n} + \mathbf{n}_j + \mathbf{n}_q)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) = \\
&= \mathbf{x}_0^T \mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_0^T \mathbf{x}_1 + (\mathbf{n} + \mathbf{n}_j + \mathbf{n}_q)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) = \\
&= R_{xx}(0) - R_{xx}(\Delta) + (\mathbf{n} + \mathbf{n}_j)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1) + \mathbf{n}_q^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)
\end{aligned}$$

Από την οποία τελικά έχουμε,

$$D_0 = R_{xx}(0) - R_{xx}(\Delta) + N_n + N_q \quad (5.33)$$

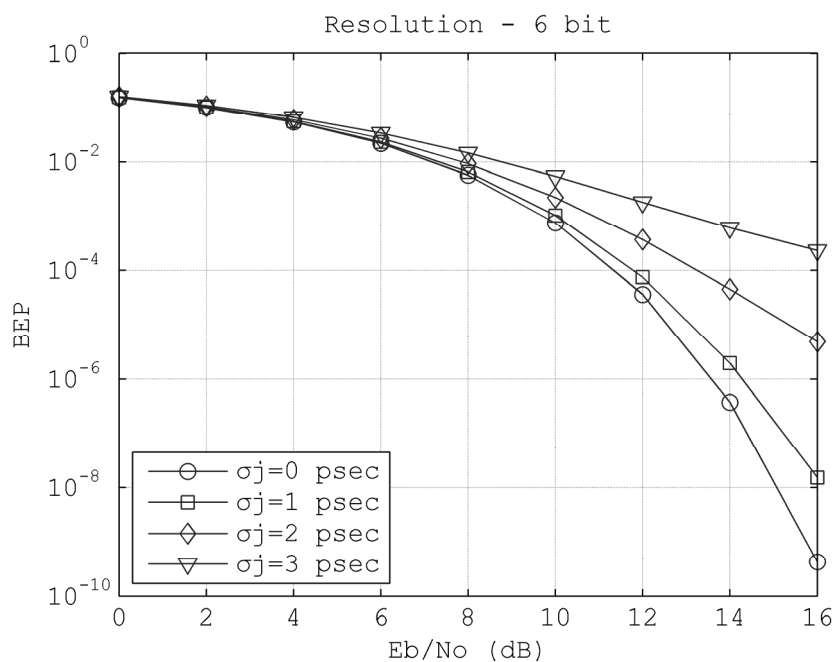
όπου,  $R_{xx}(\tau)$  είναι η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του διανύσματος  $\mathbf{x}$  για μετατόπιση  $\tau$ ,  $N_n = (\mathbf{n} + \mathbf{n}_j)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)$  είναι τυχαία διαδικασία κανονικής κατανομής που περιλαμβάνει το θερμικό θόρυβο και το θόρυβο λόγω jitter, και ορίζεται ως,  $N_n \sim N(0, \sigma_{g1}^2)$ ,  $\sigma_{g1}^2 = (\sigma_n^2 + \sigma_{jit}^2)(\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)$  και  $N_q = \mathbf{n}_q^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)$  είναι ο θόρυβος λόγω κβάντισης και είναι ένα άθροισμα  $N_f$  τυχαίων όρων ομοιόμορφης κατανομής. Επειδή το πλήθος  $N_f$  είναι συνήθως ένας μεγάλος αριθμός, μπορούμε να κάνουμε χρήση του θεωρήματος κεντρικού ορίου [8], σύμφωνα με το οποίο προσεγγίζουμε την κατανομή του  $N_q$  με την κανονική κατανομή, με διακύμανση  $\sigma_{g2}^2$ , ώστε να έχουμε,  $N_q \sim N(0, \sigma_{g2}^2)$ ,  $\sigma_{g2}^2 = \sigma_q^2 (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)^T (\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_1)$ . Οπότε η στάθμη απόφασης είναι μια τυχαία μεταβλητή κανονικής κατανομής με τυπική απόκλιση  $\sqrt{\sigma_{g1}^2 + \sigma_{g2}^2}$ , επομένως η πιθανότητα σφάλματος εκφράζεται με τη σχέση,

$$P_e = Q\left(\frac{R_{xx}(0) - R_{xx}(\Delta)}{\sqrt{\sigma_{g1}^2 + \sigma_{g2}^2}}\right) \quad (5.34)$$

Είναι εύκολο να διαπιστώσει κανείς ότι η ίδια σχέση ισχύει και στην περίπτωση που στέλνουμε λογικό '1' και αυτή η πιθανότητα σφάλματος ταυτίζεται με το BER για δυαδική διαμόρφωση και θεωρώντας πως τα δύο σύμβολα έχουν ίση πιθανότητα εμφάνισης.

### 5.3.3 Αποτελέσματα

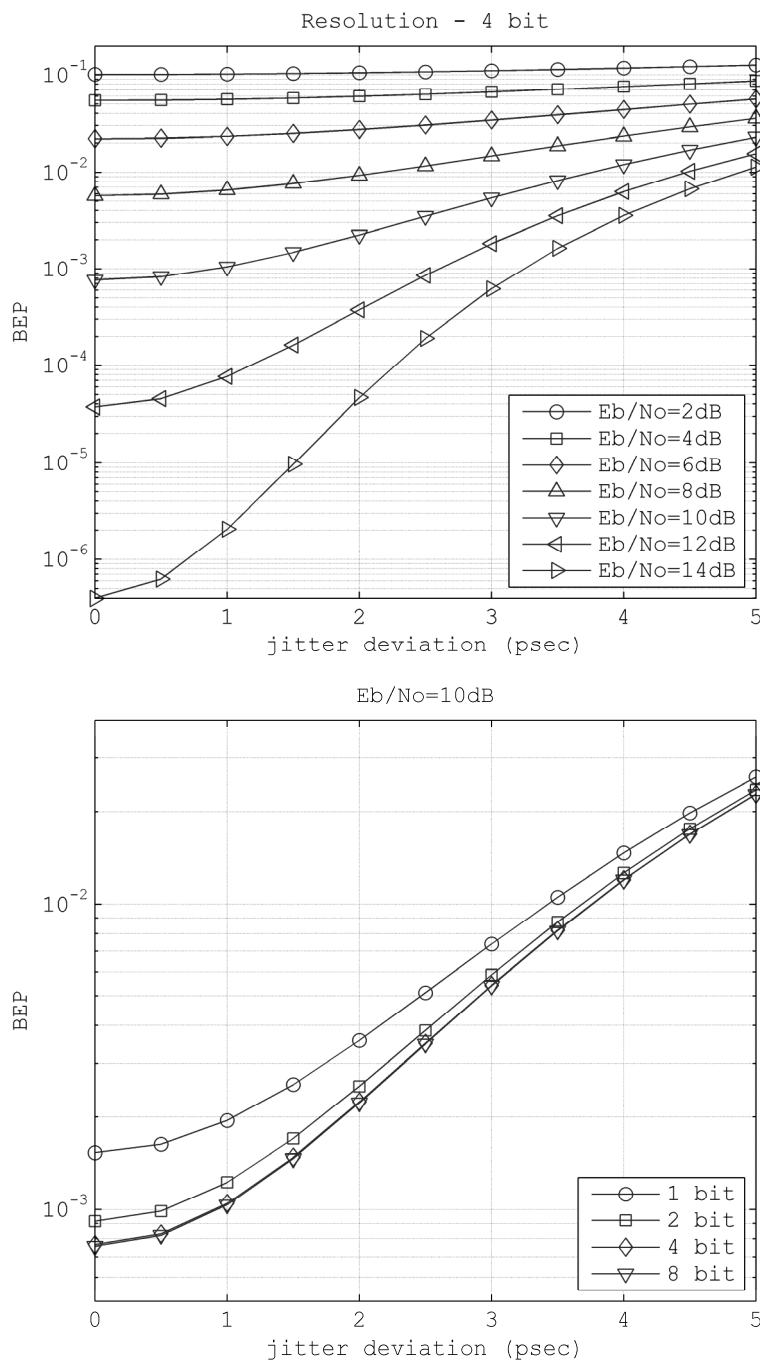
Μετά την ανάλυση πιο πάνω, υπολογίζουμε τη συνολική πιθανότητα σφάλματος (Bit Error Probability, BEP), αριθμητικά κάνοντας χρήση της εξίσωσης 5.34, πάνω σε 1000 διαφορετικά κανάλια σύμφωνα με το μοντέλο IEEE 802.15.3a CM1 και παίρνοντας τη μέση τιμή. Για τις προσομοιώσεις οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν είναι: το εύρος των παλμών  $T_p = 200 \text{ psec}$ , ο δείκτης διαμόρφωσης  $\Delta = 1 \text{ nsec}$ , η περίοδος των παλμών  $T_f = 100 \text{ nsec}$ , η συχνότητα δειγματοληψίας  $f_s = 20 \text{ G samples/sec}$ . Στο σχήμα 5.11 παριστάνεται γραφικά η πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει του λόγου σήματος προς θόρυβο, για διάφορες τιμές της τυπικής απόκλισης για το jitter,  $\sigma_j$ .



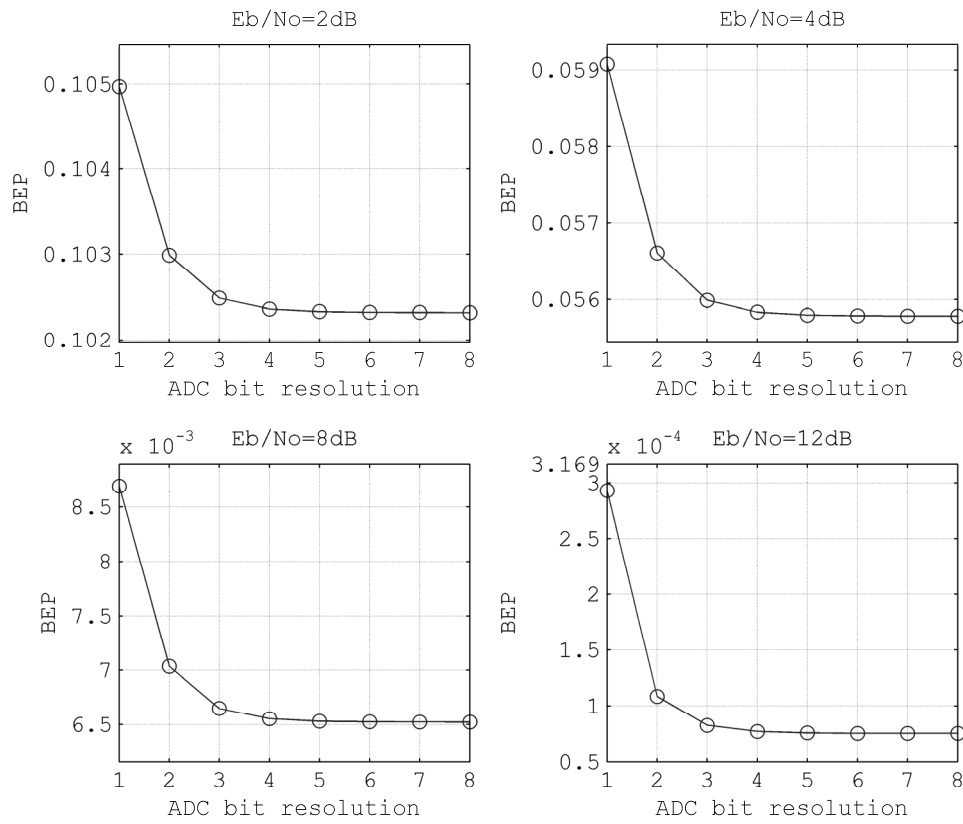
**Σχήμα 5.11** Πιθανότητα σφάλματος ως συνάρτηση του λόγου σήματος προς θόρυβο ( $E_b / N_0$ ) για διάφορες τιμές του  $\sigma_j$ , με 6-bit ανάλυση του ADC.

Ένα ερώτημα που προκύπτει σχετικά με το jitter, είναι πόσο μεγάλες τιμές δεχόμαστε για την αβεβαιότητα στο χρόνο ώστε η προσέγγιση της εξίσωσης 5.29 να ισχύει. Στη μελέτη αυτή λαμβάνεται υπόψη η ανάλυση που προκύπτει στο χρόνο βάσει της δειγματοληψίας, που είναι 50psec. Το φάσμα των παλμών εκτείνεται έως τα 10GHz περίπου και η συχνότητα δειγματοληψίας τέθηκε ώστε να μη χαθεί πληροφορία, σύμφωνα με το θεώρημα Nyquist. Διατηρούμε τις τιμές του jitter σχετικά χαμηλές βάσει της ανάλυσης των 50psec. Θεωρήθηκε ανώτερη τιμή στο 10% αυτής της τιμής, δηλαδή 5psec. Στο σχήμα 5.11 βλέπουμε πως το jitter αποτελεί σημαντικό παράγοντα αύξησης του σφάλματος, ιδιαίτερα σε περιοχές με μεγάλο λόγο σήματος προς θόρυβο, πάνω από 8-10dB. Στο σχήμα 5.12 απεικονίζεται η πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει του jitter. Στην πάνω γραφική παράσταση θέτουμε την ανάλυση του ADC στα 4-bit και οι καμπύλες αντιστοιχούν σε διάφορες τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR). Και πάλι διαπιστώνουμε, ιδιαίτερα σε περιοχές μεγάλου SNR, πως η επίδραση του jitter είναι σημαντική. Στο κάτω γράφημα θέτουμε σταθερά το SNR στα 10dB και μεταβάλλουμε την ανάλυση του ADC. Οι καμπύλες ακολουθούν περίπου την ίδια μορφή που δείχνουν την εξάρτηση από το jitter, παρόλα αυτά διαπιστώνουμε πως για ανάλυση άνω των 4-bits, οι καμπύλες ταυτίζονται. Η εξάρτηση της πιθανότητας σφάλματος με την ανάλυση του ADC διακρίνεται καλύτερα στο σχήμα 5.13. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η διαπίστωση πως η αύξηση της διακριτικής ικανότητας του ADC πάνω από 4-5 bits έχει αμελητέα επίδραση στην απόδοση του συστήματος. Την ίδια συμπεριφορά παρατηρούμε σε όλη την περιοχή σηματοθορυβικού λόγου. Η επιλογή μιας διάταξης ADC των 4-bits κρίνεται ως ιδανική ως προς την απόδοση του συστήματος.





**Σχήμα 5.12** Η πιθανότητα σφάλματος σαν συνάρτηση του jitter, μεταβάλλοντας το λόγο σήματος προς θόρυβο (πάνω), με ανάλυση του ADC 4-bit και μεταβάλλοντας την ανάλυση του ADC για  $E_b / N_0 = 10\text{dB}$  (κάτω).



**Σχήμα 5.13** Η πιθανότητα σφάλματος σαν συνάρτηση της ανάλυσης του ADC, με τυπική απόκλιση για το jitter  $\sigma_j = 1\text{psec}$ .

**ΑΝΑΦΟΡΕΣ**

- [1] Georgios Tatsis, Constantinos Votis, Vasilis Christofilakis, Panos Kostarakis, Leonidas Ivrisimtzis, " BER performance of an Ultra-Wideband Impulse Radio Correlation Receiver ", (SUBMITTED FOR PUBLICATION)
- [2] Giorgos Tatsis, Constantinos Votis, Vasilis Raptis, Vasilis Christofilakis, Spyridon K. Chronopoulos, Panos Kostarakis, "Performance of UWB-Impulse Radio Receiver Based on Matched Filter Implementation with Imperfect Channel Estimation", in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.
- [3] Giorgos Tatsis, Constantinos Votis, Vasilis Raptis, Vasilis Christofilakis, Panos Kostarakis, "A/D restrictions (errors) in Ultra-Wideband Impulse Radios", International Journal of Communications, Network and System Sciences, Vol. 3, No. 5, May 2010.
- [4] Marvin K. Simon, "Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables", Springer 2006, pp. 49-51
- [5] Andrew G. Glen, Lawrence M. Leemis, John H. Drew, "Computing the distribution of the product of two continuous random variables", Computational Statistics and Data Analysis 44 (3), pp. 451-464, 2004.
- [6] V.N. Christofilakis, A.A. Alexandridis, P. Kostarakis, K.P. Dangakis, "Software Defined Radio Implementation aspects related to the ADC performance", In Proceedings of the 6th International Multiconference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC 2002), pp. 3231-3239, July 7-11 2002, Crete, Greece.
- [7] Andrew Fort, Mike Chen, Robert W. Brodersen, Claude Desset, Piet Wambacq, Leo Van Biesen, "Impact of sampling jitter on mostly-digital architectures for UWB bio-medical applications", ICC 2007 proceedings, 24-28 June 2007, pp. 5769-5774.
- [8] Athanasios Papoulis, S. Unnikrishna Pillai, "Probability, Random variables and Stochastic Process", McGraw-Hill, 2002.



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

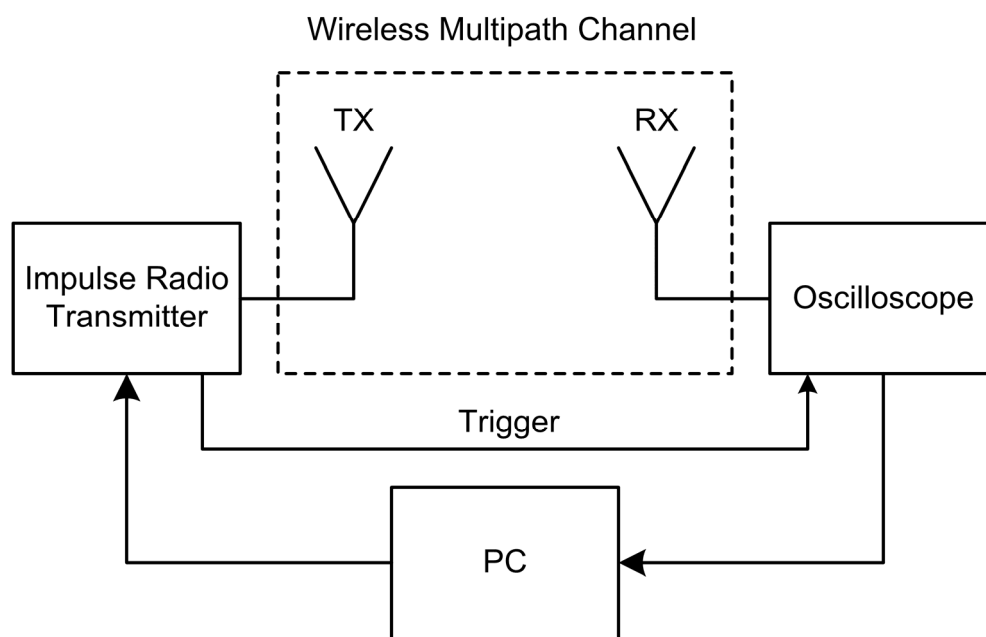
## ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

### 6.1 Εισαγωγή

Σε αυτή την ενότητα δίνονται λεπτομερώς οι πειραματικές διαδικασίες με βάση τις οποίες πραγματοποιήθηκαν, η ασύρματη εκπομπή και λήψη δεδομένων με τεχνικές UWB Impulse Radio, καθώς και ο χαρακτηρισμός του ασύρματου καναλιού εσωτερικού χώρου. Όσον αφορά στη μετάδοση δεδομένων ακολουθήθηκε η φιλοσοφία του Software Radio με όσο το δυνατόν ρεαλιστικές συνθήκες, ώστε να προσεγγίζουν μια επικοινωνία σε πραγματικό χρόνο. Το ρόλο του δέκτη κατέχουν ένας παλμογράφος και ένας προσωπικός υπολογιστής ο οποίος αναλαμβάνει την επεξεργασία των δεδομένων από τον παλμογράφο. Όσον αφορά στη μέτρηση των χαρακτηριστικών του ασύρματου καναλιού η έρευνα προσανατολίστηκε τόσο σε διάλειψη μεγάλης κλίμακας (large scale fading), που περιλαμβάνει τις απώλειες μετάδοσης (path loss) και το φαινόμενο σκίασης (shadowing effect), όσο και μικρής κλίμακας (small scale fading), όπου παρέχονται οι χρονικές ιδιότητες διεύρυνσης στο χρόνο (spread delays), όπως το mean excess delay spread και το RMS delay spread, καθώς και το πλήθος των σημαντικότερων διαδρομών.

### 6.2 Ασύρματη εκπομπή και λήψη

Στο σχήμα 6.1 διακρίνεται το σχηματικό διάγραμμα της διάταξης που ακολουθήθηκε με σκοπό την αποστολή και λήψη δεδομένων. Χρησιμοποιήθηκαν ο πομπός και οι κεραιές που περιγράφηκαν στις παραγράφους 3.2 και 3.3 αντίστοιχα. Οι μετρήσεις ασύρματης μετάδοσης έλαβαν χώρα σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με αποστάσεις μεταξύ των κεραιών από 3 έως 6 μέτρα. Στην είσοδο του παλμογράφου έγινε χρήση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier, LNA).



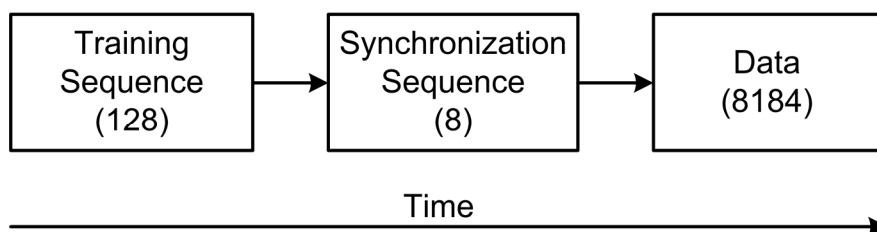
**Σχήμα 6.1** Σχηματικό διάγραμμα ασύρματης εκπομπής-λήψης δεδομένων

Η επεξεργασία της λαμβανόμενης κυματομορφής πραγματοποιείται εξ ολοκλήρου σε επίπεδο software στον ηλεκτρονικό υπολογιστή. Η ανίχνευση σήματος γίνεται με χρήση προσαρμοσμένου ψηφιακού φίλτρου. Για το λόγο αυτό, ο δέκτης πρέπει να κάνει μια εκτίμηση των λαμβανόμενων κυματομορφών για τα διαφορετικά σύμβολα. Η ακολουθία των εκπεμπόμενων παλμών διακρίνεται στο σχήμα 6.2. Αρχικά στέλνουμε μια ακολουθία από 128 παλμούς χωρίς διαμόρφωση (Training sequence) ώστε να επιτευχθεί η εκτίμηση της λαμβανόμενης κυματομορφής. Οι παλμοί αυτοί προστίθενται και υπολογίζεται η μέση τιμή με σκοπό τη μείωση του θορύβου. Στη συνέχεια στέλνεται μια γνωστή, ψευδοτυχαία, ακολουθία από 8 παλμούς διαμορφωμένους, με στόχο την ανίχνευση της θέσης τους για το συγχρονισμό των δεδομένων που ακολουθούν. Με τον τρόπο αυτό τίθεται η χρονική στιγμή  $t=0$  της άφιξης του πρώτου bit δεδομένων.

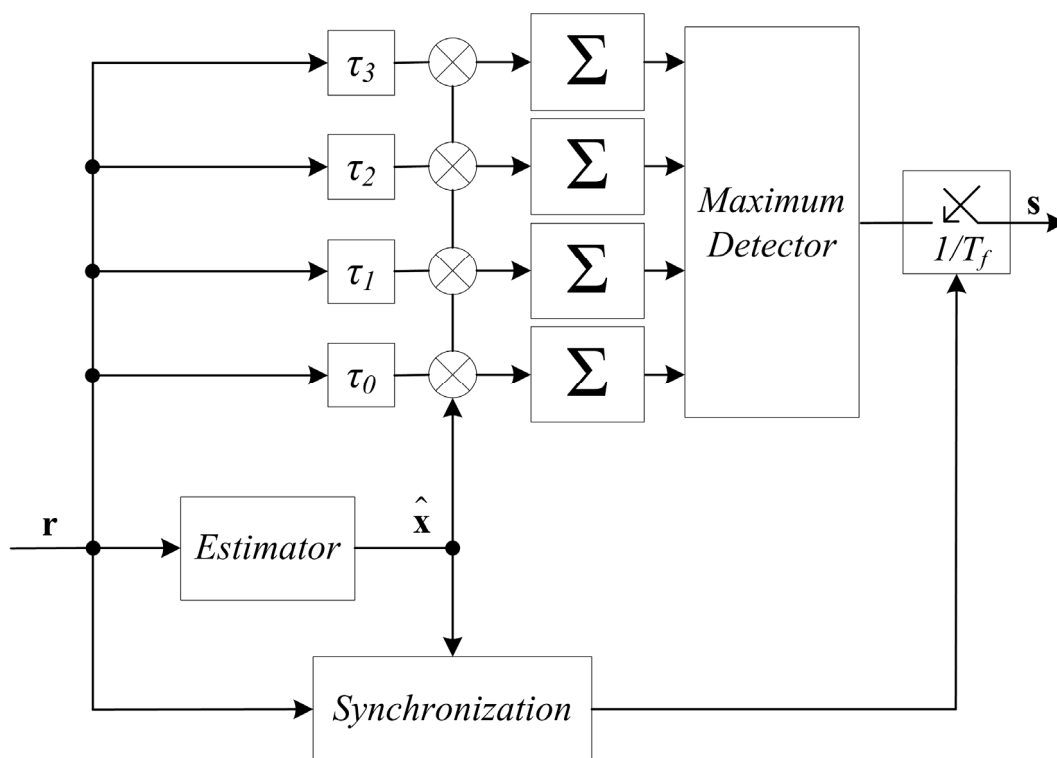
Για τα δεδομένα στέλνονται 8184 σύμβολα. Οι παραπάνω τιμές μπορούν να είναι οποιεσδήποτε αρκεί να είναι γνωστή στο δέκτη η διάρκεια του κάθε πακέτου παλμών. Η περίοδος αποστολής των πιλοτικών παλμών και των δεδομένων καθώς και τα χρονικά κενά μεταξύ των ακολουθιών ρυθμίζονται από το πρόγραμμα που υλοποιείται στον πομπό. Στα δεδομένα που δίνονται παρακάτω, αυτές οι τιμές είναι οι εξής: οι πιλοτικοί παλμοί έχουν περίοδο 160nsec, ενώ οι παλμοί για τα δεδομένα,

40nsec, που αντιστοιχεί σε συχνότητα 25MHz για τα σύμβολα, επομένως ο ρυθμός μετάδοσης είναι 50Mbps, για τετραδική διαμόρφωση. Μεταξύ των ακολουθιών υπάρχει ένα κενό των 280nsec. Με τις τιμές αυτές και για τυπικό ρεαλιστικό κανάλι, όπως αυτό του εργαστηρίου στο οποίο έγιναν τα πειράματα, αποφεύγουμε παρεμβολές μεταξύ των παλμών, η δε συνολική διάρκεια της ακολουθίας είναι,  $128*160+280+280+8*40+8184*40=348720\text{nsec}$ . Το συνολικό επίβαρο (overhead) των πιλοτικών παλμών και της ακολουθίας συγχρονισμού σχετικά με τη συνολική διάρκεια είναι,  $(128*160+280+280+8*40)/(348720)=0.0613$ , δηλαδή περίπου 6%.

Ακολουθείται η νοοτροπία της παραγράφου 5.2, με τη διαφορά ότι εδώ κάνουμε χρήση της τετραδικής σηματοδοσίας, QPPM, η οποία περιλαμβάνει ως ειδική περίπτωση την BPPM. Τα σύμβολα είναι οι αριθμοί 00, 01, 10, 11 που αντιστοιχούν σε τέσσερις διαφορετικές μετατοπίσεις στο χρόνο. Στο σχήμα 6.3 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα για τη λήψη των παλμών. Το προσαρμοσμένο φίλτρο αποτελείται από τέσσερις συσχετιστές (correlators) μετατοπισμένους στο χρόνο στις αντίστοιχες θέσεις των συμβόλων. Μετά το πέρας των παλμών εκτίμησης (training sequence) ο εκτιμητής (estimator) παρέχει την πρότυπη εικόνα του παλμού, τόσο στους τέσσερις συσχετιστές για την ανίχνευση των συμβόλων όσο και στη μονάδα συγχρονισμού (synchronization) η οποία επίσης κάνει χρήση της πράξης της συσχέτισης για την ομάδα των 8 ψευδοτυχαίων συμβόλων. Μόλις ανιχνευθεί η θέση της ομάδας τότε γίνεται γνωστή η χρονική στιγμή άφιξης των δεδομένων και πραγματοποιείται πλέον η αποδιαμόρφωσή τους.



**Σχήμα 6.2** Ακολουθία των εκπεμπόμενων παλμών

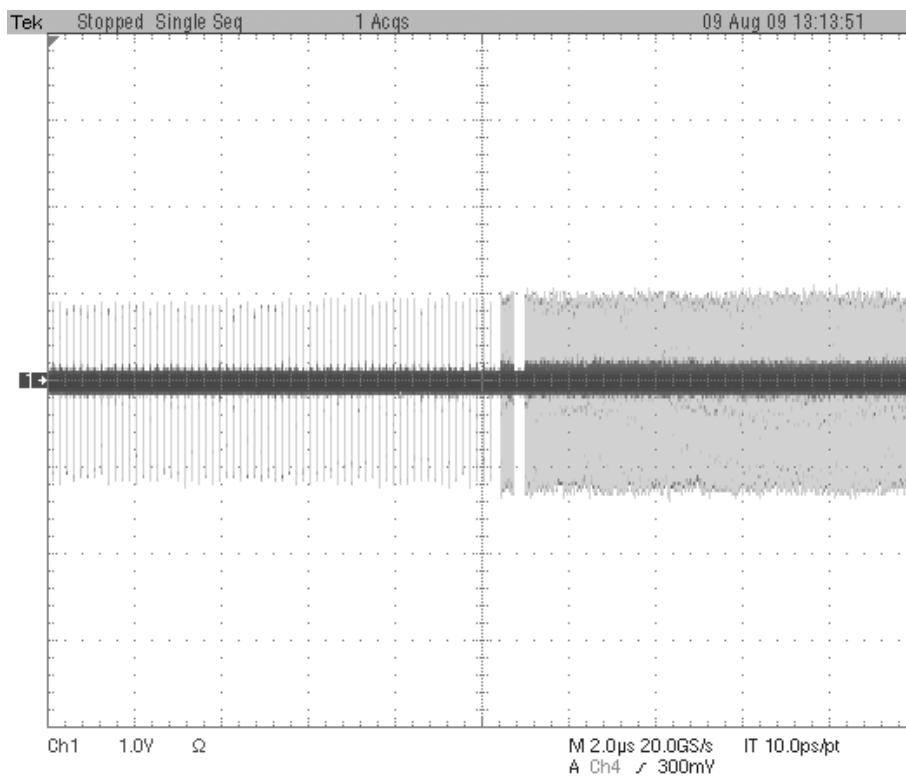


**Σχήμα 6.3** Σχηματικό διάγραμμα της αρχιτεκτονικής του δέκτη

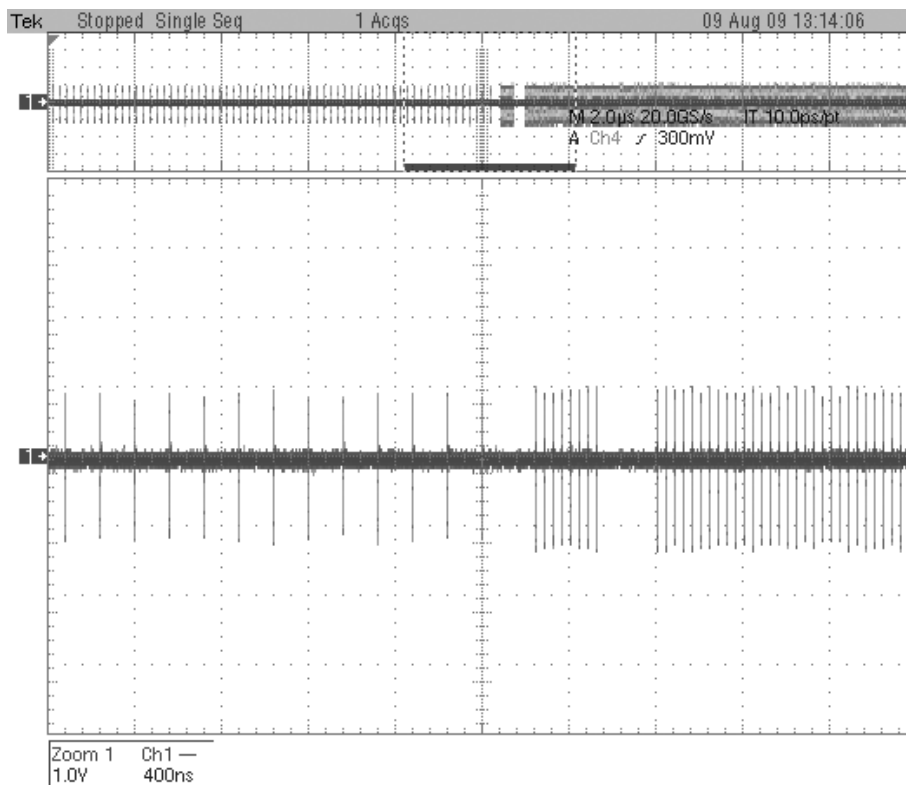
Τα βήματα της παραπάνω διαδικασίας υλοποιούνται σε πρόγραμμα MATLAB που σαν είσοδο έχει τις λαμβανόμενες κυματομορφές από τον παλμογράφο και σαν έξοδο έχει τα αποτελέσματα των παραπάνω βημάτων, γραφικά, παρέχοντας πληροφορίες για την απόδοση του συστήματος λήψης, που αναλύονται παρακάτω.

Στο σχήμα 6.4 διακρίνεται η ακολουθία των παλμών που περιγράψαμε πιο πάνω, ενώ στο σχήμα 6.5 γίνεται εστίαση για καλύτερη διάκριση των παλμών. Φαίνονται οι πιλοτικοί παλμοί, η ψευδοτυχαία ακολουθία και η ακολουθία των δεδομένων. Ο πομπός είναι προγραμματισμένος να αποστέλλει 128 πιλοτικούς παλμούς. Παρόλα αυτά δεν είναι απαραίτητη η χρήση όλων. Όπως θα δούμε στη συνέχεια η χρήση 30 πιλοτικών παλμών ήταν αρκετή. Το πλήθος των παλμών που χρησιμοποιούνται μπορεί να μεταβληθεί από το πρόγραμμα.

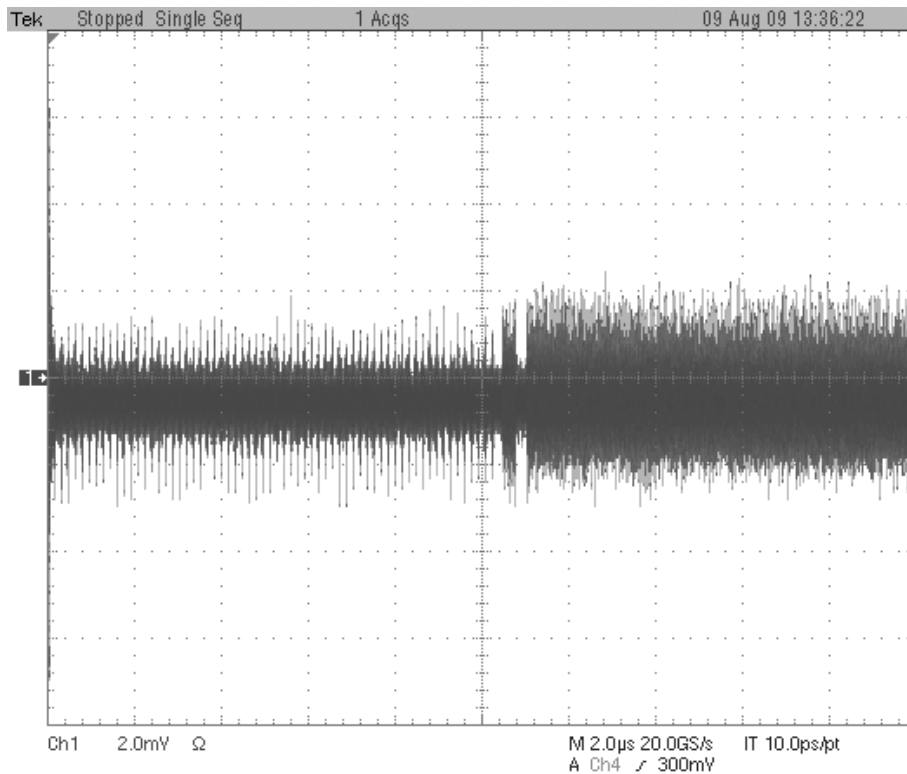




Σχήμα 6.4 Ακολουθία εκπεμπόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο)



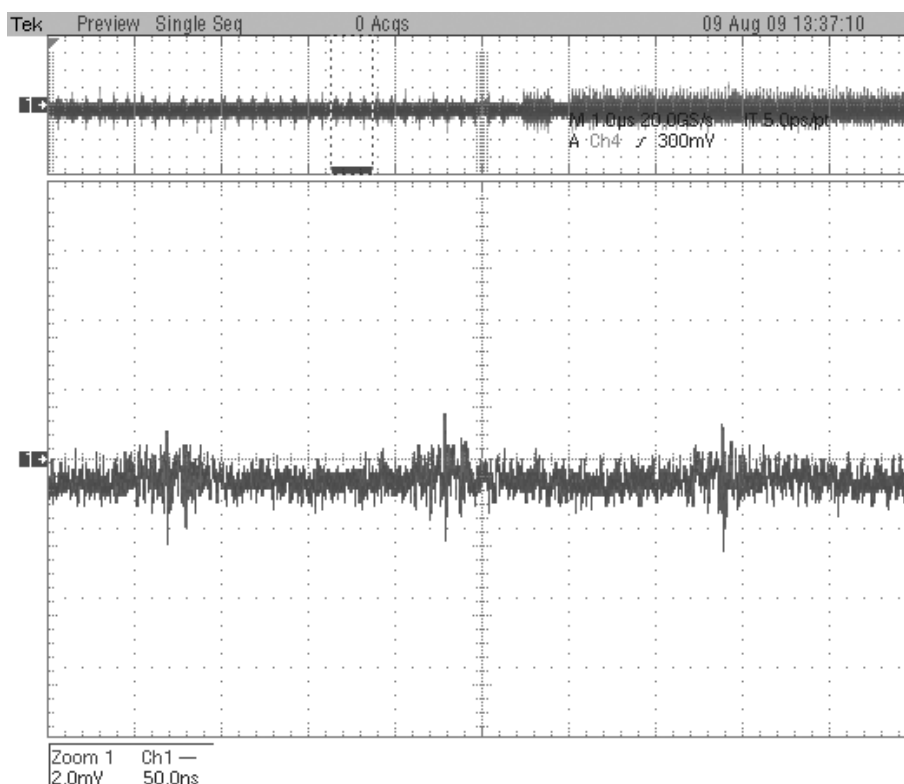
Σχήμα 6.5 Ακολουθία εκπεμπόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο)



**Σχήμα 6.6** Ακολουθία λαμβανόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο)

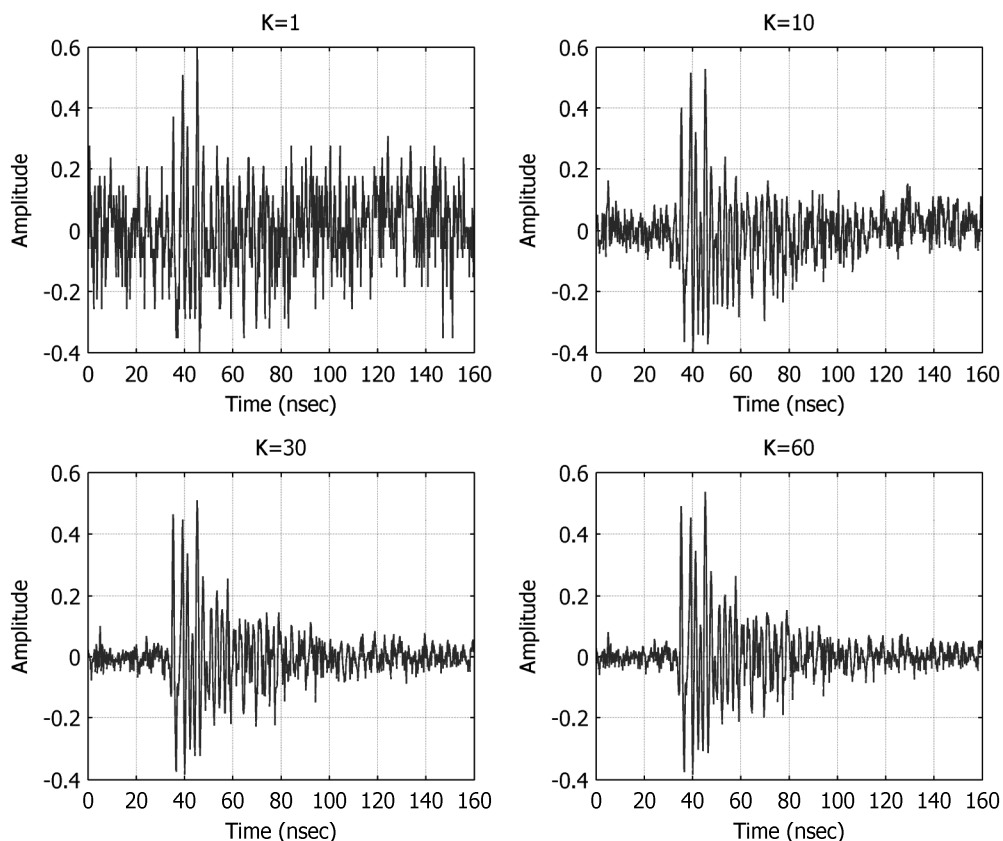
Η συχνότητα δειγματοληψίας του παλμογράφου τέθηκε στα 5Gsamples/sec. Τα παραπάνω σχήματα δείχνουν τους παλμούς όπως εκπέμπονται από τον πομπό μέσω ομοαξονικού καλωδίου. Με χρήση κεραιών και ασύρματη πλέον μετάδοση, τα αποτελέσματα διακρίνονται στα σχήματα 6.6 και 6.7. Όπως βλέπουμε είναι έντονη η παρουσία του θορύβου αλλά και του πολυδιαδρομικού καναλιού που προκαλεί τη διεύρυνση των παλμών στο χρόνο.

Με το πρόγραμμα που υλοποιήθηκε σε γλώσσα MATLAB, μπορούμε να παρακολουθήσουμε τα στάδια λήψης, εκτίμησης, συγχρονισμού και αποδιαμόρφωσης, τροποποιώντας μεταβλητές που επηρεάζουν την όλη επεξεργασία. Αρχικά οι 128 παλμοί χρησιμοποιούνται για μείωση θορύβου. Ένας προσωρινός χώρος αποθήκευσης των 160nsec, όση η περίοδος των παλμών, κρατά ένα στιγμιότυπο της λαμβανόμενης μορφής και οι επόμενες προστίθενται στις προηγούμενες, με αποτέλεσμα ο θερμικός θόρυβος να ελαττώνεται σταδιακά.



**Σχήμα 6.7** Ακολουθία λαμβανόμενων παλμών (μέτρηση με παλμογράφο)

Στο σχήμα 6.8 βλέπουμε τη διαδικασία αυτή γραφικά. Κ είναι το πλήθος των παλμών που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της μέσης τιμής της κυματομορφής. Παρατηρούμε πόσο σημαντική μείωση του θορύβου επιτυγχάνεται, ακόμη και με 10 στιγμιότυπα, σε σύγκριση με το πρώτο γράφημα, όπου η ισχύς του θορύβου είναι αρκετά μεγάλη. Με αυτόν τον τρόπο παρέχεται μια πιο καθαρή εικόνα των λαμβανόμενων παλμών, από την οποία θα δημιουργηθούν οι συντελεστές του συσχετιστή που θα χρησιμοποιηθούν για την ανίχνευση των παλμών, στο συγχρονισμό και στην αποδιαμόρφωση. Υποθέτουμε πως κατά τη διάρκεια αυτής της διαδικασίας το κανάλι δεν αλλάζει. Αυτή η παραδοχή είναι λογική εφόσον αναλογιστούμε πως η χρονική διάρκεια ολόκληρης της ακολουθίας του σχήματος 6.2 δεν υπερβαίνει τα 0.4msec, ενώ θεωρούμε πως το κανάλι μεταβάλλεται με πιο αργό ρυθμό, σε χρόνους της τάξεως των 100msec.

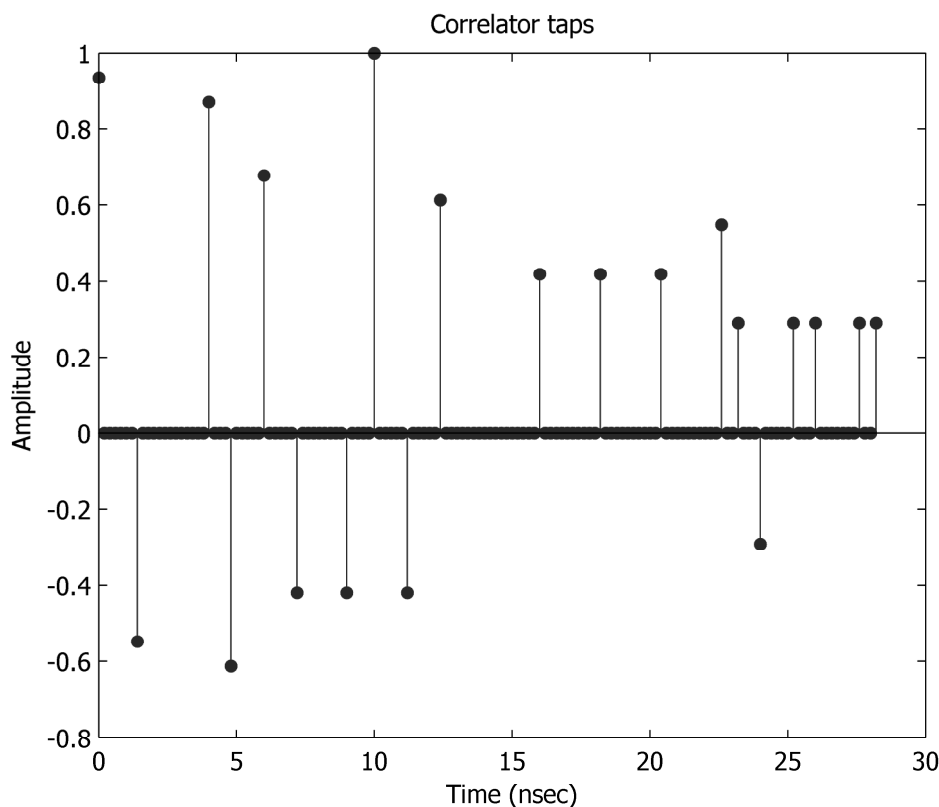


**Σχήμα 6.8** Η κυματομορφή ενός παλμού στο δέκτη, λαμβάνοντας τη μέση τιμή  $K$  στιγμοτύπων.

Για παράδειγμα η μεταβολή του καναλιού μπορεί να συμβεί αν μετακινηθούν οι κεραιές, αντικείμενα ή οι άνθρωποι που βρίσκονται στον εσωτερικό χώρο. Από το σχήμα 6.8 συμπεραίνουμε πως μερικές δεκάδες περιόδων, είναι επαρκείς για σημαντική μείωση του θορύβου. Στη συνέχεια από την κυματομορφή αυτή, επιλέγουμε τα πλάτη, και αντίστοιχα τις καθυστερήσεις, με τη μεγαλύτερη τιμή, με σκοπό να συγκεντρώνει ο συσχετιστής αρκετή ενέργεια από τη λήψη των παλμών και παράλληλα κρατάμε το πλήθος των συντελεστών όσο το δυνατόν πιο μικρό ώστε να έχουμε κέρδος χρόνου. Ο κυριότερος παράγοντας αύξησης του χρόνου επεξεργασίας, του διαγράμματος του σχήματος 6.3, είναι η πράξη του πολλαπλασιασμού στους συσχετιστές. Αν για παράδειγμα επιλέξουμε 20 συντελεστές (taps), πρέπει σε κάθε έναν από αυτούς να γίνουν 20 πολλαπλασιασμοί και στη συνέχεια το άθροισμα των γινομένων. Αν τη διαδικασία αυτή αναλαμβάνει ένας επεξεργαστής (DSP), τότε ο χρόνος αυξάνει ανάλογα με το πλήθος των taps και μάλλον κρίνεται

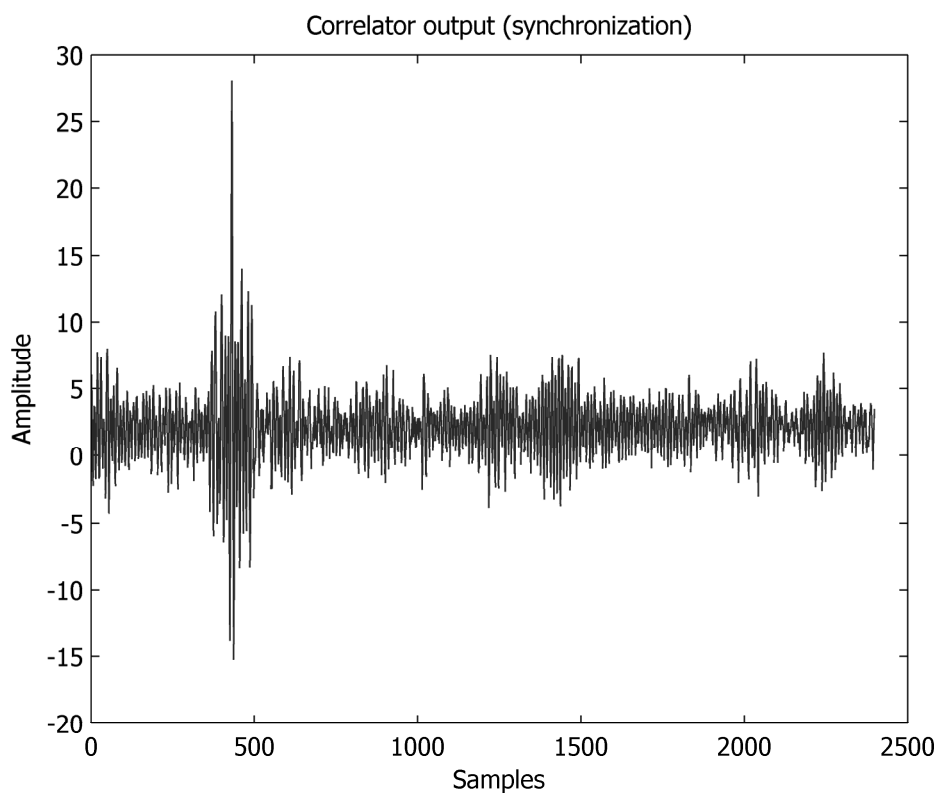
αναποτελεσματικός αυτός ο τρόπος για μεγάλο αριθμό taps. Πιο αποτελεσματική μέθοδος είναι εκείνη των συσκευών FPGA που εκτελούν παράλληλη επεξεργασία. Τότε πρέπει να αναλογιστεί κανείς πόσους πολλαπλασιαστές διαθέτει. Επιπλέον σε κάθε εφαρμογή που έχει ως στόχο την υλοποίηση ιδανικών επαναπροσδιοριζόμενων συστημάτων (software radio) το μεγαλύτερο εμπόδιο είναι οι ταχύτητες που μας παρέχονται σε τεχνολογικό επίπεδο.

Έστω ότι επιλέγουμε 20 taps για τη δημιουργία των συσχετιστών. Τότε, από το σχήμα 6.8 και με χρήση 30, από τους 128 πιλοτικούς παλμούς, οι συντελεστές διακρίνονται στο σχήμα 6.9. Το σήμα εισόδου από τον παλμογράφο έχει κανονικοποιηθεί στη μονάδα και έχει κβαντιστεί σε 32 στάθμες (5bit). Με αυτόν τον τρόπο προσομοιώνουμε την έξοδο της διάταξης αναλογικοψηφιακής μετατροπής όπου αξιοποιείται η πλήρης αναλογική κλίμακα εισόδου της (full-scale voltage range). Αυτό στην πράξη επιτυγχάνεται με χρήση ενισχυτή αυτόματου ελέγχου του κέρδους του (Automatic Gain Control, AGC), παρέχοντας σταθερό πλάτος στην έξοδό του.

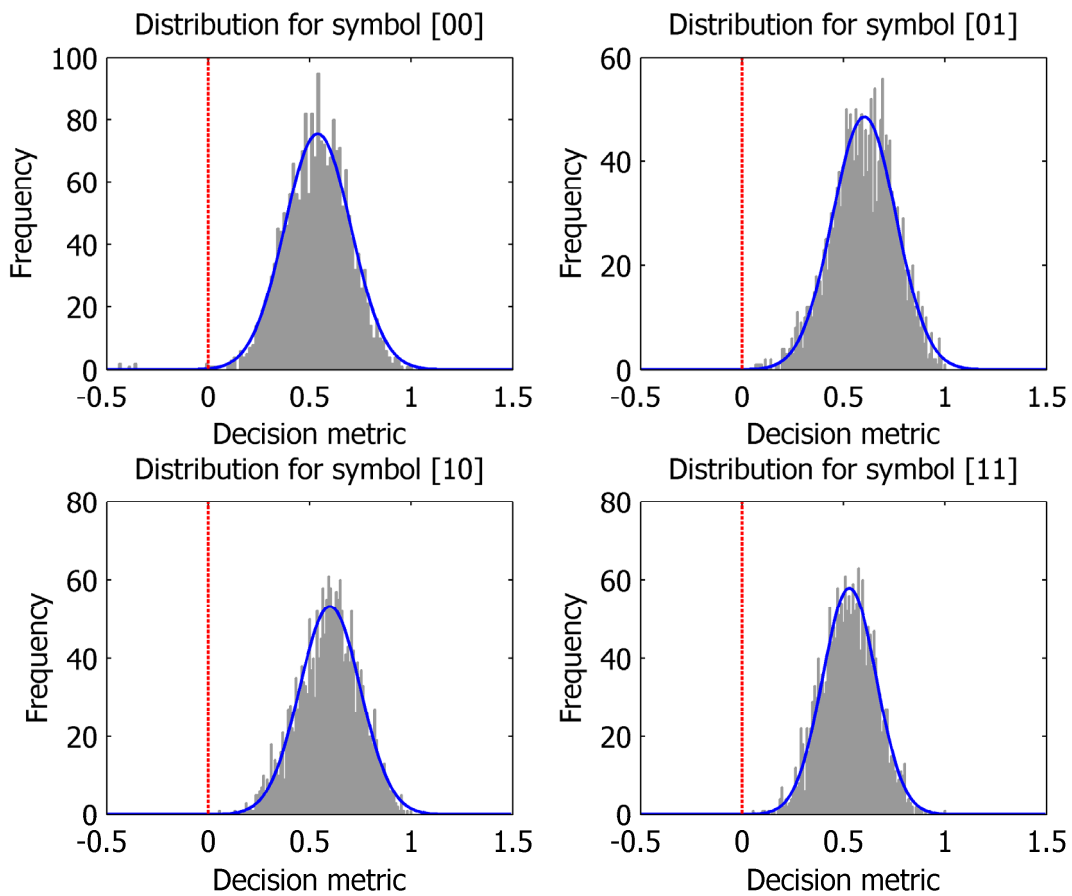


**Σχήμα 6.9** Οι συντελεστές του συχετιστή με 20 taps

Η επόμενη ενέργεια είναι η ανίχνευση της θέσης της ψευδοτυχαίας ακολουθίας για το συγχρονισμό των δεδομένων. Στο σχήμα 6.10 διακρίνεται η έξοδος του συσχετιστή για την ακολουθία των 8 γνωστών συμβόλων πριν τα δεδομένα. Τη χρονική στιγμή που συμπίπτει αυτή η ακολουθία με την πρότυπη εικόνα του δέκτη, παρατηρείται μια μέγιστη τιμή. Η ευκρινής θέση του μεγίστου δηλώνει το πόσο σωστός είναι ο συγχρονισμός. Αν υπάρχουν κορυφές κοντά σε αυτή τη θέση τότε υπάρχει το ενδεχόμενο λάθους εκτίμησης. Σε αυτό το σχήμα είναι σχετικά ικανοποιητικός ο συγχρονισμός. Από τη θέση του μεγίστου είναι πλέον γνωστό πως μετά από 280nsec έχουμε το πρώτο σύμβολο πληροφορίας. Η αποδιαμόρφωση των δεδομένων λαμβάνει χώρα με τη σύγκριση των εξόδων των τεσσάρων συσχετιστών της εικόνας 6.3, για κάθε προβλεπόμενη θέση των συμβόλων και αυτό επαναλαμβάνεται κάθε 40nsec για το υπόλοιπο των 8184 περιόδων. Η περίοδος αυτή συμβολίζεται με  $T_f$ , στη διάταξη δειγματοληψίας του σχήματος 6.3 και  $s$  είναι η τελική απόφαση για το σύμβολο που παίρνει τις τιμές 00, 01, 10, 11.



**Σχήμα 6.10** Η έξοδος της μονάδας συγχρονισμού για ανίχνευση της θέσης της ψευδοτυχαίας ακολουθίας



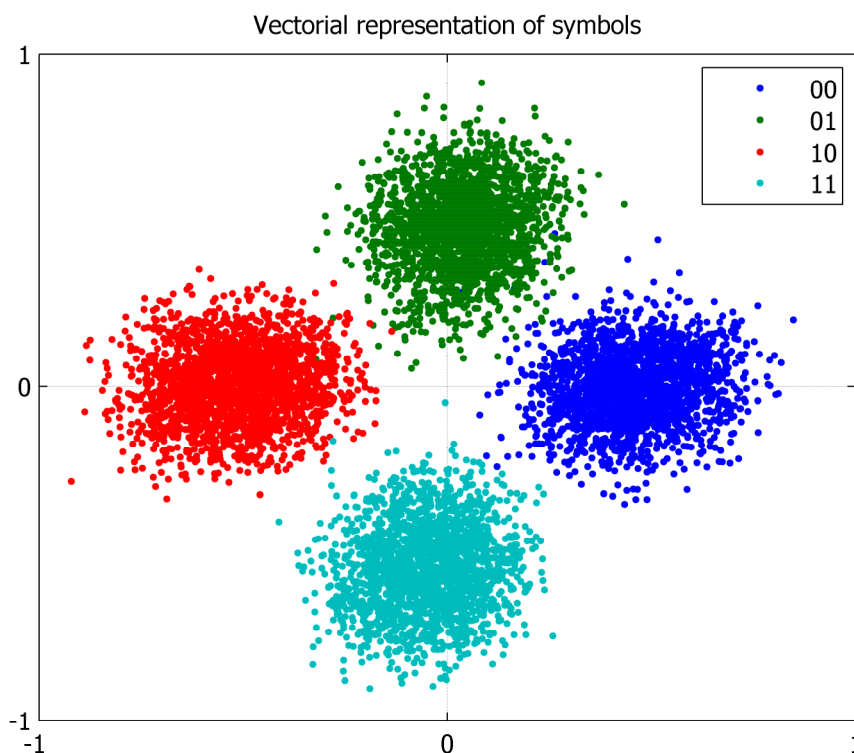
**Σχήμα 6.11** Η κατανομή των εξόδων των συσχετιστών για τη λήψη απόφασης συμβόλου

Για να μελετήσουμε ποιοτικά την αποδιαμόρφωση των δεδομένων της πληροφορίας που αποστέλουμε, εξετάζουμε τη διασπορά των τιμών των εξόδων των τεσσάρων συσχετιστών. Η απόφαση λαμβάνεται με το κριτήριο του μεγίστου, ωστόσο η πιθανότητα σφάλματος εξαρτάται από το πόσο κοντά στο μέγιστο βρίσκονται οι τρεις τιμές των υπολοίπων συμβόλων. Υπολογίζουμε για κάθε σύμβολο την ελάχιστη διαφορά με τα υπόλοιπα σύμβολα και την κατανομή των τιμών αυτών την παριστάνουμε γραφικά στο σχήμα 6.11. Με γκριζό χρώμα διακρίνουμε τα ιστογράμματα αυτών των τιμών, που για λόγους ομοιομορφίας έχουν κανονικοποιηθεί. Ο οριζόντιος άξονας παριστάνει την τιμή της ελάχιστης διαφοράς ενώ ο κατακόρυφος είναι η συχνότητα εμφάνισης. Έχουμε επιλέξει εξ αρχής τα σύμβολα να έχουν ίση πιθανότητα εμφάνισης, οπότε περιμένουμε το κάθε διάγραμμα να περιέχει ίσο αριθμό δειγμάτων, περίπου  $8184/4=2046$ . Είναι ένα ικανοποιητικό

πλήθος για τη στατιστική που θέλουμε να μελετήσουμε. Για να είναι επιτυχημένη η απόφαση για το σύμβολο, πρέπει οι τιμές να είναι θετικές. Στην αντίθετη περίπτωση έχει συμβεί λάθος. Όσο πιο συγκεντρωμένες είναι οι κατανομές και όσο πιο απομακρυσμένες από το μηδέν, στο θετικό άξονα, τόσο πιο ακριβή είναι τα αποτελέσματα και τόσο μικρότερη πιθανότητα σφάλματος επιτυγχάνεται. Παρόλο που είναι σχετικά περίπλοκο να βρει κανείς την ακριβή κατανομή αυτών των τιμών, όπως είδαμε στην παράγραφο 5.2.2, ειδικά για μικρό σχετικά πλήθος taps των συσχετιστών όπου το κεντρικό θεώρημα ορίου δεν έχει ισχύ, σε αυτό το σημείο προσεγγίζουμε αυτές τις κατανομές με την κανονική κατανομή (Gaussian). Το μόνο που χρειαζόμαστε για να την ορίσουμε είναι η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση και αυτές τις τιμές τις υπολογίζουμε από τα παραπάνω ιστογράμματα. Στα γραφήματα με μπλε χρώμα σχεδιάζουμε την κανονική κατανομή για κάθε σύμβολο, από την οποία εξάγουμε μια πιο ορθή, στατιστικώς, εκτίμηση της πιθανότητας σφάλματος, απ' ό,τι θα είχαμε καταμετρώντας απλά τα λάθη της αποδιαμόρφωσης. Παρατηρήθηκε πως τα ιστογράμματα και οι κατανομές Gauss έχουν αρκετά καλή συμφωνία, σχεδόν σε όλες τις περιπτώσεις επανάληψης του παραπάνω πειράματος.

Επιπροσθέτως παριστάνουμε γραφικά τις τιμές εξόδου των συσχετιστών ως διάγραμμα αστερισμού στο σχήμα 6.12. Οι φορές των τεσσάρων αξόνων παριστάνουν τέσσερα ανύσματα, με μέτρο τις εξόδους των συσχετιστών. Ο συνδυασμός τους συμβολίζεται με τα χρωματιστά σημεία που διακρίνονται για κάθε σύμβολο. Ιδανικά θα περίμενε κανείς μια μόνο εκ των τεσσάρων εξόδων να είναι μη μηδενική, ενώ στην πράξη έχουμε διασπαρμένες τιμές, οι οποίες επίσης κανονικοποιούνται στο γράφημα. Από αυτό το διάγραμμα μπορούμε να συμπεράνουμε κατά πόσο το κάθε σύμβολο ξεχωριστά ευνοείται ή όχι σε σχέση με τα υπόλοιπα. Κάποιες φορές, για παράδειγμα, παρατηρείται μια μικρή απόκλιση των συμβόλων από τον άξονά τους και είναι λίγο πιο έντονη για το [11] στο διάγραμμα του σχήματος 6.12. Αυτό το συστηματικό σφάλμα σημαίνει πως ήταν έκδηλη η παρουσία άλλων ανυσμάτων (εξόδων συσχετιστών) που προκαλούν αυτή την απόκλιση. Αυτή η εικόνα δείχνει πως επηρεάζεται η απόφαση για το σύμβολο [11], από άνυσμα της εξόδου για το σύμβολο [10]. Η επιλογή των τεσσάρων χρονικών θέσεων για τα σύμβολα έγινε με στόχο να είναι ορθογωνικά.





**Σχήμα 6.12** Ανυσματική αναπαράσταση των αποδιαμορφωμένων συμβόλων

Δηλαδή στην περίπτωσή μας, δεδομένου πως οι παλμοί έχουν εύρος περίπου 1 nsec, επιλέξαμε τις θέσεις ώστε η απόσταση μεταξύ τους να είναι μεγαλύτερη του 1nsec. Συγκεκριμένα σε αυτές τις μετρήσεις οι τέσσερις θέσεις στο πλαίσιο μιας περιόδου, ήταν (0nsec, 1.1nsec, 2.4nsec, 3.8nsec), αντίστοιχα για τα τέσσερα σύμβολα. Η λαμβανόμενη όμως μορφή των παλμών, διευρυμένη στο χρόνο και παρουσία θορύβου, καθιστά μη ιδανική την ορθογωνικότητα και παρατηρείται αυτό το αποτέλεσμα. Σε περιπτώσεις που είναι έντονο, η επιλογή διαφορετικών καθυστερήσεων, μεγαλύτερων, αναμένεται να εξαλείφει αυτό το σφάλμα. Πρακτικά όμως δεν είναι δυνατή η επιλογή οποιασδήποτε μετατόπισης λόγω των περιορισμών του πομπού. Εάν για παράδειγμα επιλέξουμε πολύ μεγάλη καθυστέρηση, πλησιάζοντας τη χρονική στιγμή του επόμενου πλαισίου (frame), παρατηρείται μια άνιση κατανομή στα πλάτη των παλμών. Σε γενικές γραμμές, στα πειράματα που πραγματοποιήθηκαν, αυτές οι αποκλίσεις κρίθηκαν αμελητέες.

Συνοπτικά, στον πίνακα 6.1, αναφέρονται οι παράμετροι που επηρεάζουν τη λειτουργία του προγράμματος σε κώδικα MATLAB που υλοποιήθηκε για την ανωτέρω διαδικασία και κάποιες ενδεικτικές τιμές. Στο παράρτημα Γ δίνεται ο κώδικας σε MATLAB και στο παράρτημα Β το πρόγραμμα που υλοποιήθηκε στον πομπό.

**Πίνακας 6.1.** Παράμετροι του κώδικα MATLAB

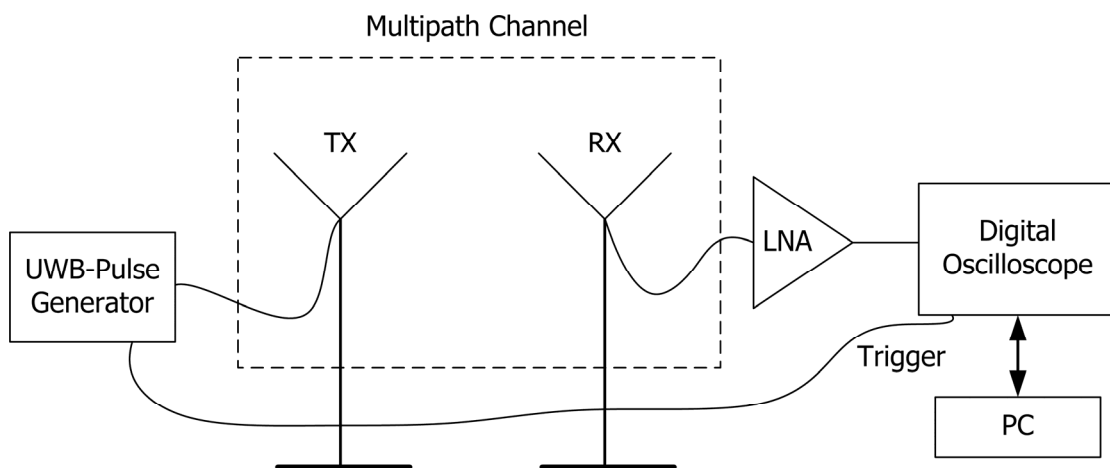
Παράμετρος	Τιμή
Συχνότητα δειγματοληψίας	5GHz
Περίοδος πιλοτικών παλμών	160nsec
Περίοδος διαμορφωμένων παλμών	40nsec
Συνολικός αριθμός πιλοτικών παλμών που στέλνει ο πομπός	128
Αριθμός παλμών ψευδοτυχαίας ακολουθίας	8
Αριθμός παλμών δεδομένων	8184
Καθυστέρηση μεταξύ πιλοτικών παλμών – συγχρονισμού – δεδομένων	280nsec
Αριθμός πιλοτικών παλμών που χρησιμοποιήθηκαν	30
Δείκτες διαμόρφωσης QPPM	0nsec, 1.1nsec, 2.4nsec, 3.8nsec
Διακριτική ικανότητα ADC	5 bits
Αριθμός taps για τους συσχετιστές	20
Ελάχιστο κατώφλι επιλογής των taps (σχετικά με μέγιστη τιμή)	20%
Ελάχιστη απόσταση διαδοχικών taps	1 δείγμα
Μέγιστο χρονικό εύρος κάθε συσχετιστή	40nsec (1 περίοδος)

### 6.3 Χαρακτηρισμός ασύρματου καναλιού

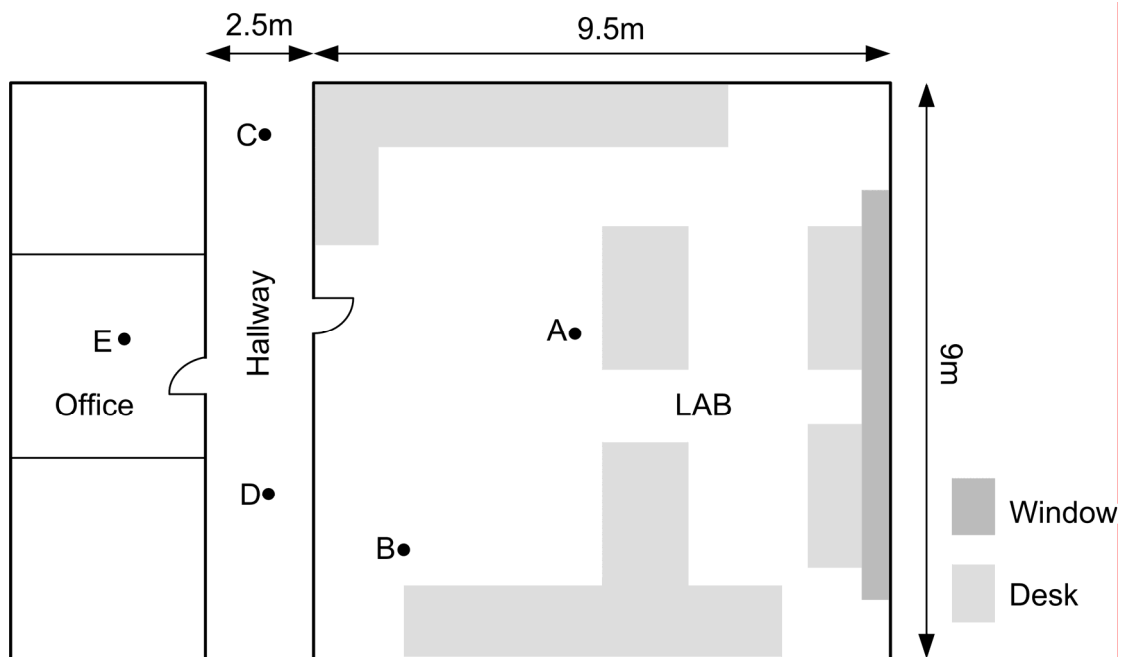
Στην ενότητα αυτή θα γίνει πλήρης περιγραφή της πειραματικής διαδικασίας που πραγματοποιήθηκε και έχει ως στόχο την εύρεση εκείνων των παραμέτρων που χαρακτηρίζουν το ασύρματο κανάλι εσωτερικού χώρου. Το κανάλι αυτό είναι πολυδιαδρομικό και οι αποστάσεις κυμαίνονται στην περιοχή 1-10m. Πριν εφαρμοστεί η οποιαδήποτε τεχνολογία που αφορά στις τηλεπικοινωνίες υπέρ-ευρείας ζώνης, πρέπει πρώτα να μελετηθεί το κανάλι το οποίο κατέχει τον κύριο λόγο στο σχεδιασμό ενός τέτοιου συστήματος [1, 2]. Στη διεθνή βιβλιογραφία δε θα μπορούσε κανείς να μην ανακαλύψει σημαντική προσπάθεια γύρω από το θέμα του χαρακτηρισμού του ασύρματου καναλιού υπέρ-ευρείας ζώνης [3-8]. Βασισμένο σε πειραματικές μετρήσεις άλλωστε είναι και το επικρατέστερο μοντέλο για το κανάλι του ενδιαφέροντός μας, IEEE 802.15.3a που προέρχεται από το παλαιότερο μοντέλο Saleh-Valenzuela (S-V) [9, 10]. Στο επίκεντρο της μελέτης βρίσκονται, η διάλειαση μεγάλης κλίμακας (large scale fading) με την εύρεση της απώλειας διάδοσης (path loss), οι χρονικές στατιστικές παράμετροι της διεύρυνσης του καναλιού όπως το *mean excess delay* και το *RMS delay spread*, καθώς και το πλήθος των σημαντικότερων διαδρομών. Στις μετρήσεις λήφθηκε υπόψη τόσο η περίπτωση οπτικής επαφής πομπού-δέκτη (Line of Sight, LOS) όσο και η μη ύπαρξή της (Non Line of Sight, NLOS). Ο χαρακτηρισμός του καναλιού βασίζεται στην ιδέα της καταγραφής των κυματομορφών που προκύπτουν από τη διάδοση ενός παλμού υπέρ-ευρείας ζώνης μέσω του ασύρματου καναλιού (channel sounding). Η καταγραφές αυτές είναι το αποτέλεσμα της συνέλιξης στο πεδίο του χρόνου του εκπεμπόμενου παλμού με την απόκριση τόσο των κεραιών όσο και του καναλιού αλλά και της βαθμίδας του δέκτη. Η εξαγωγή της πληροφορίας μόνο για το κανάλι, επιτυγχάνεται με μια διαδικασία που είναι γνωστή ως αφαιρετική αποσυνέλιξη (subtractive deconvolution) στο πεδίο του χρόνου, όπως θα εξηγηθεί σε επόμενη παράγραφο. Με τον τρόπο αυτό για κάθε θέση των κεραιών εκπομπής και λήψης εξάγεται η εκτιμώμενη κρουστική απόκριση του συστήματος και με διαφορετικές τοποθεσίες των κεραιών βγάζουμε συμπέρασμα στατιστικά για τις παραμέτρους του καναλιού που αναφέρθηκαν πιο πάνω.

### 6.3.1 Περιγραφή πειραματικής διαδικασίας

Για τις ανάγκες του πειράματος, χρησιμοποιηθήκαν, ο πομπός υπέρ-ευρείας ζώνης καθώς και οι κεραιές που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3 και ένας παλμογράφος για τη δειγματοληψία της λαμβανόμενης κυματομορφής. Με τη βοήθεια ενός προσωπικού υπολογιστή η κάθε καταγραφή αποθηκεύεται για περαιτέρω επεξεργασία. Στο σχήμα 6.13 βλέπουμε το διάγραμμα της πειραματικής διάταξης που ακολουθήθηκε. Ο πομπός είναι προγραμματισμένος να εκπέμπει έναν παλμό κάθε 400nsec, τιμή αρκετά μεγάλη ώστε να μην υπάρχει παρεμβολή μεταξύ διαδοχικών παλμών. Με την εκπομπή κάθε παλμού αντίστοιχος τετραγωνικός παλμός οδεύει προς τον παλμογράφο για την αρχικοποίηση της δειγματοληψίας (trigger). Η κεραιά του δέκτη (RX) συνδέεται με τον παλμογράφο αφού πρώτα ενισχύεται το λαμβανόμενο σήμα με χρήση ενισχυτή χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier, LNA). Ο ενισχυτής είναι το μοντέλο, ZX60-3011+, και λειτουργεί σε συχνότητες 300-4000MHz. Οι κεραιές συνδέονται με ομοαξονικά καλώδια μήκους 8m (RG-223) και σύνθετης αντίστασης 50Ω, για βέλτιστη προσαρμογή. Επιπλέον έγινε χρήση μιας πολύ χρήσιμης ιδιότητας του παλμογράφου να υπολογίζει τη μέση τιμή διαδοχικών σαρώσεων με σκοπό τη μείωση του θορύβου (averaging acquisition). Αυτή η τεχνική έχει επιτυχία όταν το σήμα είναι πάντα το ίδιο και μόνο ο θόρυβος αλλάζει. Εφόσον αυτός έχει μηδενική μέση τιμή τότε μετά από αρκετές επαναλήψεις ελαττώνεται δραματικά. Το πλήθος τέθηκε στις 200 σαρώσεις. Ο χρόνος που χρειάζεται είναι  $200 \cdot 400\text{nsec} = 80\mu\text{sec}$ , αρκετά μικρός ώστε να υποθέσουμε πως το κανάλι δεν προλαβαίνει να μεταβληθεί, άρα και η λαμβανόμενη κυματομορφή. Η μείωση που επιτυγχάνεται με αυτό τον τρόπο είναι πολύ σημαντική και ζωτικής σημασίας μιας και ο θερμικός θόρυβος αποτελεί το μεγαλύτερο εμπόδιο, ειδικά όταν το επίπεδο εκπεμπόμενης ισχύος είναι ιδιαίτερα χαμηλό. Οι κεραιές μπορούν να μετακινηθούν στο χώρο του ενδιαφέροντός μας και για κάθε διαφορετική θέση καταγράφουμε το στιγμιότυπο για το αντίστοιχο κανάλι. Η συμπεριφορά του καναλιού αλλάζει με τις διαφορετικές θέσεις των κεραιών. Ο στόχος είναι να μελετηθεί στατιστικά η συμπεριφορά του περιβάλλοντος εσωτερικού χώρου με την «κατά μέσο όρο» έννοια. Το περιβάλλον στο οποίο πραγματοποιήθηκαν οι μετρήσεις είναι ο χώρος του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών του τμήματος Φυσικής του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων και μια κάτοψη διακρίνεται στο σχήμα 6.14.



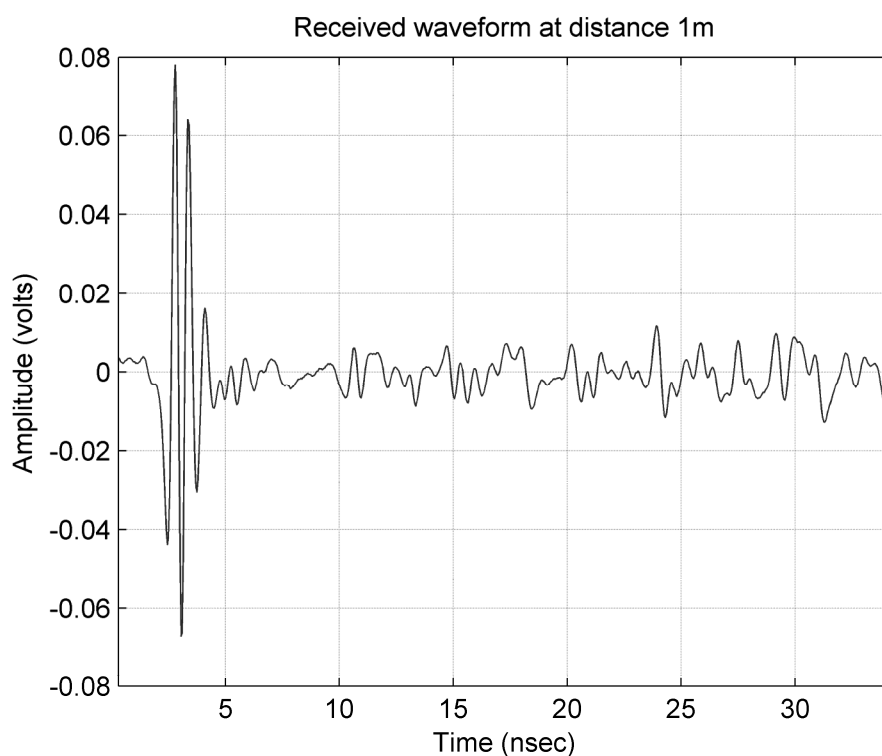
**Σχήμα 6.13** Διάγραμμα πειραματικής διάταξης για το χαρακτηρισμό του ασύρματου καναλιού.



**Σχήμα 6.14** Κάτοψη του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών (ΤΗΛ.ΕΦ.) που αποτέλεσε το περιβάλλον μελέτης ασύρματου καναλιού.

Για να μπορούμε να εξάγουμε μια στατιστική του καναλιού πρέπει να πραγματοποιηθούν αρκετές μετρήσεις με διαφορετικές θέσεις των κεραιών. Οι μετρήσεις αυτές έγιναν με τον εξής τρόπο, η μία εκ των δύο κεραιών (πομπού ή δέκτη) τοποθετείται σταθερά σε μία από τις θέσεις A, B, C, D και E του παραπάνω σχήματος, ενώ η άλλη κεραία αλλάζει θέσεις εντός του χώρου του εργαστηρίου. Πιο συγκεκριμένα στις θέσεις A και B τοποθετήθηκε η κεραία του δέκτη ενώ στις θέσεις C, D και E η κεραία του πομπού και αυτό επειδή κοντά στις αντίστοιχες θέσεις τοποθετήθηκαν ο πομπός και ο δέκτης. Με αυτόν τον τρόπο χωρίζουμε τις μετρήσεις σε πέντε κατηγορίες (A-E), η κάθε μια από τις οποίες περιλαμβάνει πάνω από 100 μετρήσεις (β.λ.π. πίνακες 6.2 και 6.3).

Πριν προχωρήσουμε στις μετρήσεις με την παρουσία του καναλιού πραγματοποιούνται κάποιες μετρήσεις με την επίδραση μόνο των κεραιών των καλωδίων και της βαθμίδας λήψης (ενίσχυση-παλμογράφος), όλων των επιδράσεων δηλαδή, εκτός του πολυδιαδρομικού καναλιού. Οι κεραιές τοποθετούνται σε απόσταση 1m μεταξύ τους. Η κάθε μια στηρίζεται σε ράβδο ύψους 1.5m από το έδαφος, ενώ η απόσταση από την οροφή είναι 1.7m.



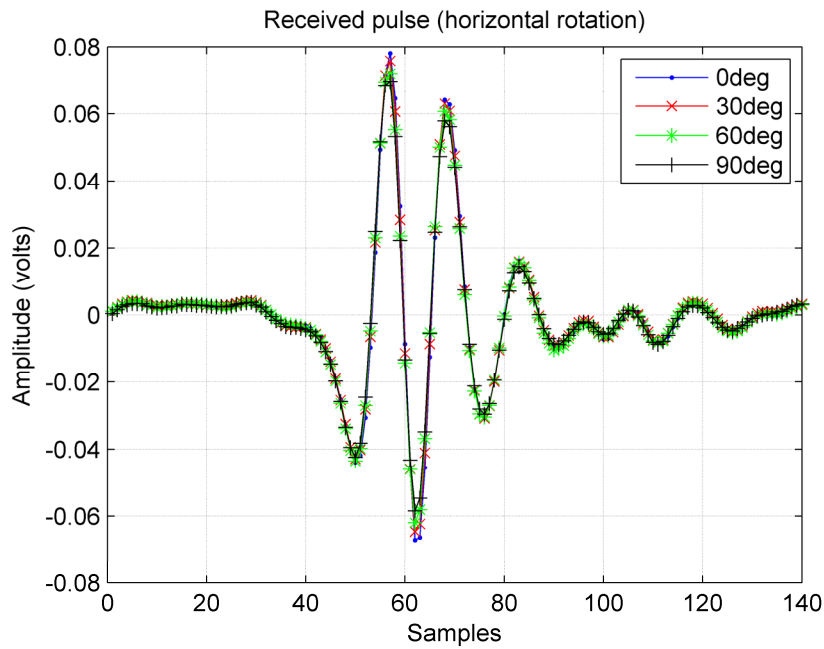
**Σχήμα 6.15** Λαμβανόμενη κυματομορφή με απόσταση κεραιών 1m.

Στο σχήμα 6.15 διακρίνεται η λαμβανόμενη κυματομορφή για την απόσταση του 1m. Λαμβάνοντας υπόψη τις σχετικά μικρές διαστάσεις των κεραιών (~5cm), η απόσταση του 1m βρίσκεται στο μακρινό πεδίο (far field) με χρήση του τύπου  $R \geq 2D^2 / \lambda$  [12], όπου  $D$  η μεγαλύτερη διάσταση της κεραιάς. Παρατηρούμε την ύπαρξη καθυστερημένων ανακλάσεων του παλμού μετά τον κύριο πρώτο παλμό. Η κοντινότερη προβλεπόμενη διαδρομή, εκτός της άμεσης οπτικής επαφής, είναι εκείνη από το πάτωμα με συνολική απόσταση περίπου 2.1m μεγαλύτερη από τη απευθείας απόσταση των κεραιών, αντιστοιχώντας σε χρονική καθυστέρηση 7nsec. Επομένως ο πρώτος λαμβανόμενος παλμός απέχει τουλάχιστον 7nsec από τους υπολοίπους και μπορούμε να υποστηρίξουμε πως δεν υπάρχει κάποια παρεμβολή και να θεωρήσουμε πως η επίδραση του καναλιού είναι αμελητέα.

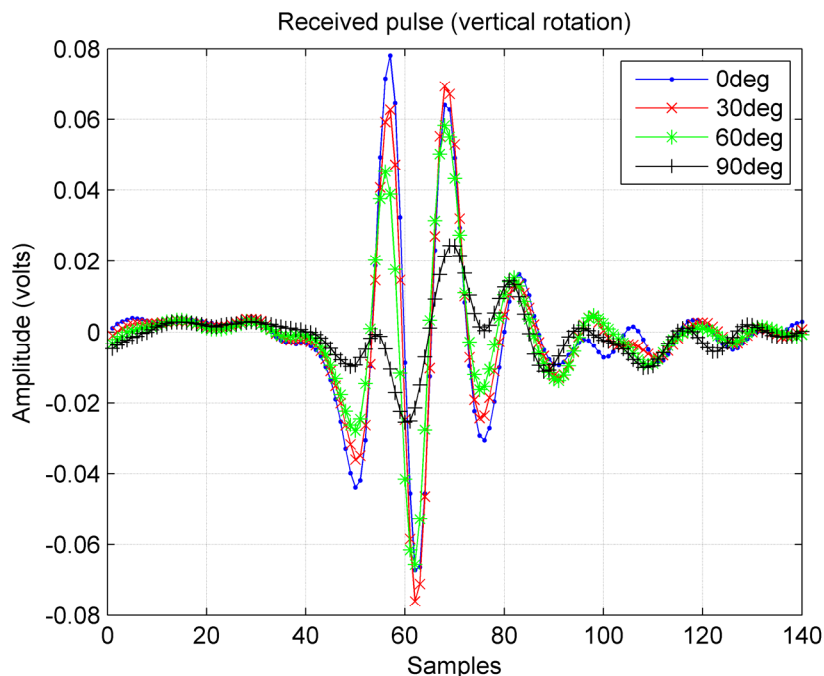
Επαναλαμβάνουμε την παραπάνω μέτρηση περιστρέφοντας τη μια από τις κεραιές σε σχέση με την άλλη με σκοπό να ελέγξουμε την κατευθυντικότητα τους. Κρατάμε την κεραιά του πομπού σταθερή με το επίπεδό της κατακόρυφο και περιστρέφουμε την κεραιά του δέκτη στο οριζόντιο επίπεδο (αζιμουθιακή γωνία). Τα αποτελέσματα διακρίνονται στο σχήμα 6.16 για τιμές γωνίας 0, 30 60 και 90 μοίρες.

Οι μηδέν μοίρες σημαίνουν πως οι δυο κεραιές έχουν τα επίπεδά τους παράλληλα και οι 90 πως είναι κάθετα μεταξύ τους. Στο σχήμα 6.17 απεικονίζονται οι λαμβανόμενες κυματομορφές για διάφορες γωνίες περιστροφής στο κατακόρυφο επίπεδο (γωνία ανύψωσης). Στην πρώτη περίπτωση οι κυματομορφές είναι σχεδόν πανομοιότυπες και αυτό σημαίνει πως στο οριζόντιο επίπεδο οι κεραιές είναι ομοιοκατευθυντικές (omni-directional). Η επίδραση της άφιξης παλμών από διαφορετικές γωνίες στο οριζόντιο επίπεδο είναι αμελητέα.

Στη δεύτερη περίπτωση όμως όταν η γωνία ανύψωσης γίνεται μεγαλύτερη από 60 μοίρες υπάρχει διαφορά και γίνεται πολύ αισθητή κοντά στις 90 μοίρες, όπου η εκπομπή-λήψη είναι σχεδόν ανύπαρκτη. Αυτό συμβαίνει γιατί η κεραιά συμπεριφέρεται σαν ένα μονόπολο και όπως είναι γνωστό ένα μονόπολο δεν εκπέμπει (ούτε λαμβάνει) παράλληλα προς τον άξονά του. Η πιθανότητα όμως άφιξης παλμών σε τέτοιες γωνίες είναι σχετικά μικρή για το πλήθος των μετρήσεων και γενικά η ομοιοκατευθυντικότητα των κεραιών κρίνεται ικανοποιητική. Αυτός ήταν άλλωστε ένας από τους λόγους επιλογής των κεραιών. Σε αυτή τη μελέτη ο παλμός αναφοράς είναι εκείνος του σχήματος 6.16.



**Σχήμα 6.16** Λαμβανόμενες κυματομορφές του παλμού σε απόσταση αναφοράς 1m μεταξύ των κεραιών για διάφορες γωνίες περιστροφής στο οριζόντιο επίπεδο (αζιμουθιακή γωνία).



**Σχήμα 6.17** Λαμβανόμενες κυματομορφές του παλμού σε απόσταση αναφοράς 1m μεταξύ των κεραιών για διάφορες γωνίες περιστροφής στο κατακόρυφο επίπεδο (γωνία ανύψωσης).



### 6.3.2 Αποσυνέλιξη και ο αλγόριθμος CLEAN

Για να κατανοήσουμε καλύτερα τον τρόπο με τον οποίο εξάγεται η απόκριση του καναλιού, ας θεωρήσουμε το γραμμικό σύστημα του σχήματος 6.18, το οποίο παριστάνει την εκπομπή και λήψη ενός παλμού. Στην εικόνα αυτή,  $s(t)$  είναι ο παλμός που εκπέμπεται από τον πομπό. Η απόκριση των κεραιών των καλωδίων και του παλμογράφου έχουν συμπτυχθεί στην πρώτη βαθμίδα με συνολική κρουστική απόκριση  $g(t)$ , ενώ η απόκριση του καναλιού συμβολίζεται με  $h(t)$  και σύμφωνα με το μοντέλο IEEE 802.15.3a που περιγράψαμε στο κεφάλαιο 4, εκφράζεται με τη σχέση,

$$h(t) = \sum_k a_k \delta(t - \tau_k) \quad (1)$$

Το σήμα εξόδου της πρώτης βαθμίδας  $x(t)$  εκφράζεται με τη σχέση,

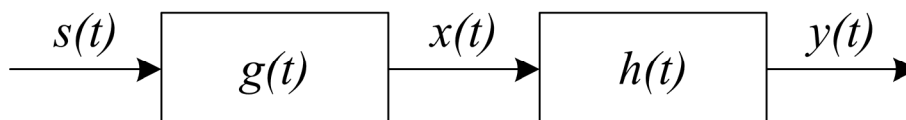
$$x(t) = s(t) * g(t) \quad (2)$$

όπου το σύμβολο (\*) δηλώνει την πράξη της συνέλιξης. Το σήμα αυτό όμως είναι μετρήσιμο εφόσον δεν υπάρχει η επίδραση του καναλιού, όπως περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο και είναι ο παλμός του σχήματος 6.16 και θεωρείται γνωστός.

Η τελική έξοδος του συστήματος λοιπόν προκύπτει από τη συνέλιξη του παλμού  $x(t)$  και του καναλιού  $h(t)$ , δηλαδή,

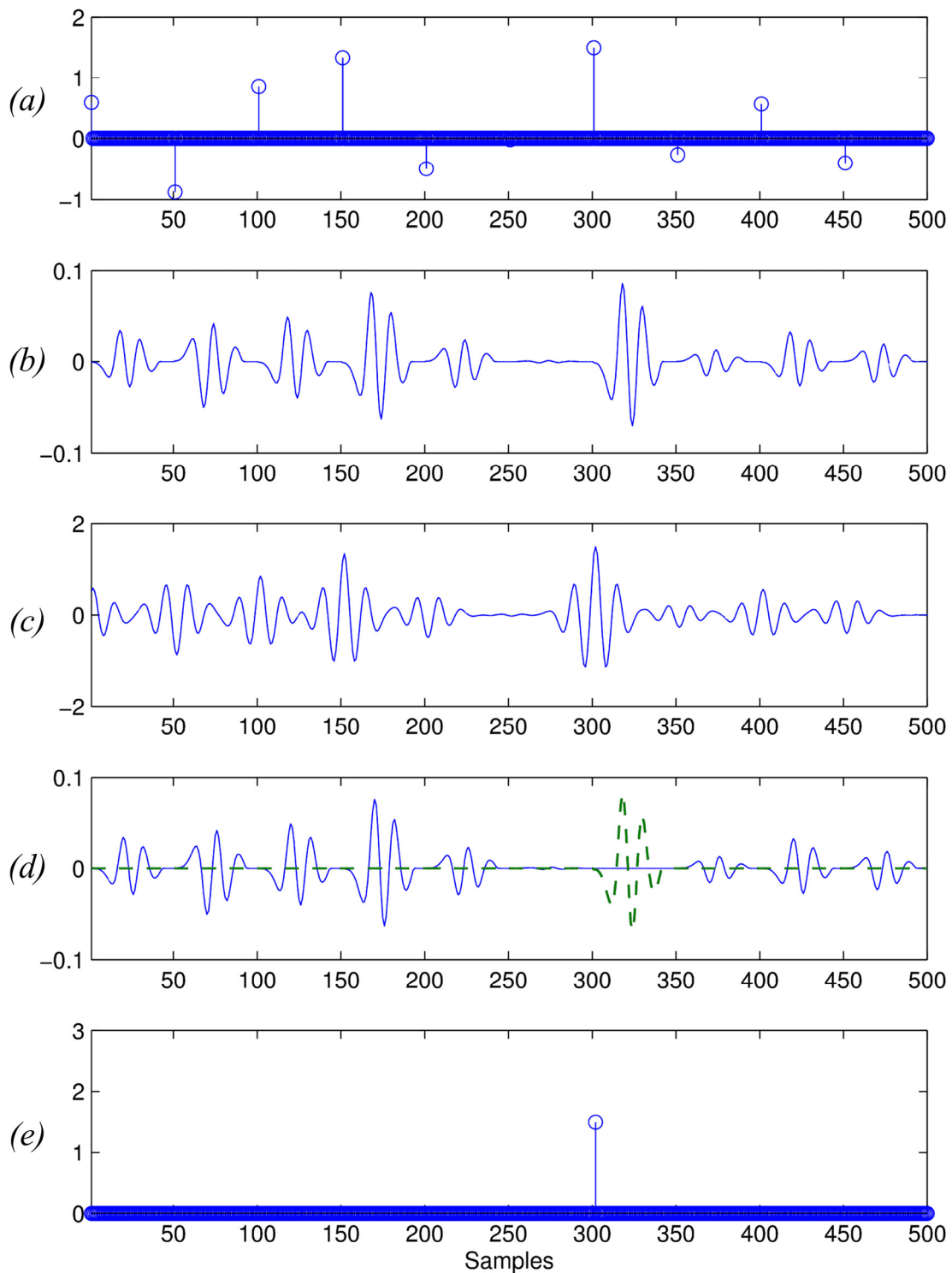
$$y(t) = x(t) * h(t) = \sum_k a_k x(t - \tau_k) \quad (3)$$

Σκοπός είναι η εκτίμηση των παραμέτρων  $a_k$  και  $\tau_k$  του καναλιού. Για το λόγο αυτό επιστρατεύουμε μία από τις πλέον ενδεδειγμένες μεθόδους στο πεδίο του χρόνου, την αφαιρετική αποσυνέλιξη κάνοντας χρήση του αλγορίθμου CLEAN [5-8].



**Σχήμα 6.18** Γραμμικό σύστημα εκπομπής και λήψης των παλμών

Στο σχήμα 6.19 μπορούμε να διακρίνουμε μία σχηματική αναπαράσταση, σε ένα παράδειγμα της αφαιρετικής αποσυνέλιξης. Το γράφημα (α), παριστάνει την κρουστική απόκριση ενός ασύρματου πολυδιαδρομικού καναλιού με 10 διαδρομές και τυχαίους συντελεστές (πλάτη) κάθε διαδρομής. Ο οριζόντιος άξονας παριστάνει δείγματα. Έστω για παράδειγμα πως η απόσταση των διαδρομών είναι 50 δείγματα και η συχνότητα δειγματοληψίας είναι 20Gsamples/sec, όση και εκείνη του παλμογράφου. Το σχήμα (b), δείχνει το αποτέλεσμα της συνέλιξης του παλμού αναφοράς του σχήματος 6.16, με την απόκριση του καναλιού. Αυτό το γράφημα δηλαδή είναι η λαμβανόμενη κυματομορφή στο δέκτη. Για να ανιχνευθούν οι παλμοί χρησιμοποιούμε την ίδια κυματομορφή του πρότυπου παλμού αναφοράς και στο λαμβανόμενο σήμα εκτελούμε την πράξη της συσχέτισης (correlation). Στην πραγματικότητα ο πρότυπος παλμός κανονικοποιείται πρώτα ώστε να εκτιμηθεί πιο σωστά ο συντελεστής της διαδρομής. Το αποτέλεσμα είναι το γράφημα (c). Η πιθανότερη θέση ενός πραγματικού παλμού του σήματος είναι εκεί που η συσχέτιση έχει μέγιστο, δηλαδή στη θέση με το υπ' αριθμόν 300 δείγμα. Εφόσον εντοπίσουμε τη θέση, το επόμενο βήμα είναι να αφαιρεθεί ο παλμός που εντοπίσαμε από το αρχικό σήμα (γράφημα b). Το αποτέλεσμα φαίνεται στο γράφημα (d), στο οποίο με διακεκομμένη γραμμή απεικονίζεται ο αρχικός παλμός που αφαιρέθηκε. Το εκτιμώμενο πλάτος και η αντίστοιχη καθυστέρηση της εκάστοτε διαδρομής τοποθετεί στην κρουστική απόκριση για το κανάλι ένα κρουστικό παλμό (πεπερασμένου πλάτους συνάρτηση δέλτα) αντίστοιχου ύψους και καθυστέρησης όπως διακρίνεται στο γράφημα (e). Στη συνέχεια επαναλαμβάνουμε τη διαδικασία της συσχέτισης και εντοπίζουμε ξανά το μέγιστο, το οποίο αυτή τη φορά ανήκει στην επόμενη πιο ισχυρή διαδρομή του καναλιού. Τα παραπάνω επαναλαμβάνονται μέχρι να ανιχνευθούν όλοι οι παλμοί. Με αυτόν τον τρόπο βρίσκουμε τα πλάτη και τις καθυστερήσεις που συνθέτουν την κρουστική απόκριση του ασύρματου καναλιού, όπως εκείνη εκφράζεται με τη σχέση (1). Στο παραπάνω παράδειγμα αγνοήθηκε η παρουσία του θορύβου. Εξ' αιτίας του θορύβου μετά από αρκετές επαναλήψεις οι ανιχνεύσιμοι παλμοί μπορεί να θεωρηθούν άκυροι. Για αυτό το λόγο μετά από εκτίμηση της ισχύος του θορύβου θέτουμε ένα όριο με το οποίο να σταματά η διαδικασία της αποσυνέλιξης, για παράδειγμα όταν το πλάτος που ανιχνεύεται είναι μικρότερο από 20dB του μέγιστου.

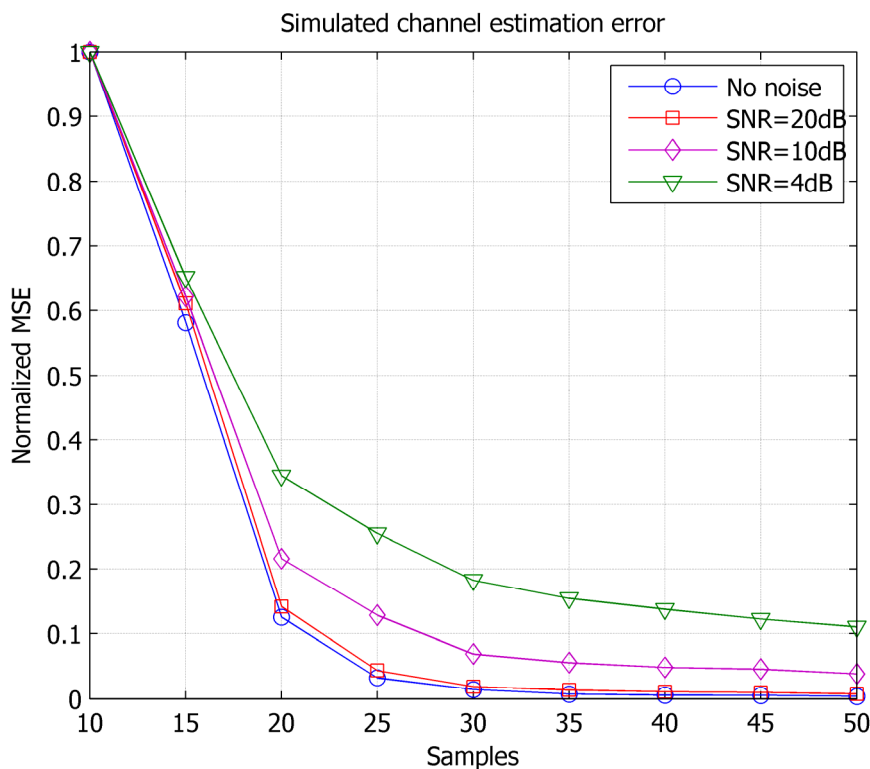


**Σχήμα 6.19** Σχηματική αναπαράσταση της αφαιρετικής αποσυνέλιξης. (α) Απόκριση καναλιού. (β) Έξοδος σήματος από το κανάλι. (γ) Συνάρτηση συσχέτισης του σήματος με τον πρότυπο παλμό. (δ) Αφαίρεση του παλμού που ανιχνεύθηκε στο μέγιστο της συσχέτισης. (ε) Προσθήκη κρουστικού παλμού στην τελική κρουστική απόκριση.

Τα βήματα της παραπάνω επεξεργασίας αποτελούν τον αλγόριθμο CLEAN, όπου στη διεθνή βιβλιογραφία το σήμα του γραφήματος ( $b$ ) αποκαλείται *dirty map* ενώ του γραφήματος ( $e$ ) *clean map*. Ο αλγόριθμος λοιπόν συνοψίζεται στα εξής βήματα,

1. Αρχικοποιούμε το *dirty map* ως,  $d(t) = r(t)$  (λαμβανόμενη κυματομορφή) και το *clean map* ως,  $c(t) = 0$ .
2. Σχηματίζουμε τη συνάρτηση συσχέτισης,  $\Gamma(\tau) = p(t) \odot d(t)$ , όπου  $p(t)$  είναι ο κανονικοποιημένος παλμός αναφοράς, με το σύμβολο ( $\odot$ ) να συμβολίζει την πράξη της συσχέτισης (correlation).
3. Βρίσκουμε το μέγιστο  $\Gamma_i$  και την αντίστοιχη θέση  $\tau_i$  της συνάρτησης  $\Gamma(\tau)$ .
4. Αν  $\Gamma_i < threshold$ , μετάβαση στο βήμα 8, όπου *threshold* είναι το όριο με το οποίο τερματίζεται η διαδικασία.
5. Ανανεώνουμε το *dirty map* με  $d(t) = d(t) - \Gamma_i p(t - \tau_i)$
6. Ανανεώνουμε το *clean map* με  $c(t) = c(t) + \Gamma_i \delta(t - \tau_i)$ .
7. Μετάβαση στο βήμα 2.
8. Η εκτίμηση της κρουστικής απόκρισης είναι,  $\hat{h}(t) = c(t)$ .

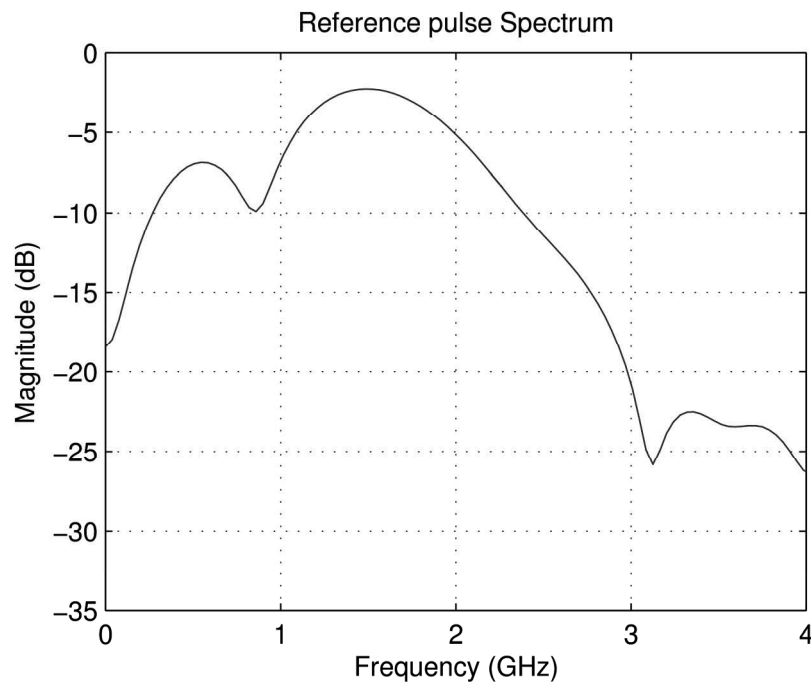
Ένα ερώτημα που προκύπτει είναι το εξής: πόση είναι η διακριτική ικανότητα στο πεδίο του χρόνου για την ανίχνευση των παλμών. Με άλλα λόγια πόσο κοντά μπορούν να βρεθούν δύο διαδοχικοί παλμοί ώστε να μπορούν να διακριθούν. Δύο διαδοχικές διαδρομές με καθυστερήσεις πολύ κοντά η μία με την άλλη δε θα ήταν δυνατόν να ανιχνευθούν. Μια πρώτη προσέγγιση της ελάχιστης αυτής απόστασης θα ήταν όσο και το εύρος των παλμών. Για να απαντήσουμε σε αυτό το ερώτημα εκτελούμε μια προσομοίωση του παραπάνω αλγορίθμου με σκοπό να εξετάσουμε την ικανότητα διάκρισης των παλμών. Δημιουργούμε ένα τυχαίο κανάλι με ρυθμιζόμενη απόσταση, σε δείγματα, μεταξύ των διαδοχικών διαδρομών (taps). Επαναλαμβάνουμε τη διαδικασία για 1000 διαφορετικά κανάλια και για διάφορες τιμές απόστασης των taps.



**Σχήμα 6.20** Προσομοίωση του σφάλματος εκτίμησης για την απόκριση του καναλιού σαν συνάρτηση της απόστασης των διαδοχικών στο χρόνο διαδρομών μετρούμενη σε δείγματα

Τα αποτελέσματα διακρίνονται στο σχήμα 6.20. Στον οριζόντιο άξονα έχουμε την απόσταση σε δείγματα των διαδοχικών taps του καναλιού, ενώ στον κατακόρυφο υπολογίζουμε το κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (Normalized Mean Square Error, NMSE), της εκτίμησης του καναλιού. Αυτό βρίσκεται συγκρίνοντας την εκτιμώμενη απόκριση από τον αλγόριθμο και την αρχική που δημιουργήσαμε. Στην προσομοίωση αυτή έγινε χρήση του παλμού αναφοράς του σχήματος 6.16. Περιορίζοντας την εικόνα αυτή στο κύριο σώμα του παλμού το εύρος του είναι περίπου 40 δείγματα, που αντιστοιχούν στα 2nsec. Το φάσμα του παλμού αναφοράς φαίνεται στο σχήμα 6.21.

Όπως διακρίνεται στη γραφική παράσταση του σφάλματος, στο σχήμα 6.20, όσο πιο αραιό είναι το κανάλι τόσο λιγότερο σφάλμα έχουμε στην εκτίμηση. Παρόλα αυτά μπορεί κανείς να εντοπίσει ένα σημείο οριακό πέραν του οποίου η βελτίωση δεν είναι πολύ σημαντική.



**Σχήμα 6.21** Το φάσμα του παλμού αναφοράς του σχήματος 6.16.

Στις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν θεωρήθηκε η ελάχιστη απόσταση μεταξύ δυο διαδοχικών διαδρομών τα 25 δείγματα, αντιστοιχώντας σε χρόνο 1.25nsec. Για να θέσουμε αυτή την ελάχιστη απόσταση στον παραπάνω αλγόριθμο υιοθετούμε την τεχνική της αναφοράς [5], όπου στην ανανέωση του *dirty map*, στο βήμα 5, επιπλέον εισάγουμε μηδενικά στο κέντρο του παλμού, που αντιστοιχούν στα 25 δείγματα. Η διαφορά με το [5] είναι πως εκεί μηδενιζόταν ολόκληρος ο παλμός. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγουμε λανθασμένες εκτιμήσεις έξω από τα όρια της διακριτικής ικανότητας που μας παρέχεται. Με αυτήν την αλλαγή ο τελικός αλγόριθμος που πραγματοποιήθηκε έχει ως εξής:

1. Αρχικοποιούμε το *dirty map* ως,  $d(t) = r(t)$  (λαμβανόμενη κυματομορφή) και το *clean map* ως,  $c(t) = 0$ .
2. Σχηματίζουμε τη συνάρτηση συσχέτισης,  $\Gamma(\tau) = p(t) \odot d(t)$ , όπου  $p(t)$  είναι ο κανονικοποιημένος παλμός αναφοράς, με το σύμβολο ( $\odot$ ) να συμβολίζει την πράξη της συσχέτισης (correlation).
3. Βρίσκουμε το μέγιστο  $\Gamma_i$  και την αντίστοιχη θέση  $\tau_i$  της συνάρτησης  $\Gamma(\tau)$ .

4. Αν  $\Gamma_i < threshold$ , μετάβαση στο βήμα 8, όπου  $threshold$  είναι το όριο με το οποίο τερματίζεται η διαδικασία.
5. Ανανεώνουμε το *dirty map* με  $d(t) = d(t) - \Gamma_i p(t - \tau_i)$  και στη συνέχεια εισάγουμε μηδενικά γύρω από τη θέση που ανιχνεύθηκε ο παλμός.
6. Ανανεώνουμε το *clean map* με  $c(t) = c(t) + \Gamma_i \delta(t - \tau_i)$ .
7. Μετάβαση στο βήμα 2.
8. Η εκτίμηση της κρουστικής απόκρισης είναι,  $\hat{h}(t) = c(t)$ .

Ένα ερώτημα που προκύπτει είναι ποια είναι η καλύτερη τιμή για το κατώφλι ( $threshold$ ). Αυτή η τιμή μπορεί να είναι αυθαίρετη αρκεί ο παραπάνω αλγόριθμος να μη σταματά νωρίς, ώστε να μην αποκαλύψει περαιτέρω παλμούς, αλλά ούτε και να συνεχίζει για πολύ μικρές τιμές του πλάτους, όπου υπάρχει πιθανότητα λανθασμένης εκτίμησης λόγω θορύβου. Σε περιβάλλον με λίγο σχετικά θόρυβο όπως στις περιπτώσεις LOS η τιμή αυτή έχει τεθεί στα  $-25\text{dB}$  της μέγιστης. Στις περιπτώσεις όμως στις οποίες ο θόρυβος είναι σημαντικότερος (NLOS) γίνεται μια επιπλέον εκτίμηση σχετικά με το θόρυβο που επανακαθορίζει το κατώφλι. Σε όλες τις καταγραφές των κυματομορφών μετά τα  $200\text{nsec}$  θεωρείται πως υπάρχει μόνο θόρυβος και όχι σήμα. Υπολογίζουμε τη συσχέτιση (correlation) του παλμού αναφοράς με το θόρυβο και βρίσκουμε την τυπική απόκλιση της τυχαίας κατανομής που προκύπτει. Με αυτόν τον τρόπο ορίζουμε ένα νέο όριο στο τριπλάσιο της τυπικής απόκλισης, εκεί δηλαδή που η πιθανότητα να παρατηρηθεί λανθασμένη έξοδος, λόγω θορύβου, είναι της τάξεως του  $0.1\%$ . Εάν αυτό το όριο υπερβεί το κατώφλι τότε το κατώφλι παίρνει αυτή την τιμή. Με αυτόν τον τρόπο μειώνουμε τις πιθανότητες λανθασμένης εκτίμησης. Επίσης η υπολογιζόμενη ισχύς του θορύβου αφαιρείται από τις μετρήσεις για το path loss ώστε να έχουμε μια καλύτερη εκτίμηση για τη λαμβανόμενη ισχύ.

### 6.3.3 Αποτελέσματα

Τα αποτελέσματα των μετρήσεων χωρίζονται σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη αφορά στη μέτρηση της απώλειας διάδοσης συναρτήσει της απόστασης (διάλειαψη μεγάλης κλίμακας), ενώ η δεύτερη στον προσδιορισμό των χαρακτηριστικών χρονικής διασποράς (time dispersion characteristics) που περιλαμβάνει το mean excess delay το RMS delay spread (διάλειαψη μικρής κλίμακας) και το πλήθος των σημαντικότερων διαδρομών. Η απώλεια διάδοσης (Path Loss, PL), ορίζεται από τη σχέση [13],

$$PL(dB) = 10 \log \left( \frac{P_t}{P_r} \right) \quad (4)$$

όπου,  $P_t$  είναι η εκπεμπόμενη ισχύς και  $P_r$  η λαμβανόμενη ισχύς για συγκεκριμένη θέση των κεραιών. Η πρώτη βρίσκεται μετρώντας την ισχύ των παλμών απ' ευθείας στην έξοδο του πομπού, ενώ η δεύτερη προκύπτει από τις λαμβανόμενες κυματομορφές στον παλμογράφο. Αυτές έχουν δε, περιοριστεί χρονικά στα πρώτα 200nsec, διότι από εκείνη τη χρονική στιγμή και μετά δεν παρατηρήθηκαν αφίξεις παλμών, ή τουλάχιστον αυτές δεν ήταν δυνατό να διακριθούν από το θόρυβο. Άλλωστε σύμφωνα με τις περισσότερες έρευνες, για αυτές τις αποστάσεις, συνήθως η απόκριση του καναλιού δεν ξεπερνά τα 150nsec. Επιπλέον αυτό βοηθά στην ελάττωση του συνολικού θορύβου. Το μοντέλο που χρησιμοποιούμε για την περιγραφή της εξάρτησης του  $PL$  από την απόσταση που χωρίζει τις δύο κεραιές, εκφράζεται με τον ακόλουθο εκθετικό νόμο,

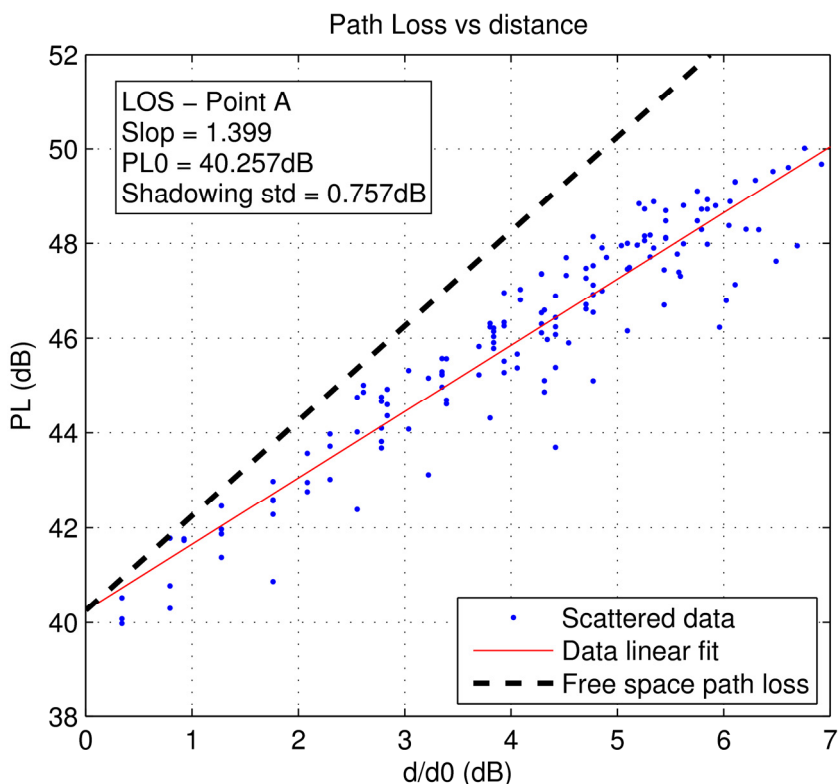
$$PL(d) \propto \left( \frac{d}{d_0} \right)^n \quad (5)$$

όπου,  $d$  η απόσταση μεταξύ των κεραιών (TX-RX),  $d_0$  η απόσταση αναφοράς η οποία στη δική μας περίπτωση είναι το 1m και  $n$  είναι ο εκθέτης που δηλώνει το ρυθμό της απώλειας διάδοσης. Σύμφωνα με την εξίσωση του Friis, για τη διάδοση στον ελεύθερο χώρο, ο εκθέτης ισούται με 2. Αν εκφράσουμε τις ποσότητες σε λογαριθμική κλίμακα, η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί ως εξής,

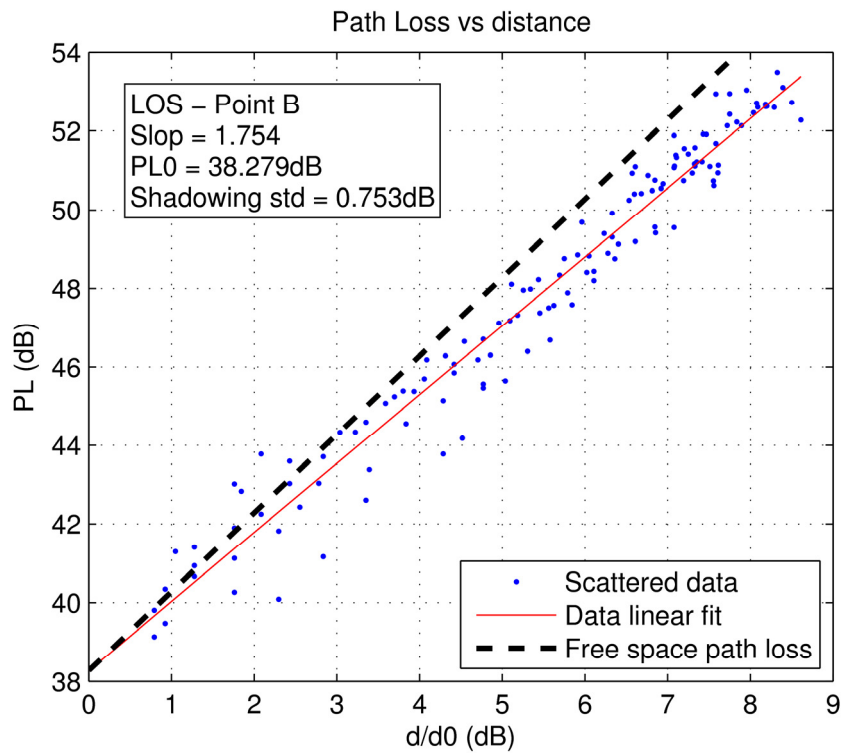
$$PL_{dB}(d) = PL_0 + 10n \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_{sh} \quad (6)$$



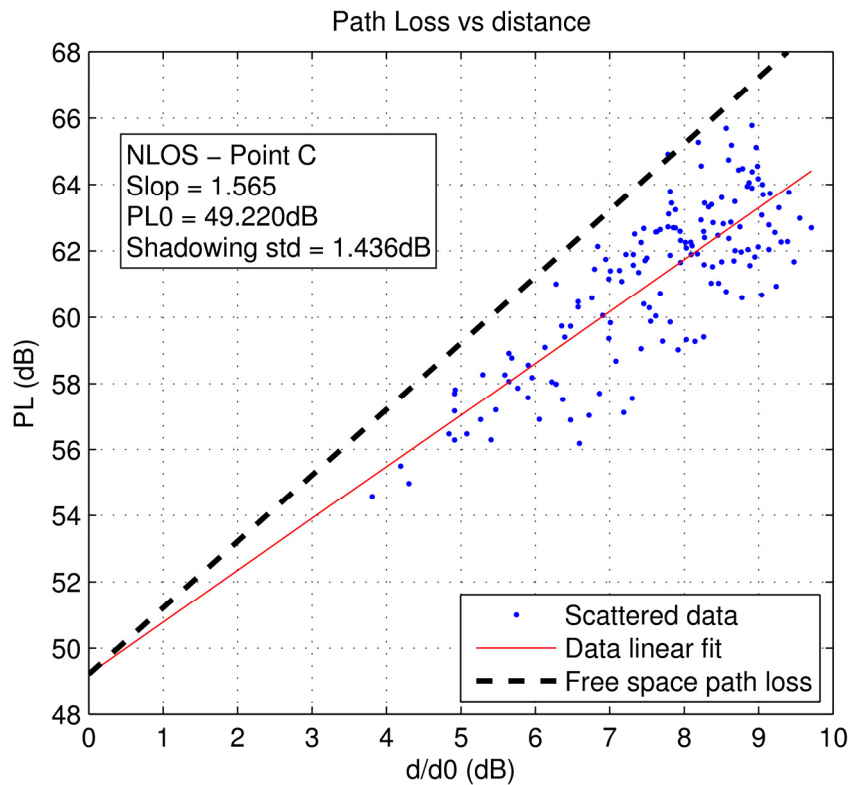
όπου,  $PL_0$  είναι η απώλεια διάδοσης σε απόσταση ίση με  $d = d_0 = 1m$  και ο όρος  $X_{sh}$  εκφράζει το φαινόμενο σκίασης (shadowing effect) το οποίο προκαλεί διαφορετικές τιμές για το  $PL$  για διαφορετικές θέσεις των κεραιών, ακόμη και αν αναφέρονται στην ίδια απόσταση μεταξύ τους  $d$ . Αυτός ο όρος θεωρείται τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma_{sh}$ , ακολουθεί δε, κανονική κατανομή εφόσον είναι εκφρασμένη σε dB ( $X_{sh} \sim N(0, \sigma_{sh}^2)$ ). Το τελευταίο προέρχεται από το γεγονός πως ο παράγοντας σκίασης ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή (log-normal). Η εξίσωση (6) χρησιμοποιείται ως το μαθηματικό μοντέλο για να υπολογίσουμε τόσο τον εκθέτη  $n$  αλλά και το  $PL_0$  καθώς και την τυπική απόκλιση της σκίασης  $\sigma_{sh}$ . Για να το επιτύχουμε αυτό χρησιμοποιούμε τη διασπορά των πειραματικών δεδομένων την οποία ταιριάζουμε στο παραπάνω γραμμικό μοντέλο με τη μέθοδο των ελάχιστων τετραγώνων (Least Squares Linear Regression). Τα σχήματα 6.22 έως 6.26 δείχνουν τα αποτελέσματα των μετρήσεων για το path loss για τις πέντε περιπτώσεις που αναφέρθηκαν στην παράγραφο 6.3.1. Τα αποτελέσματα αναγράφονται συγκεντρωτικά στον πίνακα 6.2.



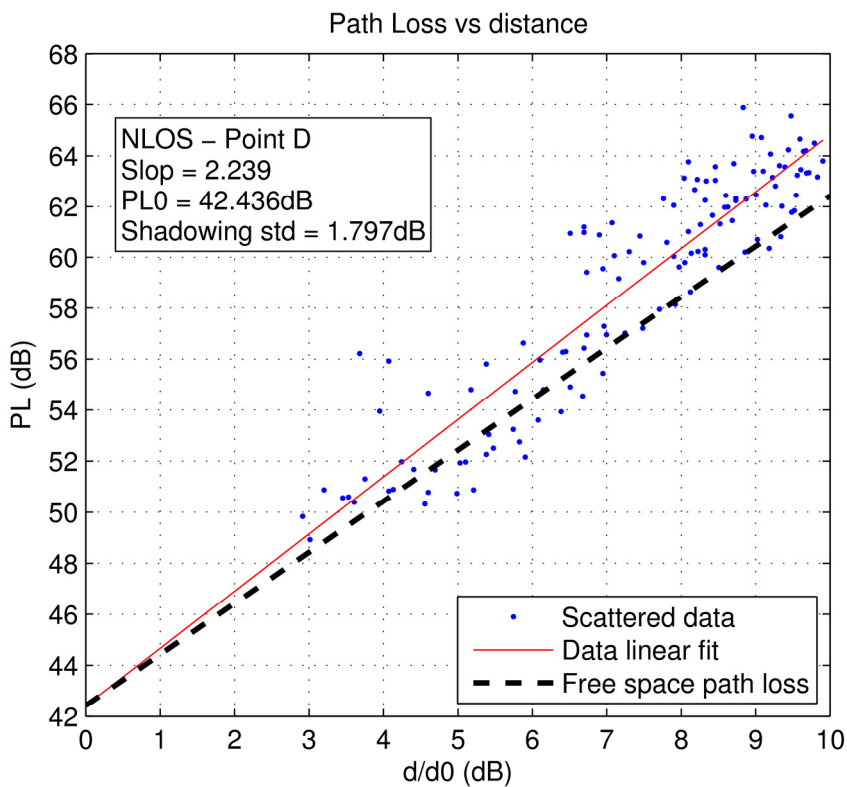
**Σχήμα 6.22** Η απώλεια διάδοσης για τη θέση A του δέκτη



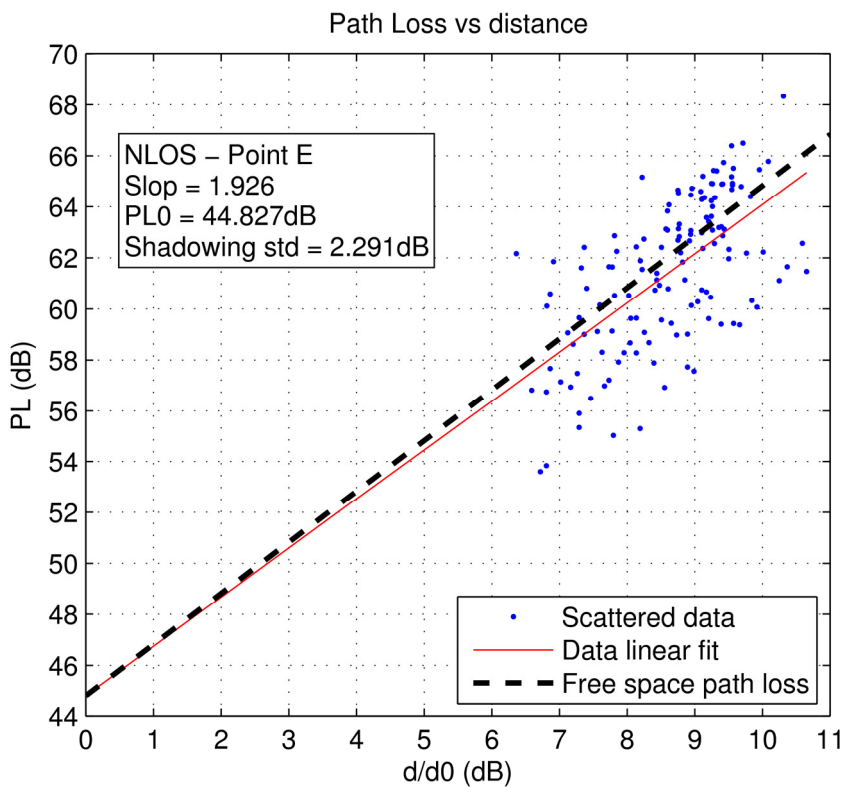
**Σχήμα 6.23** Η απώλεια διάδοσης για τη θέση Β του δέκτη



**Σχήμα 6.24** Η απώλεια διάδοσης για τη θέση C του πομπού



Σχήμα 6.25 Η απώλεια διάδοσης για τη θέση D του πομπού



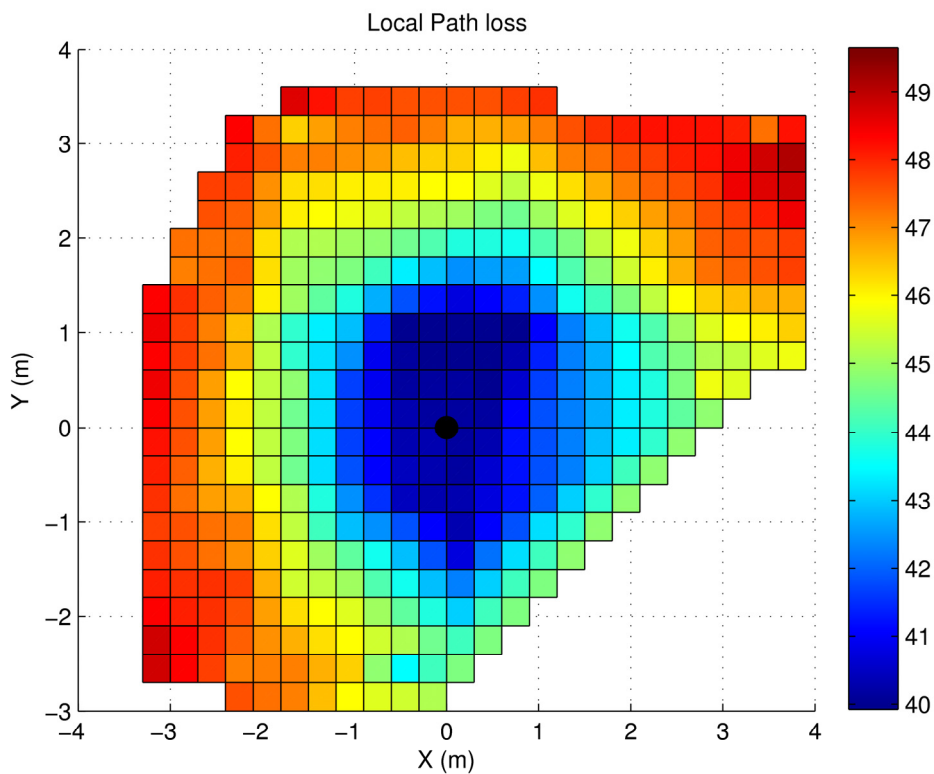
Σχήμα 6.26 Η απώλεια διάδοσης για τη θέση E του πομπού

**Πίνακας 6.2.** Αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων για την απώλεια διάδοσης συναρτήσει της απόστασης.

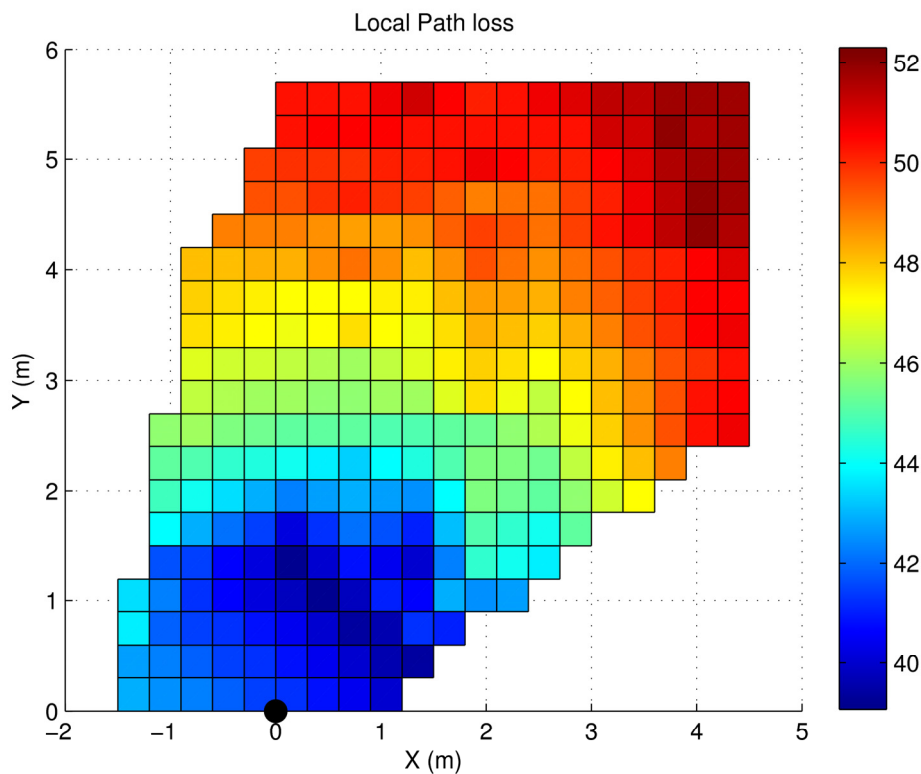
Θέση TX-RX	$n$	$PL_0$ (dB)	$\sigma_{sh}$ (dB)	Μετρήσεις
LOS – A	1.399	40.257	0.757	150
LOS – B	1.754	38.279	0.753	130
NLOS – C	1.565	49.220	1.436	151
NLOS – D	2.239	42.436	1.797	125
NLOS – E	1.926	44.827	2.291	137

Το φαινόμενο σκίασης είναι αρκετά πιο έντονο στις περιπτώσεις NLOS απ' ότι στο LOS, όπως και η τιμή του εκθέτη είναι μεγαλύτερη. Επίσης μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η κλίση των ευθειών (εκθέτης  $n$ ), στις περισσότερες περιπτώσεις ακόμη και σε αυτές που δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού δέκτη, δεν ξεπερνά την τιμή 2. Αυτό είναι επόμενο αν αναλογιστεί κανείς πως ο ρυθμός απώλειας της ισχύος σε έναν εσωτερικό χώρο πρέπει να είναι μικρότερος από εκείνον αντίστοιχα σε ελεύθερο χώρο, εξ' αιτίας των πολλαπλών ανακλάσεων, με αποτέλεσμα να φθάνει περισσότερη ενέργεια στο δέκτη και να μη χάνεται. Το φαινόμενο σκίασης από την άλλη πλευρά δείχνει να έχει ισχυρή εξάρτηση από το αν υπάρχει οπτική επαφή των κεραιών. Η χειρότερη περίπτωση, όπως θα μπορούσε να προβλέψει κανείς, είναι εκείνη όπου ο πομπός είναι τοποθετημένος στο σημείο E και μεταξύ των κεραιών παρεμβάλλονται δύο τοίχοι.

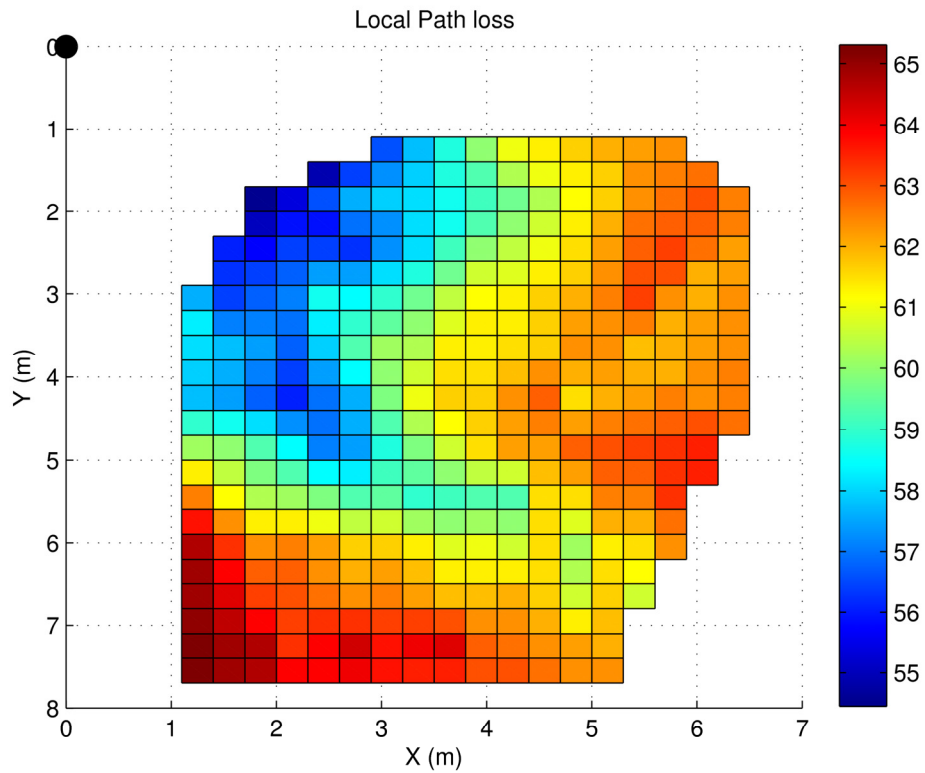
Κατά τη μετακίνηση των κεραιών εκτός της απόστασης μεταξύ τους καταγραφόταν και η θέση σε ένα σύστημα συντεταγμένων X-Y όπου η αρχή των αξόνων είναι η θέση της ακίνητης κεραιάς, είτε του δέκτη στις περιπτώσεις A και B, είτε του πομπού στις περιπτώσεις C, D και E. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να αναπαραστήσουμε την απώλεια διάδοσης με τρισδιάστατο γράφημα όπου το επίπεδο (X-Y) παριστάνει το χώρο στον οποίο έγιναν οι μετρήσεις ενώ η κατακόρυφη (Z) συνιστώσα είναι η τιμή του PL. Τα σχήματα 6.27 έως 6.31, παρέχουν την κάτοψη αυτών των γραφημάτων όπου μπορούμε να έχουμε μια εικόνα της τοπικής μεταβολής της απώλειας διάδοσης.



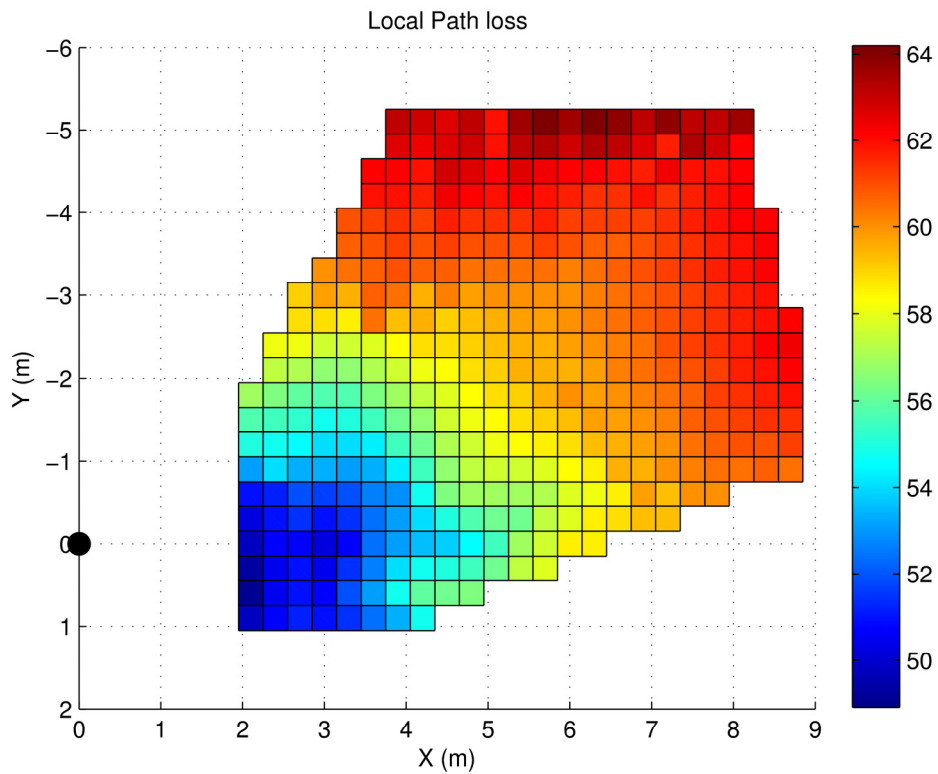
Σχήμα 6.27 Η απώλεια διάδοσης για τη θέση Α του δέκτη



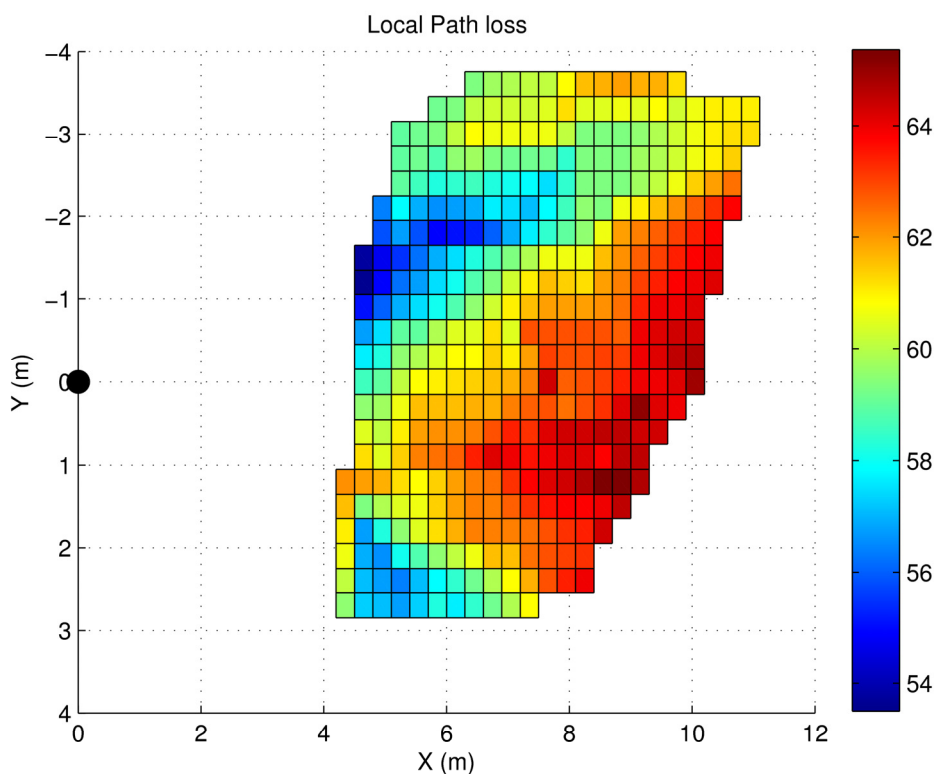
Σχήμα 6.28 Η απώλεια διάδοσης για τη θέση Β του δέκτη



Σχήμα 6.29 Η απώλεια διάδοσης για τη θέση C του πομπού



Σχήμα 6.30 Η απώλεια διάδοσης για τη θέση D του πομπού



**Σχήμα 6.31** Η απώλεια διάδοσης για τη θέση E του πομπού

Με μαύρο κύκλο σημειώνεται η θέση της ακίνητης κεραίας. Οι ψυχρότερες περιοχές (αποχρώσεις του μπλε), έχουν τη χαμηλότερη τιμή ενώ οι θερμότερες (αποχρώσεις του κόκκινου) έχουν τις μεγαλύτερες τιμές, άρα εκεί η απώλεια είναι μεγαλύτερη.

Το επόμενο βήμα της έρευνας περιλαμβάνει τον προσδιορισμό των χρονικών παραμέτρων διεύρυνσης του καναλιού. Αυτές υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις εκτιμήσεις για την κρουστική απόκριση του καναλιού, με χρήση του αλγορίθμου της προηγούμενης παραγράφου. Οι σημαντικότερες παράμετροι που χαρακτηρίζουν ένα ασύρματο πολυδιαδρομικό κανάλι είναι το *mean excess delay* και το *RMS delay spread*. Η πρώτη παριστάνει την πρώτη ροπή της κατανομής ισχύος με το χρόνο (Power Delay Profile, PDP) και ορίζεται με τη σχέση [13],

$$\tau_m = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} \quad (7)$$

όπου,  $a_k$  και  $\tau_k$  οι συντελεστές κέρδους και οι αντίστοιχες καθυστερήσεις των διαδρομών. Η δεύτερη είναι η ρίζα της δεύτερης ροπής του PDP και ορίζεται με τη σχέση,

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\tau_m)^2} \quad (8)$$

όπου,  $\tau_m$  το mean excess delay και το  $\overline{\tau^2}$  ορίζεται με τη σχέση,

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} \quad (9)$$

Ο πίνακας 6.3 συνοψίζει τα αποτελέσματα των παραπάνω παραμέτρων. Επιπλέον αναγράφεται και το πλήθος των σημαντικότερων διαδρομών. Εκείνες ορίζονται σαν οι διαδρομές με τη μεγαλύτερη ισχύ και χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, Στην πρώτη καταμετρώνται οι διαδρομές που βρίσκονται πάνω από τα -10dB της μέγιστης ( $NP_{10dB}$ ), ενώ στη δεύτερη όσες περικλείουν το 85% της συνολικής ενέργειας ( $NP_{85\%}$ ). Στον πίνακα αυτό υπολογίζονται οι παράμετροι για κάθε θέση ξεχωριστά και παρέχονται οι μέσες τιμές και οι τυπικές αποκλίσεις της διασποράς τους.

**Πίνακας 6.3.** Αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων για τις χρονικές παραμέτρους του ασύρματου καναλιού.

Θέση TX-RX	$\tau_m$ (nsec)		$\tau_{rms}$ (nsec)		$NP_{10dB}$		$NP_{85\%}$		Πλήθος Μετρήσεων
	mean	std	mean	std	mean	std	mean	std	
LOS – A	6.78	2.34	10.96	2.39	1.20	0.50	26.60	18.41	150
LOS – B	5.93	2.37	9.99	2.74	1.39	0.64	26.07	16.43	130
NLOS – C	17.27	4.70	17.43	3.78	6.36	3.71	103.38	27.56	151
NLOS – D	12.39	6.90	14.88	5.39	3.74	2.86	67.49	34.44	125
NLOS – E	18.59	7.54	19.49	5.38	7.69	6.03	108.09	42.92	137



Στις εκφράσεις (7) και (8) η χρονική στιγμή της πρώτης διαδρομής θεωρείται μηδέν,  $\tau_0 = 0$ . Γι' αυτό το λόγο και στις δύο περιπτώσεις, LOS και NLOS, η χρονική καθυστέρηση της πρώτης διαδρομής αφαιρείται από τις μετρήσεις.

Παρατηρούμε πως το πλήθος των σημαντικών διαδρομών, που έχουν πλάτος μεγαλύτερο από το όριο που ορίζεται από τα  $-10\text{dB}$  του μέγιστου πλάτους,  $NP_{10\text{dB}}$ , είναι αρκετά μικρό, σε σχέση με τις προβλεπόμενες θεωρητικές τιμές του μοντέλου IEEE 802.15.3a, στο οποίο οι τιμές κυμαίνονται περίπου από 12 έως 40. Αυτό είναι μια ένδειξη πως στο χώρο που έγιναν οι μετρήσεις οι ανακλάσεις, από τις οποίες έφθαναν οι παλμοί στο δέκτη, ήταν αρκετά ασθενείς ή και λιγιστοί σε αριθμό. Στην περίπτωση που ο πομπός ήταν τοποθετημένος στη θέση D, επίσης παρατηρούμε μικρή τιμή στο  $NP_{10\text{dB}}$ , παρόλο που δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού – δέκτη. Ένας λόγος, για τον οποίο θα μπορούσε να συμβεί αυτό, είναι πως σε εκείνη τη θέση οι εκπεμπόμενοι παλμοί διαπερνούσαν με μεγαλύτερη ευκολία το υλικό του τοίχου, απ' ό,τι στις θέσεις C και E. Με αυτόν τον τρόπο ήταν δυνατόν κάποιες διαδρομές να ορίζονται διαμέσου του τοίχου και όχι σε πολύ μεγάλο βαθμό μέσω ανακλάσεων. Η μεγάλη διεισδυτική ικανότητα είναι ένα χαρακτηριστικό των παλμών υπέρ-ευρείας ζώνης που μαζί με την μεγάλη διακριτική ικανότητα στο χρόνο καθιστούν αυτή την τεχνολογία ιδανική για συστήματα ραντάρ (radar), εντοπισμού (localization) και απεικόνισης (imaging).

**ΑΝΑΦΟΡΕΣ**

- [1] Linqing Yang and Georgios B. Giannakis, “Ultra-Wideband Communications”, IEEE Signal Processing Magazine, Nov. 2004.
- [2] Moe Z. Win and Robert A. Scholtz, "Impulse Radio: How it works", IEEE Communications Letters, Vol. 2, No. 1, Jan. 1998.
- [3] Moe Z. Win, and Robert A. Scholtz, “Characterization of Ultra-Wide Bandwidth Wireless Indoor Channels: A Communication-Theoretic View”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 9, December 2002.
- [4] Chia-Chin Chong, Young-Eil Kim, Su Khiong Yong and Seong-Soo Lee, “Statistical characterization of the UWB propagation channel in indoor residential environment”, Wireless Communications and Mobile Computing, 2005, pp:503–512.
- [5] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, B. Woerner and S. Riad, “UWB Channel Impulse Response Characterization Using Deconvolution Techniques”.
- [6] Rodney G. Vaughan and Neil L. Scott, "Super-Resolution of Pulsed Multipath Channels for Delay Spread Characterization", IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 3, March 1999.
- [7] J.M. Cramer, R.A. Scholtz, M.Z. Win, "Evaluation of an Ultra-Wideband Propagation Channel", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, pp. 626-630, 1998.
- [8] J.M. Cramer, M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Evaluation of the Multipath Characteristics of the Impulse Radio Channel", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, The Ninth IEEE International Symposium, Vol. 2, pp. 864-868, 1998.
- [9] Jeffrey R. Foerster, Marcus Pendergrass and Andreas F. Molisch, “A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication”.
- [10] A. Saleh and R. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation”, IEEE JSAC, Vol SAC-5, No 2, Feb. 1987.
- [11] Giorgos Tatsis, Constantinos Votis, Vasilis Raptis, Vasilis Christofilakis, Spyridon K. Chronopoulos, Panos Kostarakis, “Design and Implementation of Ultra-Wideband Impulse Radio Transmitter”, in Proceedings of 7th

International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.

- [12] [11] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory, Analysis and Design”, John Wiley & Sons, 2002.
- [13] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice" 2nd Edition, Prentice Hall, 2002.
- [14] Giorgos Tatsis, Constantinos Votis, Panos Kostarakis, “Indoor Multipath Channel Experimental Characterization Using Time Domain Techniques”  
(SUBMITTED FOR PUBLICATION)



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

## ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ

### 7.1 Γενικά συμπεράσματα

Η διατριβή αυτή είχε ως στόχο τη μελέτη των χαρακτηριστικών που διέπουν μια ασύρματη επικοινωνία υπέρ-ευρείας ζώνης (UWB). Επικεντρώθηκε δε, στην τεχνική εκπομπής και λήψης πολύ στενών παλμών (Impulse Radio). Στα πλαίσια της εργασίας αυτής τα επιμέρους θέματα που διεκπεραιώθηκαν συνοψίζονται στα εξής,

- Ξεκινώντας από την εκπομπή των παλμών, υλοποιήθηκε ο πομπός UWB ο οποίος χρησιμοποιήθηκε σε πειραματικές μετρήσεις. Ο πομπός χωρίζεται σε δύο μέρη, το υλικό και το λογισμικό. Όσον αφορά στο υλικό, ο πομπός είναι σε θέση να εκπέμπει πολύ στενούς στο χρόνο παλμούς, με διαμόρφωση μετατόπισης θέσης (PPM) ή πλάτους (OOK) με μέγιστο ρυθμό περίπου 100Mpulse/sec. Ο χρήστης μέσω του λογισμικού, μπορεί να επαναπροσδιορίζει τον τρόπο αποστολής των παλμών προγραμματίζοντας κατάλληλα τον πομπό. Οι μετρήσεις με παλμογράφο και αναλυτή φάσματος έδειξαν πως οι εκπεμπόμενοι παλμοί έχουν εύρος στο χρόνο λιγότερο από 1nsec, ενώ το φάσμα τους εκτείνεται σε τουλάχιστον 2.5GHz.
- Οι κεραιές UWB παίζουν καθοριστικό ρόλο στην αποδοτική εκπομπή και λήψη ραδιοσήματος το οποίο καταλαμβάνει πολύ μεγάλο εύρος ζώνης. Εκτός των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών, το βασικότερο μέλημα ενός σχεδιαστή είναι να πετύχει πρωτίστως την όσο μεγαλύτερη επίδοση της κεραιάς στην αντίστοιχη φασματική περιοχή του ενδιαφέροντος. Υπάρχουν πολλοί τύποι κεραιών και στη διατριβή αυτή έγινε χρήση γνωστού τύπου κεραιάς κυκλικού μονοπόλου που κατασκευάστηκε σε πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος. Επιπλέον πραγματοποιήθηκε μελέτη της κεραιάς με κατάλληλη τροποποίηση τόσο

- πειραματικά μέσω μετρήσεων, όσο και σε επίπεδο προσομοίωσης. Σε κάποιες περιπτώσεις η τροποποιημένη κεραία μπορεί να αποδειχθεί πιο ωφέλιμη όσον αφορά στην ομαλότητα της απόκρισής της, με την έννοια της μικρότερης επιλεκτικότητας σε συχνότητα που οδηγεί σε πιο επίπεδη απόκριση.
- Πριν εφαρμοστεί στην πράξη οποιοδήποτε σύστημα ασύρματης μετάδοσης ραδιοσήματος, είναι απαραίτητη η μελέτη σε θεωρητικό επίπεδο της απόδοσης του συστήματος. Στην εργασία αυτή πραγματοποιήθηκε η θεωρητική μελέτη, για έναν τύπο δέκτη προσαρμοσμένου φίλτρου, με γνώμονα το ρυθμό εσφαλμένων bit (BER). Στη μελέτη ελήφθησαν υπόψη οι παράγοντες του θορύβου, του πολυδιαδρομικού καναλιού, των χαρακτηριστικών του ψηφιακού φίλτρου προσαρμογής καθώς και της μονάδας μετατροπής του αναλογικού σε ψηφιακό (ADC).
  - Ακολουθώντας την αρχιτεκτονική του δέκτη της θεωρητικής μελέτης, πραγματοποιήθηκε κατάλληλη πειραματική διαδικασία αποστολής – λήψης παλμών, με σκοπό την διερεύνηση των επιμέρους μονάδων επεξεργασίας του σήματος. Για τη διαδικασία εκπομπής χρησιμοποιήθηκε ο πομπός, ενώ για τη λήψη ένας παλμογράφος και τα δεδομένα από τον παλμογράφο τα επεξεργάζεται ένας προσωπικός υπολογιστής. Με την όλη διαδικασία δίνεται η δυνατότητα να ελεγχθούν στην πράξη κάποια από τα σημαντικότερα ζητήματα όπως ο συγχρονισμός, η εκτίμηση καναλιού, η ανίχνευση σήματος και η αποδιαμόρφωση.
  - Τέλος, πραγματοποιήθηκε πειραματική διαδικασία με στόχο το χαρακτηρισμό του ασύρματου πολυδιαδρομικού καναλιού. Το πείραμα περιλαμβάνει μετρήσεις διάδοσης παλμών με κεραίες, σε εσωτερικό χώρο σε αποστάσεις έως 10m. Με χρήση της αφαιρετικής αποσυνέλιξης στο πεδίο του χρόνου, εξάγεται η κρουστική απόκριση του καναλιού. Μετρήθηκαν, η απώλεια διάδοσης (Path Loss), οι παράμετροι χρονικής διασποράς (delay spread), καθώς και το πλήθος των σημαντικών διαδρομών.

## 7.2 Προτάσεις βελτίωσης

Αναμφίβολα η μεγαλύτερη πρόκληση στα συστήματα UWB είναι η λήψη και επεξεργασία του σήματος σε πραγματικό χρόνο και αυτός αποτελεί τον υπ' αριθμό έναν μελλοντικό στόχο κάθε έρευνας σχετικά με την τεχνολογία υπέρ-ευρείας ζώνης. Δεν μπορεί κανείς να παραβλέψει τις δυσκολίες που υπεισέρχονται σε ένα σύστημα που πρόκειται να λειτουργήσει σε ιδιαίτερα μεγάλες συχνότητες και η σημαντικότερη είναι η ανώτερη ταχύτητα που παρέχεται τεχνολογικά. Ακόμη περισσότερο σε εφαρμογές επαναπροσδιοριζόμενων ραδιοσυστημάτων (software radio) οι απαιτήσεις είναι ακόμη μεγαλύτερες. Αν όμως ξεπεραστεί το ζήτημα της ταχύτητας επεξεργασίας, τότε τα οφέλη ενός επαναπροσδιοριζόμενου συστήματος είναι ανεκτίμητα.

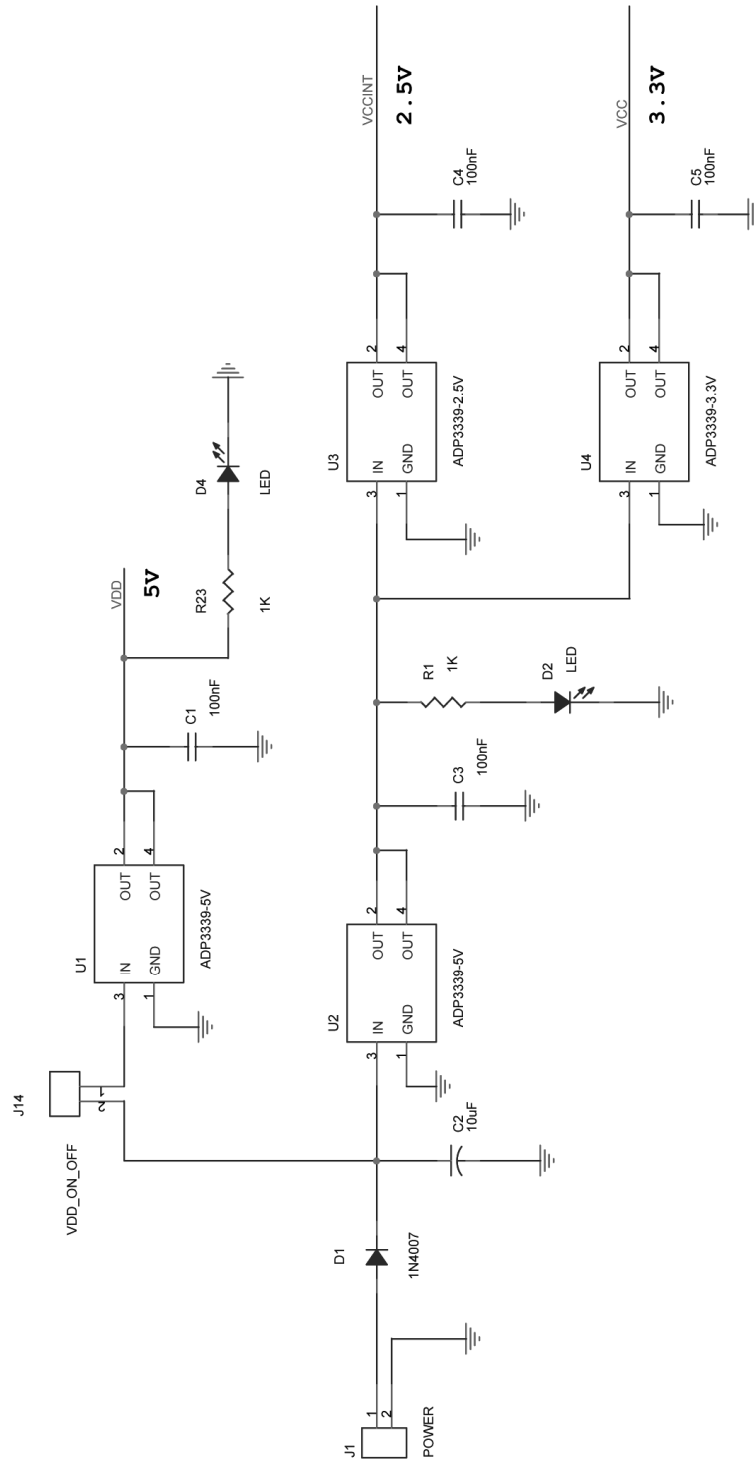
Ακολουθώντας τα χνάρια της έρευνας που επιτελέστηκε σε αυτή την εργασία, ένα βήμα που θα βελτίωνε σημαντικά την προσπάθεια της εν λόγω διατριβής, είναι η υλοποίηση μονάδας λήψης και επεξεργασίας των παλμών. Επειδή η υλοποίηση ιδανικού software radio δέκτη, είναι αρκετά επίπονη, θα ήταν ίσως σκόπιμος ένας συνδυασμός αναλογικών φίλτρων προσαρμογής και περαιτέρω ψηφιακής επεξεργασίας σήματος.

Επιπλέον, όσον αφορά στον πομπό, προτείνεται επέκταση και σε άλλα είδη διαμορφώσεων όπως η διπολική PAM (BPSK), το οποίο απαιτεί την παραγωγή αντιποδικών παλμών. Επίσης θα ήταν εφικτός ο συνδυασμός διαμορφώσεων θέσης και πλάτους (PPM-PAM), η οποία αυξάνει την αποδοτικότητα του συστήματος. Ένα ακόμη χαρακτηριστικό της εκπομπής που επιδέχεται βελτίωσης, είναι οι συχνότητες λειτουργίας. Σύμφωνα με τα επιτρεπτά όρια (FCC) για να επιτύχει κανείς τη μεγαλύτερη φασματική πυκνότητα ισχύος θα πρέπει να στοχεύει στην περιοχή 3.1GHz - 10.6GHz. Αυτό συνεπάγεται βελτίωση της μονάδας μορφοποίησης των παλμών του πομπού.

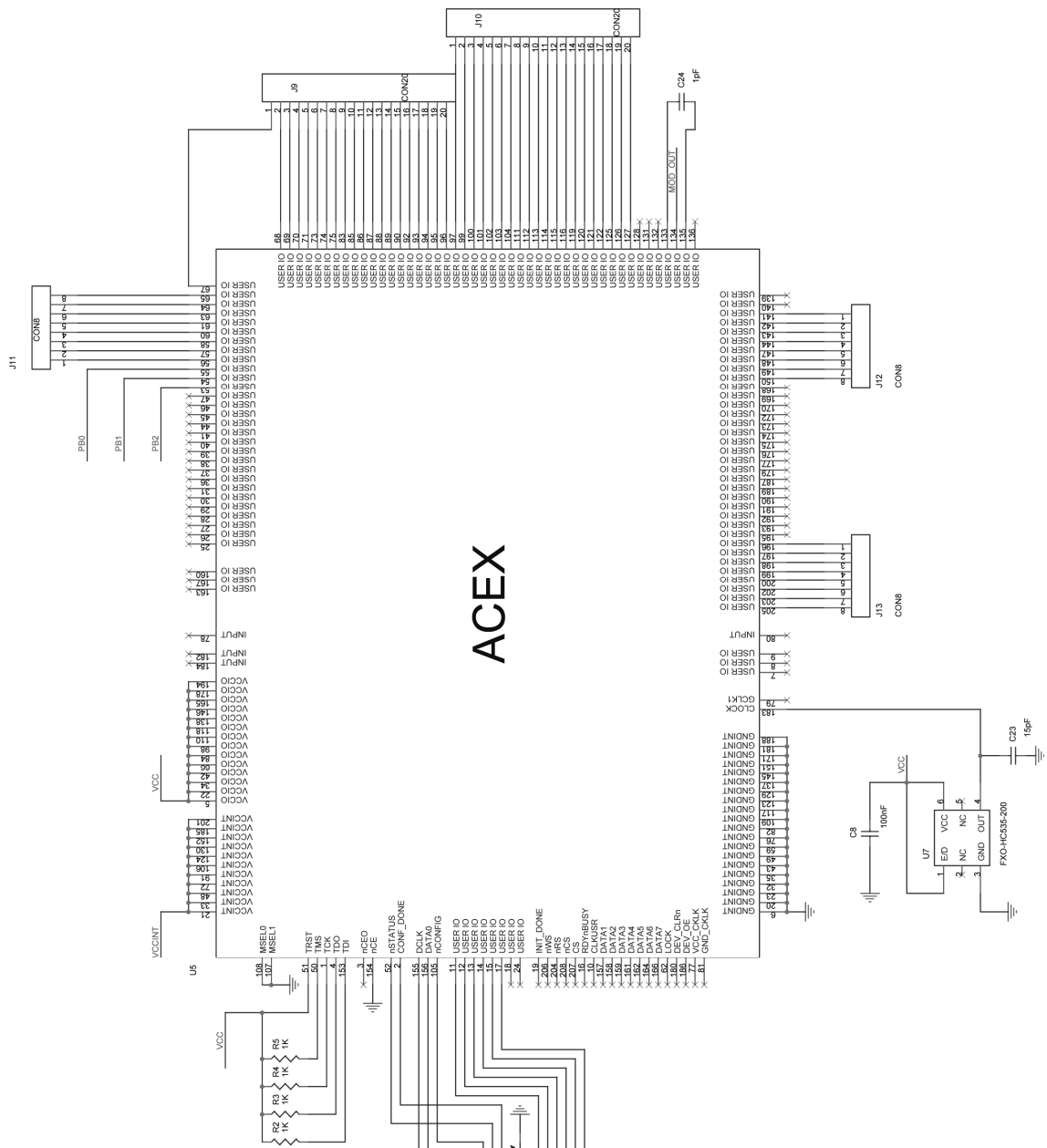




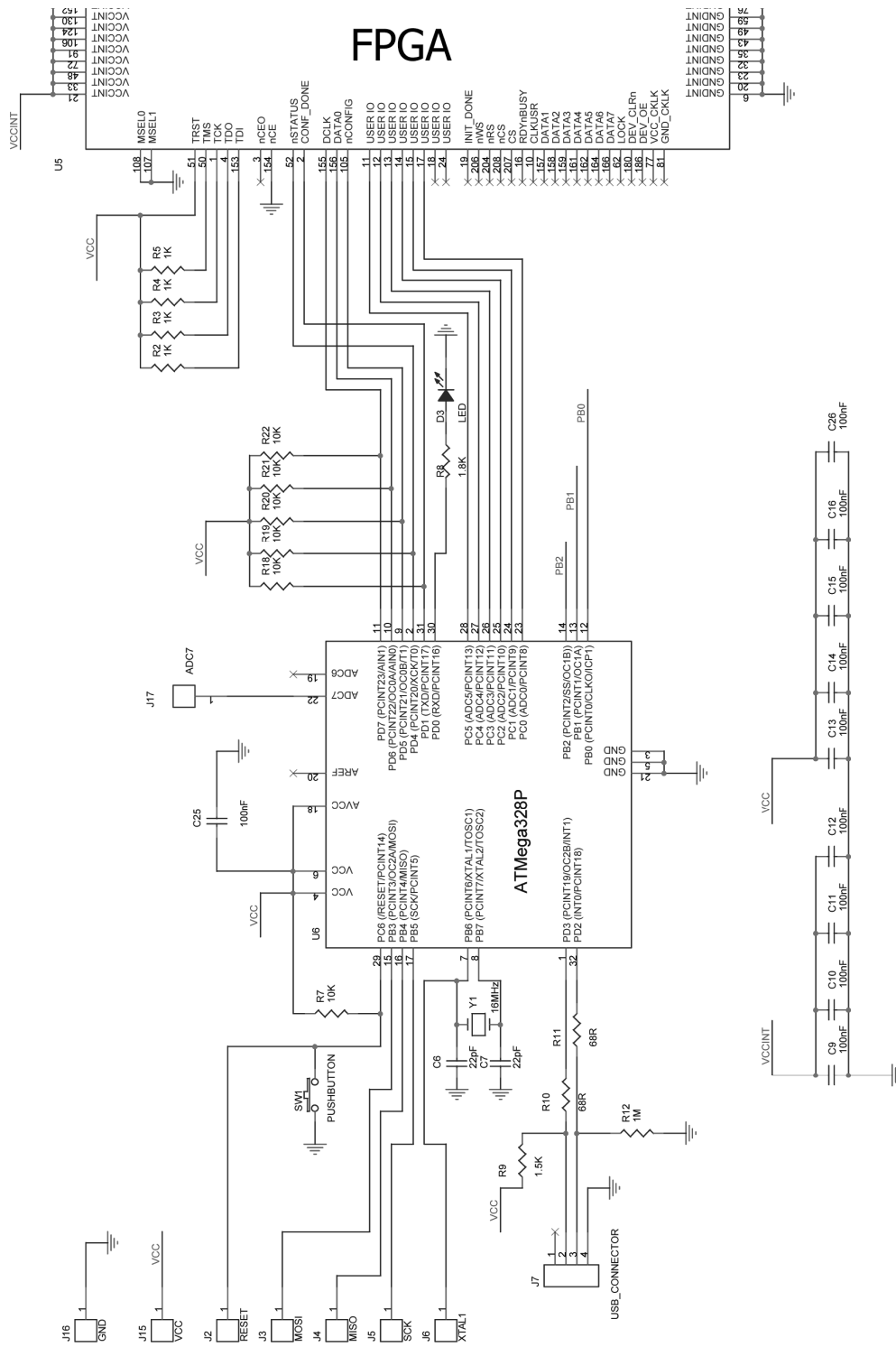
# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΠΟΜΠΟΥ



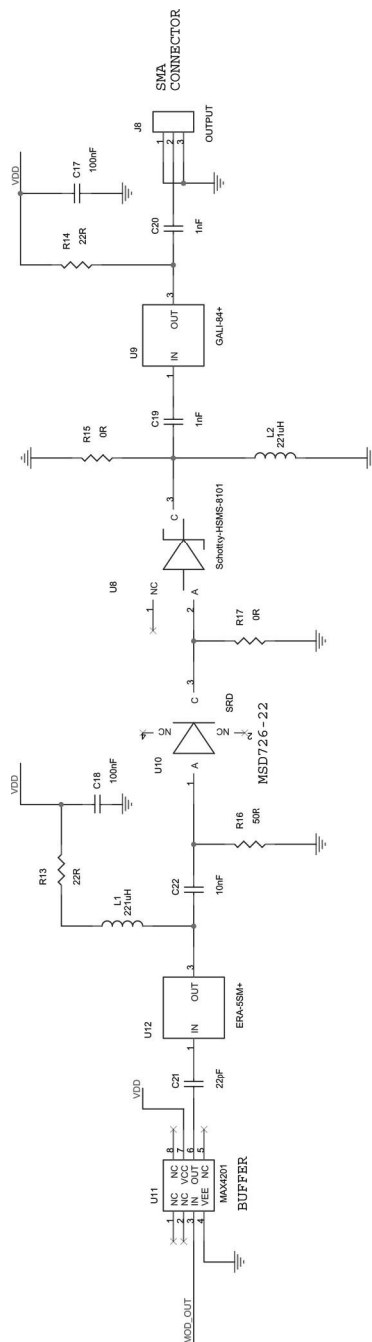
Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος του τροφοδοτικού



Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος του FPGA



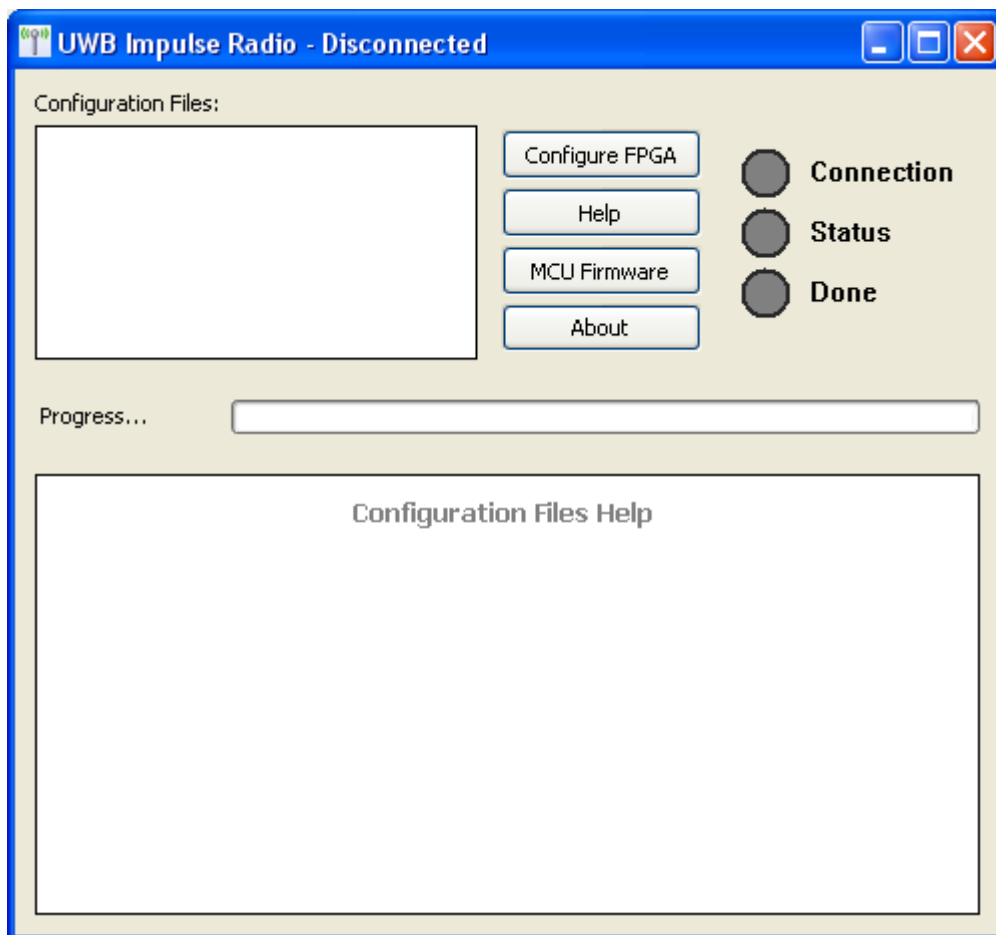
Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος του μικροελεγκτή



Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος του μορφοποιητή παλμών

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΚΑΙ ΥΛΙΣΜΙΚΟ ΠΟΜΠΟΥ

Η συσκευή του πομπού συνδέεται με τον ηλεκτρονικό υπολογιστή (PC) μέσω θύρας USB. Από την πλευρά του υπολογιστή υλοποιήθηκε πρόγραμμα σε γλώσσα C++ για την επικοινωνία με τη συσκευή, σε λειτουργικό περιβάλλον Windows. Η διασύνδεση χρήστη (user interface) διακρίνεται στην παρακάτω εικόνα. Κατά την έναρξη του προγράμματος και σε τακτά χρονικά διαστήματα εξετάζεται η κατάσταση σύνδεσης-αποσύνδεσης της συσκευής. Η σύνδεση πραγματοποιείται απλά συνδέοντας τη συσκευή με μία θύρα USB χωρίς χρήση οδηγών (drivers). Ο σκοπός της εφαρμογής αυτής είναι ο προγραμματισμός του FPGA του πομπού. Αυτό γίνεται μέσω ειδικών αρχείων που εξάγονται από το λογισμικό QUARTUS της εταιρίας ALTERA, που περιέχουν το πρόγραμμα για το FPGA σε γλώσσα μηχανής (.hex).



**Η διεπαφή χρήστη για τον πομπό UWB Impulse Radio**

Η εφαρμογή που υλοποιήθηκε δρα ως προγραμματιστής έχοντας κάποια αρχεία ως πρότυπα. Τα αρχεία αυτά βρίσκονται στο φάκελο conf. Κατά την εκκίνηση του προγράμματος τα αρχεία «διαβάζονται» αυτόματα και αναγράφονται σε λίστα όπου ο χρήστης μπορεί να επιλέξει ποιο θα φορτωθεί στη συσκευή. Επιπλέον εμφανίζεται για κάθε αρχείο και αντίστοιχη βοήθεια με περιγραφή της λειτουργίας του. Μαζί με το πρόγραμμα παρέχονται, η βιβλιοθήκη (dll) και αντίστοιχη κλάση C++, ώστε να μπορεί κανείς να συνδεθεί με τη συσκευή δημιουργώντας εκ νέου κάποια εφαρμογή, κάποια αρχεία προγραμματισμού που χρησιμοποιήθηκαν στη διατριβή, ένας προγραμματιστής για μικροελεγκτές AVR της ATMEL για την αναβάθμιση του firmware (MCU Firmware) καθώς και αρχεία βοήθειας των Windows με λεπτομερειακή αναφορά στη διεπαφή χρήστη αλλά και στο υλικό της συσκευής. Ο κώδικας C++ δεν αναφέρεται εδώ επειδή η ανάγνωσή του σε απλό κείμενο είναι δύσκολη. Ο αναγνώστης μπορεί να έχει πλήρη περιγραφή του κώδικα σε κατάλληλο αρχείο βοήθειας, στο ηλεκτρονικό αρχείο που συνοδεύει τη διατριβή (CD).

Όσον αφορά στο υλισμικό αυτό χωρίζεται σε δύο στάδια. Το πρώτο αφορά στο πρόγραμμα του μικροελεγκτή ο οποίος εξασφαλίζει την επικοινωνία με το PC. Το δεύτερο αφορά στο πρόγραμμα για το FPGA που υλοποιεί τη διαμόρφωση και αποστολή των δεδομένων. Ο κώδικας για τον μικροελεγκτή γράφηκε σε γλώσσα C για μικροελεγκτές AVR. Ο κώδικας που υλοποιεί τη σύνδεση USB, που χρησιμοποιήθηκε σαν βάση, ανήκει σε αντίστοιχο project πληροφορίες του οποίου βρίσκονται στην ιστοσελίδα: <http://www.obdev.at/products/vusb/index.html>. Για τις ανάγκες της εν λόγω υλοποίησης ο κώδικας που γράφηκε, παρατίθεται πιο κάτω (για πλήρη κώδικα βλπ. CD). Περιλαμβάνει τη διαχείριση των δεδομένων από το PC. Υπάρχουν δύο βασικές συναρτήσεις, η μία εκτελείται όταν ο χρήστης στέλνει κάποια δεδομένα στη συσκευή (usbFunctionWrite) και η άλλη όταν ο χρήστης ζητά δεδομένα από τη συσκευή (usbFunctionRead).

**Πρόγραμμα για τον μικροελεγκτή σε γλώσσα C**

```

1 #include <avr/io.h>
2 #include <avr/wdt.h>
3 #include <avr/interrupt.h>
4 #include <util/delay.h>
5
6 #include "usbdrv.h"
7 #include "oddebug.h"
8
9 #define sbi(port,bit) (port |= (1<<bit)) //set bit in port
10 #define cbi(port,bit) (port &= ~(1<<bit)) //clear bit in port
11
12 #define setdclk (sbi(PORTD,7)) //set DCLK pin
13 #define clrdclk (cbi(PORTD,7)) //clear DCLK pin
14 #define setdata (sbi(PORTD,6)) //set DATA0 pin
15 #define clrdata (cbi(PORTD,6)) //clear DATA0 pin
16 #define setnconf (sbi(PORTD,5)) //set nCONFIG pin
17 #define clrnconf (cbi(PORTD,5)) //clear nCONFIG pin
18 #define settled (sbi(PORTD,0)) //set Green LED pin
19 #define clrled (cbi(PORTD,0)) //clear Green LED pin
20
21 //Functions declarations:
22 void CheckConfdone();
23 uchar GetConfdone();
24 uchar GetStatus();
25 void SendData(unsigned char data);
26 void SetLedTime();
27 uchar dback[13];
28 unsigned int ledcount;
29 uchar progend;
30
31
32 PROGMEM char usbHidReportDescriptor[22]=
33 { /* USB report descriptor */
34     0x06, 0x00, 0xff, // USAGE_PAGE (Generic Desktop)
35     0x09, 0x01, // USAGE (Vendor Usage 1)
36     0xa1, 0x01, // COLLECTION (Application)
37     0x15, 0x00, // LOGICAL_MINIMUM (0)
38     0x26, 0xff, 0x00, // LOGICAL_MAXIMUM (255)
39     0x75, 0x08, // REPORT_SIZE (8)
40     0x95, 0xf0, // REPORT_COUNT (240)
41     0x09, 0x00, // USAGE (Undefined)
42     0xb2, 0x02, 0x01, // FEATURE (Data,Var,Abs,Buf)
43     0xc0 // END_COLLECTION
44 };
45
46
47 static uchar bytesRemaining;
48
49
50 uchar usbFunctionRead(uchar *data, uchar len)
51 {
52
53 //-----
54
55 // Send data to host:
56 if(len > bytesRemaining)
57 len = bytesRemaining;
58

```

```
59 data[0]=PIND;
60
61 bytesRemaining -= len;
62 return len;
63 //-----
64 return len;
65 }
66
67
68 uchar usbFunctionWrite(uchar *data, uchar len)
69 {
70
71 if(bytesRemaining == 0)
72 return 1; /* end of transfer */
73 if(len > bytesRemaining)
74 len = bytesRemaining;
75
76 //-----
77 // Receive data from host:
78 unsigned char count;
79
80 switch (data[0])
81 {
82     case 0xC7: //C7 for reset FPGA
83         ledcount=0;
84         setnconf;
85         _delay_ms(10);
86         clrnconf;
87         _delay_ms(10);
88         setnconf;
89         _delay_ms(10);
90         progend=0;
91         break;
92
93     case 0xA1:
94         clrnconf;
95         break;
96
97     case 0xA2:
98         setnconf;
99         break;
100
101     case 0xD7: //D7 for programming finish
102         progend=1;
103         break;
104
105     case 0xA5: //A5 for programming FPGA
106         for(count=1;count<=(len-1);count++)
107             {
108                 SetLedTime();
109                 SendData(data[count]);
110             }
111         break;
112
113 }
114
115
116 //-----
117 bytesRemaining -= len;
118 return bytesRemaining == 0;
```

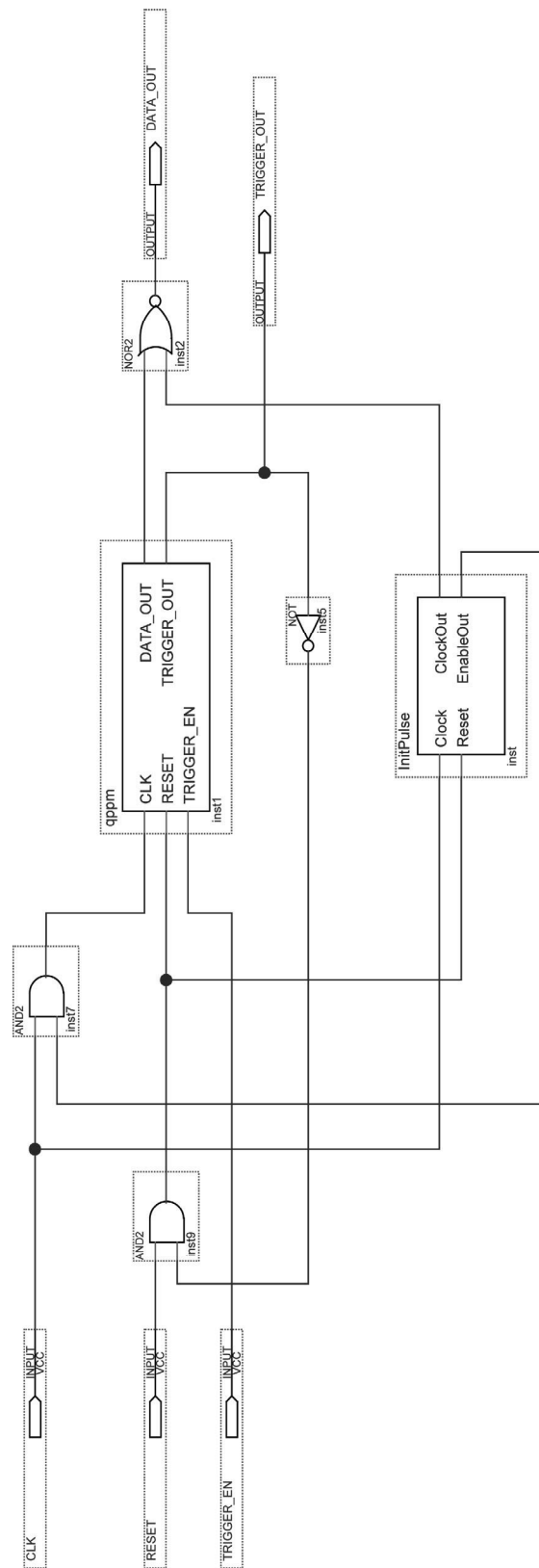


```
119 }
120
121
122 usbMsgLen_t usbFunctionSetup(uchar data[8])
123 {
124     usbRequest_t *rq = (void *)data;
125
126     if((rq->bmRequestType & USBRQ_TYPE_MASK) ==
127         USBRQ_TYPE_CLASS){
128
129         if(rq->bRequest == USBRQ_HID_GET_REPORT){
130             bytesRemaining=240;
131             return USB_NO_MSG;
132         }else if(rq->bRequest == USBRQ_HID_SET_REPORT){
133             bytesRemaining=240;
134             return USB_NO_MSG;
135         }
136     }else
137     {
138     }
139     return 0;
140 }
141
142
143 int main(void)
144 {
145     uchar i;
146
147     wdt_enable(WDTO_1S); //Enable watch dog timer
148
149     usbInit(); //Initialization of USB
150     usbDeviceDisconnect();
151     i = 0;
152     while(--i){
153         wdt_reset();
154         _delay_ms(1);
155     }
156     usbDeviceConnect();
157     sei();
158
159     DDRD=0b11100001; //Configure In-Out pins
160     DDRC=0;
161     PORTC=0;
162
163     clrclk;
164     clrdata;
165
166     progend=0;
167     ledcount=0;
168
169     while(1){ //Endless loop for USB polling
170         wdt_reset(); //and rest of program
171         usbPoll();
172
173         CheckConfdone(); //Check if CONF_DONE is set
174     }
175 }
176 return 0;
177 }
```

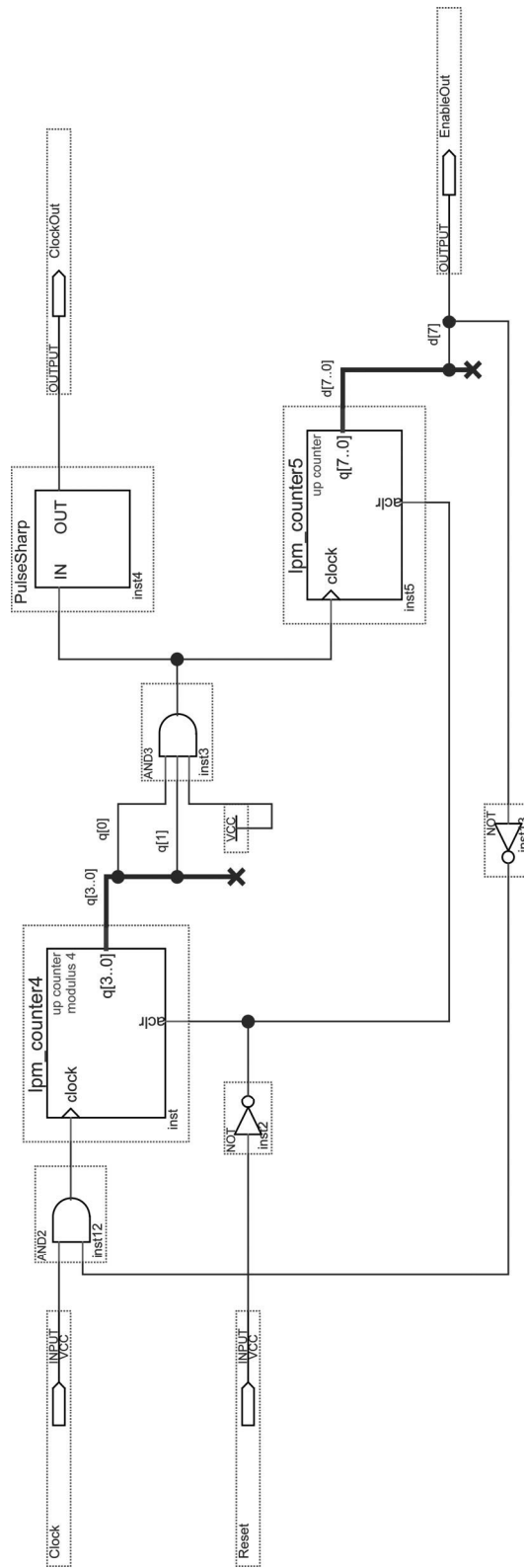
```
178
179
180 void SendData(unsigned char data)
181 {
182 //Sends 1byte (8bits) serial
183 //from LSB -> MSB for FPGA configuration
184
185 unsigned char i;
186 unsigned char q;
187 q=data;
188 for(i=1;i<=8;i++)
189 {
190     if((q&1)==1){setdata;}
191     else{clrdata;}
192     _delay_us(1);
193     setdclk;
194     _delay_us(1);
195     clrdclk;
196     q=q>>1;
197 }
198
199 }
200
201 void CheckConfdone()
202 {
203 //Set LED on if CONF_DONE pin is high
204 // or off if it is low
205
206 if(progend==1)
207 {
208     if(GetConfdone()==1)
209     {
210         setled;
211     }
212     else
213     {
214         clrled;
215     }
216 }
217 }
218
219 uchar GetConfdone()
220 {
221 //Read level of CONF_DONE
222 //high -> 1
223 //low -> 0
224
225     if((PIND & 0b00000010)==2)
226     {
227         return 1;
228     }
229     else
230     {
231         return 0;
232     }
233 }
234
235 uchar GetStatus()
236 {
237 //Read level of nSTATUS
```

```
238 //high -> 1
239 //low -> 0
240
241     if((PIND & 0b00010000)==16)
242     {
243         return 1;
244     }
245     else
246     {
247         return 0;
248     }
249 }
250
251 void SetLedTime()
252 {
253 //During FPGA configuration
254 //inverts state of LED (blinking)
255 //after some delay
256
257     ledcount++;
258     if(ledcount>3000)
259     {
260         ledcount=0;
261         PORTD=PORTD ^ 0b00000001;
262     }
263
264 }
265
```

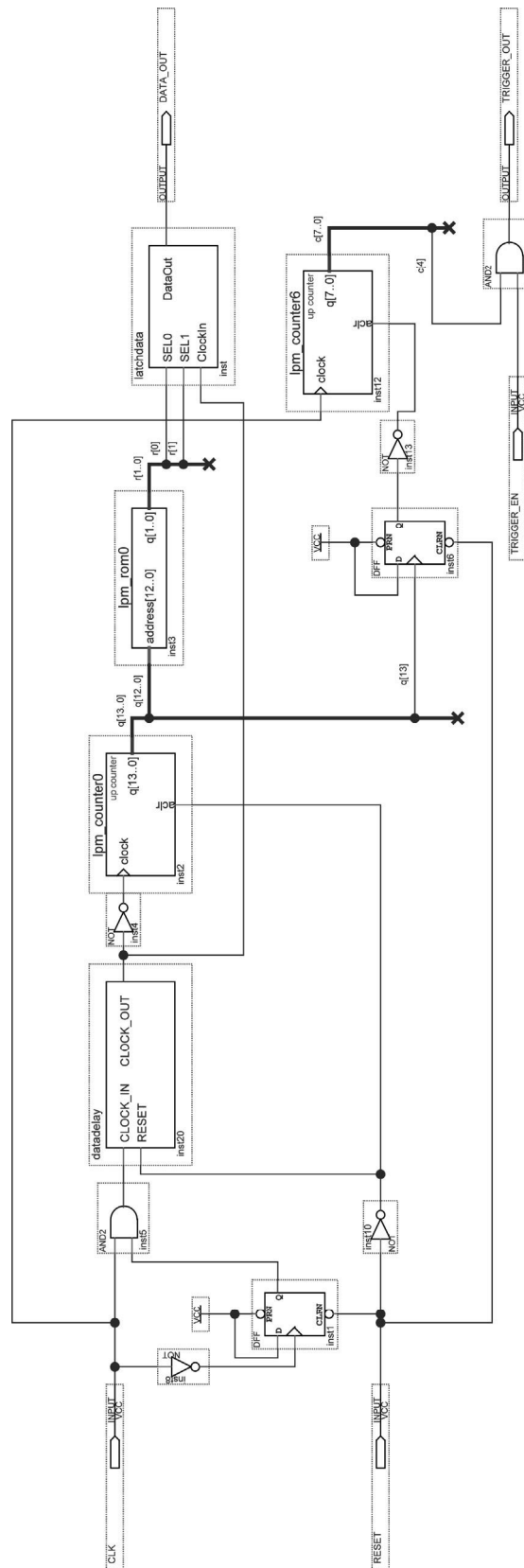
Όσον αφορά στον προγραμματισμό της μονάδας παραγωγής τετραγωνικών παλμών με διαμόρφωση PPM, τα παρακάτω σχηματικά διαγράμματα συνιστούν το υλισμικό του FPGA και ανταποκρίνονται στην πειραματική διάταξη αποστολής-λήψης δεδομένων της παραγράφου 6.2. Το πρόγραμμα υλοποιήθηκε με το λογισμικό εφαρμογών QUARTUS της εταιρείας ALTERA. Κάθε σχηματικό περιέχει επιμέρους blocks τα σχηματικά των οποίων διακρίνονται στα επόμενα σχήματα. Για την υλοποίηση χρησιμοποιούνται απλές ψηφιακές διατάξεις πυλών με χρήση μετρητών, πολυπλεκτών και κωδικοποιητών.



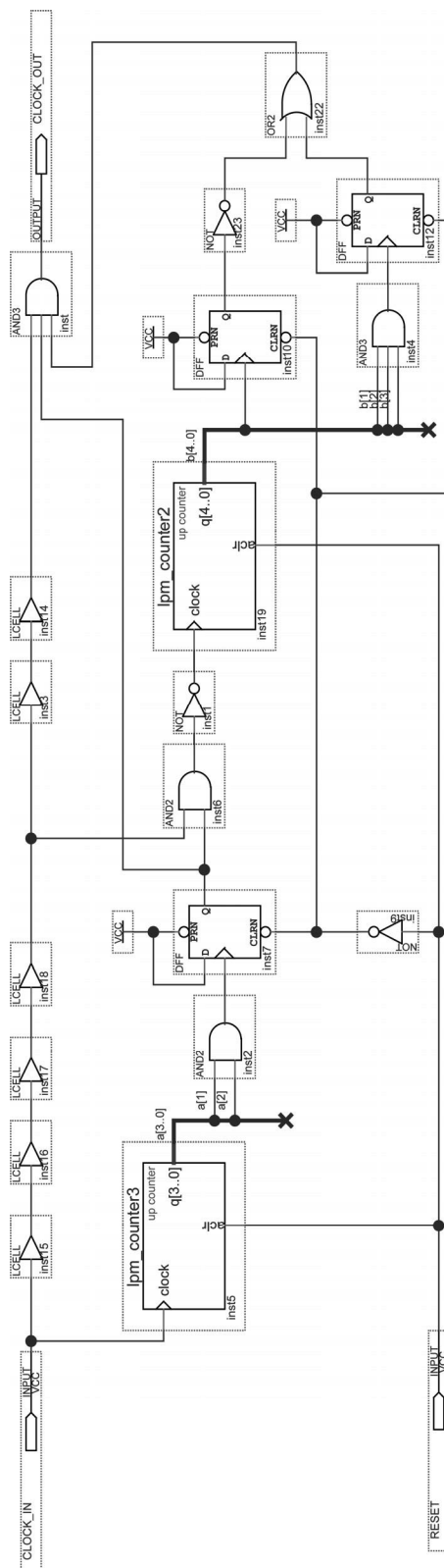
Σχηματικό διάγραμμα του πομπού



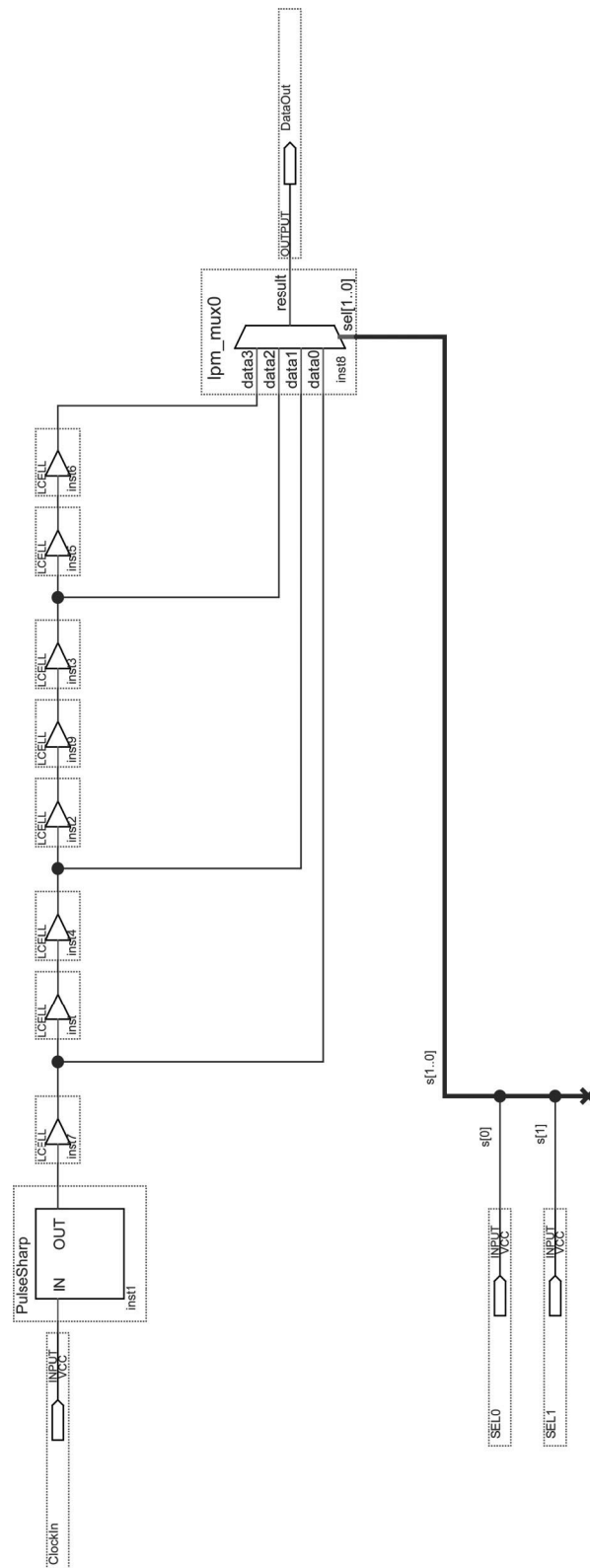
Σχηματικό διάγραμμα του block InitPulse



Σχηματικό διάγραμμα του block qppm

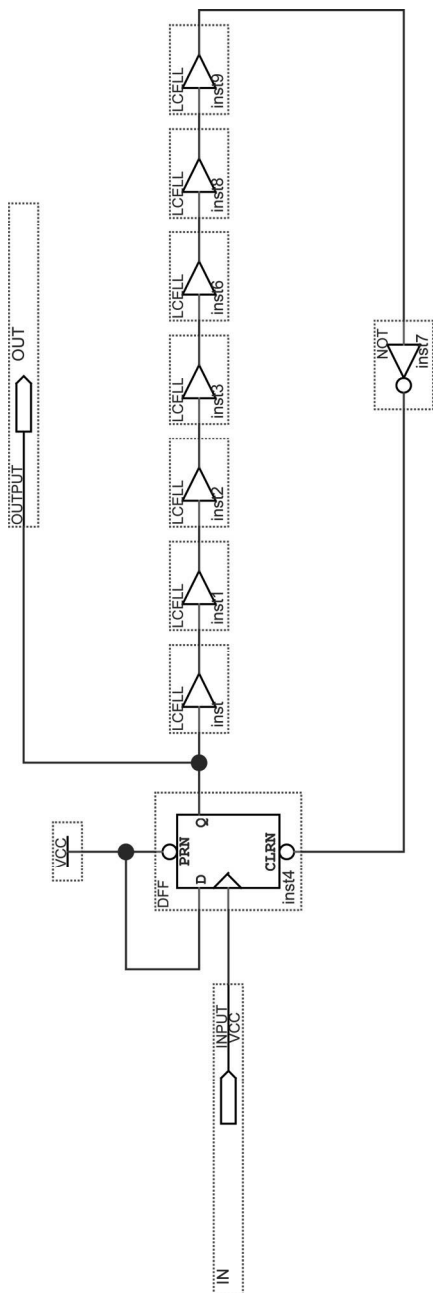


Σχηματικό διάγραμμα του block datadelay



Σχηματικό διάγραμμα του block latchdata





Σχηματικό διάγραμμα του block PulseSharp





```

% -----
% Initial vectors
T=10*Tp; % Discrete time duration
dt=1/fs; % Discrete time step
t=(0:dt:T); % Time vector
st=Tp/(2*pi); % Gauss standard deviation
gt=t-Tp;
e=gt.*exp((-gt.^2)/(2*st^2)); % Energy of discrete time bit
Nf=fix(Tf*fs);
Nnorm=sqrt((Eb/Nf)/(e*e')); % Eb per bit per sample
gt=t-Tp;
s0=-Nnorm*gt.*exp((-gt.^2)/(2*st^2)); % Gauss monocycle
gt=t-Tp-d;
s1=-Nnorm*gt.*exp((-gt.^2)/(2*st^2)); % Gauss monocycle)
s=s0-s1; % Transmitted pulse difference
% for '0' and '1'
% -----

% -----
% Calculation parameters:
chnum=1000; % Channel realizations
Xvec=0:2:14; % X axis values
Xname='Eb/No (dB)'; % Graph x axis name
% Xname='Ls'; % Graph x axis name
% Xname='K'; % Graph x axis name
titlename='BER calc'; % Graph title name
figname='ber'; % Save figure as...figname
BERvec=zeros(chnum,length(Xvec)); % Initial BER samples (all=0)
BERmin=1e-10; % Minimum accepted BER value
% -----

wait=waitbar(0, 'Initializing...',... % Wait bar initialize
'Name', 'BER in progress...please wait!');

SVir=open([pwd '\chir20Gcm1.mat']); % Open channel realizations file
chres=SVir.chres;
clear SVir;
for rep=1:chnum
%chir=svir(fs,cm); % Multipath channel impulse response
chir=chres(rep,:); % Select one channel realization
displaybar(wait,toc,rep,chnum);

xj=0;
for SNR=Xvec % X axis parameter
xj=xj+1;
% -----
x0=conv(s0,chir); % Received "0"
lx0=length(x0);
if Nf>lx0; x0=[x0,zeros(1,Nf-lx0)];
elseif Nf<lx0; x0=x0(1,1:Nf);
end;

N0=(Eb/Nf)/10^(SNR/10); % AWGN spectral density
% per sample
% -----
% Estimation
% -----
% Selective: Ls largest taps
xx=x0;
lx=length(xx);
cor0=zeros(1,lx);
for cf=1:Ls
if xx==0; sprintf('max taps!'); break; end;
m=max(abs(xx));
mx=find(xx>=m | xx<=-m);

```

```

    ind=mx(1,1);
    cor0(1,ind)=xx(1,ind);
    xx(1,ind)=0;
end;
%-----
% Partial: first Ls taps:
% if Ls<Lx; cor0(1,1:Ls)=xx(1,1:Ls);
% else cor0=xx;
% end;
%-----
dd=fix(d/dt);
cor1=[zeros(1,dd),cor0];
cor1=cor1(1,1:Nf);
cor=cor0-cor1;
M=x0*cor';
sn=sqrt(N0/2);
sx=sqrt(N0/K);
sp=sn*sx;
%-----
if Est==1
% Perfect estimation
sg=sqrt(sn^2*(cor*cor'));
SNRrec=M/sg;
BERsample=0.5*(1-erf(SNRrec/sqrt(2)));
%-----
else
% Imperfect estimation
sg=sqrt(sn^2*(cor*cor')+sx^2*(cor0*cor0'));
% Using Matlab build-in functions:
% fzx=@(z,x)totPDF(z,x,Ls,sn,sx,sg);
% BERsample=dblquad(fzx,M,Inf,-Inf,Inf,1e-18,@myquad);
%-----
% Using BerCalc dll (C++):
BERsample=calllib(libname, libfunc, M, Ls, sp, sg);
end
%-----

if BERsample<BERmin; BERsample=BERmin; end;
BERvec(rep,xj)=BERsample;
%-----
end;
end;
disp(etime(toc)); % Display elapsed time
BERTot=mean(BERvec); % Take mean of BER samples
berfig=figure(1); % over channel realizations
semilogy(Xvec,BERTot);
grid on;
title(titlename);
xlabel(Xname);
ylabel('BER');
saveas(berfig,[figname '.fig']); % Save exported figure
close(wait);
if libisloaded(libname); unloadlibrary(libname); end; % Unload library

```

**Αρχείο: svir.m**

```

function h=svir(fs, chm)
% This program produces the indoor multipath channel impulse response
% according to IEEE 802.15.3a standard body based on the report:
% P802.15-02/490r1-SG3a, Feb. 2003
%-----
% Parameters:
% L=cluster rate (mean value for poisson) (/nsec)
% l=multipath components (ray) rate (/nsec)
% G=Cluster decay factor (*nsec)
% g=ray decay factor (*nsec)
% s1=standard deviation of cluster fading
% s2=standard deviation of ray fading
% sx=standard deviation of shadowing

switch chm          % Select channel model CHM1-CHM4
  case 1
    L=0.0233;
    l=2.5;
    G=7.1;
    g=4.3;
    los=1;
  case 2
    L=0.4;
    l=0.5;
    G=5.5;
    g=6.7;
    los=0;
  case 3
    L=0.0667;
    l=2.1;
    G=14;
    g=7.9;
    los=0;
  case 4
    L=0.0667;
    l=2.1;
    G=24;
    g=12;
    los=0;
end;

s1=4.8/sqrt(2);
s2=4.8/sqrt(2);
sx=3;

%-----

vecsize=1000;          % initial vector size for response
Amp=zeros(1,vecsize); % vector for coefficients
Time=zeros(1,vecsize); % vector for ray arrival times

SL=1/sqrt(2*L);
S1=1/sqrt(2*1);

if los==1;
  Tc=0;
else
  Tc=20*G;
  while Tc>=10*G
    Tc=(SL*randn)^2+(SL*randn)^2; % Set first cluster arrival
  end;
end;

tfirst=Tc;
clustnum=0;

```

```

raynum=0;

while Tc<10*G;
    Tr=0;
    n1=s1*randn; % cluster fading
    clustnum=clustnum+1;
while Tr<10*g;
    raynum=raynum+1;
    n2=s2*randn; % ray fading

    mkl=(-10*Tc/G-10*Tr/g)/log(10)-((s1^2+s2^2)*log(10))/20;
    p=2*randint-1; % random (0 1) convert 0 --> -1
    A=p*10^((mkl+n1+n2)/20);
    T=Tc+Tr;

    if raynum>vecsize; % give more length to vectors if need
        stepsize=1000;
        vecsize=vecsize+stepsize;
        Amp=[Amp,zeros(1,stepsize)];
        Time=[Time,zeros(1,stepsize)];
    end;

    Amp(1,raynum)=A;
    Time(1,raynum)=T;

    Tr=Tr+(S1*randn)^2+(S1*randn)^2; % ray delays
end;
    Tc=Tc+(SL*randn)^2+(SL*randn)^2; % cluster delays
end;

Time=Time-tfirst; % delete initial zero response (if NLOS)

[newT,ind]=sort(Time(1,1:raynum));
newAmp=Amp(ind);

dt=(1/fs)/1e-9; % target time step (nsec)
N=max(1,ceil(100*dt));
fac=2^nextpow2(N);
maxT=max(newT); % maximum time value of
% response (nsec)
Nfs=fac/dt; % "continuous time"
% sampling frequency >>

tlen=floor(maxT*Nfs)+1;
H=zeros(1,tlen); % "continuous time" response

t=1+floor(newT(1:raynum)*Nfs); % vector of quantized time
% indices for this channel

for j=1:raynum
    H(t(j))=H(t(j))+newAmp(j);
end

h=resample(H,1,fac);

amp=sum(h.^2);
shadow=10^(sx*randn/20)/sqrt(amp); % Shadowing coefficient
h=h*shadow; % Apply shadowing to channel
% h=h/sqrt(amp); % Set unity energy to all channels
% h=h/max(abs(h)); % Set unity amplitude to all channels

```

**Αρχείο: totPDF.m**

```

function f=totPDF(z,x,L,sn,sx,sg)
% Total PDF function for correlation receiver:
% Convolution of Gauss RV & InnerProduct of Independent Gaussian RVs

s=sn*sx;

if mod(L,2)==0
% L=even:
m=L/2;
q=zeros(1,length(x));
for i=0:m-1
    q=q+(factorial(m+i-1)/(2^(m+i)*factorial(i)*...
        factorial(m-i-1))* (abs(x/s)).^(m-i-1));
end;
p=(1/(s*factorial(m-1)))*exp(-abs(x/s)).*q;
else
% L=odd:
m=(L-1)/2;
if x==0           %Avoid evaluation at zero -->infinity
    syms w;
    p=limit(((abs(w/(2*s))).^m)/(sqrt(pi)*gamma(m+0.5)*s))....
        *besselk(m,abs(w/s)),w,0,'right');
    p=double(p);
else
    p=((abs(x/(2*s))).^m)/(sqrt(pi)*gamma(m+0.5)*s).*...
        besselk(m,abs(x/s));
end;
end;

g=(1/(sg*sqrt(2*pi)))*exp(-(z-x).^2/(2*sg^2));

f=g.*p;

```

**Φάκελος: \Simulation\MATLAB\BER ADC errors****Αρχείο: BER.m**

```

%-----
% Bit Error Probability calculation for ADC effects (jitter-quantization)
% Modulation: Orthogonal BPPM
% Pulse shape: Gauss Monocycle (1st derivative)
% Receiver type: Correlator (Matched filter)
% Channel: Multipath Indoor, IEEE802.15.3a model (CM1-CM4)
% Noise: Additive White Gaussian
% Perfect channel estimation
%
%
%
%           s(t) |-----| x(t)      r(t) |-----| |-----| |-----|
%           ----->| h(t) |-----> (+)----->| g(t) |----->| 1/Tf |----->|
%           Eb   |-----|             ^
%                                           |
%                                           |
%                                           |
%                                           n(t)=N(0,s2)
%                                           s2=N0/2
%-----

```



```

clear;
clc;

tic; % Start elapsed time counter (total sec)
% -----
% Parameters:
Tp=0.2*1e-9; % Pulse width = 1/2*pi*st (sec)
Eb=10; % Signal power = Pulse energy per bit
fs=20*1e9; % Sampling frequency (Hz)
d=1*1e-9; % BPPM index (sec)
Tf=100*1e-9; % Frame period (sec)
cm=1; % Channel model (CM1-CM4)
SNR=10; % Signal to Noise Ratio = Eb/N0 (dB)
ADCres=6; % ADC resolution (bits)
sj=1; % Jitter standard deviation (psec)
% -----

% -----
% Initial vectors
T=10*Tp; % Discrete time duration
dt=1/fs; % Discrete time step
t=(0:dt:T); % Time vector
st=Tp/(2*pi); % Gauss standard deviation
gt=t-Tp;
e=gt.*exp((-gt.^2)/(2*st^2)); % Energy of discrete time bit
Nf=fix(Tf*fs);
Nnorm=sqrt((Eb/Nf)/(e*e)); % Eb per bit per sample
gt=t-Tp;
s0=-Nnorm*gt.*exp((-gt.^2)/(2*st^2)); % Gauss monocycle (1st
derivative)
ds0=Nnorm*(-1+gt./st).*exp((-gt.^2)/(2*st^2)); % Gauss 2nd derivative
% -----

% -----
% Calculation parameters:
chnum=1000; % Channel realizations
Xvec=0:2:14; % X axis values
Xname='Eb/No (dB)'; % Graph x axis name
% Xname='ADC bit resolution'; % Graph x axis name
% Xname='jitter deviation (psec)'; % Graph x axis name
titlename='Error probability'; % Graph title name
figname='ber'; % Save figure as...figname
BERvec=zeros(chnum,length(Xvec)); % Initial BER samples (all=0)
BERmin=1e-10; % Minimum accepted BER value
% -----
wait=waitbar(0, 'Initializing...'); % Wait bar initialize
'Name', 'BER in progress...please wait!');
SVir=open([pwd '\chir20Gcm1.mat']); % Open channel realizations file
chres=SVir.chres;
clear SVir;
for rep=1:chnum
% chir=svir(fs,cm); % Multipath channel impulse response
chir=chres(rep,:); % Select one channel realization
% from file (faster loading)

displaybar(wait,toc,rep,chnum);

xj=0;
% Parameters for Xvec: SNR, sj, ADCres
for SNR=Xvec % X axis parameter
xj=xj+1;
% -----
x0=conv(s0,chir); % Received "0"
lx0=length(x0);
if Nf>lx0; x0=[x0,zeros(1,Nf-lx0)];
elseif Nf<lx0; x0=x0(1,1:Nf);

```

```

end;

dx0=conv(ds0, chir); % Received 1st derivative of pulse
dlx0=length(dx0);
if Nf>dlx0; dx0=[dx0,zeros(1,Nf-dlx0)];
elseif Nf<dlx0; dx0=dx0(1,1:Nf);
end;

N0=(Eb/Nf)/10^(SNR/10); % AWGN spectral density
% per sample

dd=round(d*fs);
x1=[zeros(1,dd),x0(1,1:length(x0)-dd)];
Rxx0=x0*x0';
Rxxd=x0*x1';
M=Rxx0-Rxxd;
Edx0=dx0*dx0';

snsq=N0/2;
sjitsq=(sj*1e-12)^2*Edx0;
sg1sq=(snsq+sjitsq)*((x0-x1)*(x0-x1)');
Vpp=max(x0)-min(x0);
Q=Vpp/2^ADCres;
sg2sq=(Q^2/12)*((x0-x1)*(x0-x1)');

SNRrec=M/sqrt(sg1sq+sg2sq);
BERsample=0.5*(1-erf(SNRrec/sqrt(2)));

if BERsample<BERmin; BERsample=BERmin; end;
BERvec(rep,xj)=BERsample;
%-----
end;
end;

disp(etime(toc)); % Display elapsed time
BERTot=mean(BERvec); % Take mean of BER samples
berfig=figure(1); % over channel realizations
semilogy(Xvec,BERTot);
grid on;
title(titlename);
xlabel(Xname);
ylabel('BEP');
saveas(berfig,[filename '.fig']); % Save exported figure
close(wait);

```

**Φάκελος: \Simulation\MATLAB\UWB receiver****Αρχείο: Receiver.m**

```

% -----
% Comments:
% Impulse Radio Receiver implementation for UWB communication
% Characteristics:
% GaussMonopulse (1st derivative) shape, pulse width~1nsec
% Modulation: Pulse position (BPPM-QPPM, M-ary-PPM)
% Antenna data received by oscilloscope
% -----
clear;
clc;
% -----
% Oscilloscope received data:
recdatafile=[pwd, '\data\qdata_01.mat'];           % Scope file
symbolfile='bits_8192_q.mat';                     % Bits (symbols) file
% -----
% Parameters:
f=25*1e6+45;                                       % Frame Rate (Hz) [+ crystal error = +1.8ppm]
fs=5*1e9;                                         % Sampling frequency (Hz)
ppmindex=...
[0 1.1 2.4 3.8];                                 % PPM modulation indexes (nsec)
TG=280;                                           % Time gap between pulses-PNSeq-Data (nsec)
PulseNum=120;                                    % Number of training pilot pulses
PulseUsed=30;                                    % Number of pilot pulses to use
PulsePeriod=160;                                 % Pilot pulses period (nsec)
SNR=100;                                          % Extra additive noise (Signal/Noise->dB)
adres=5;                                          % Sampling ADC resolution (bits)
mftaps=20;                                        % Maximum matched filter taps
mftapminamp=0.2;                                 % Minimum tap amplitude (percentage of maximum amp)
mftapspace=1;                                    % Consecutive taps minimum spacing (samples)
maxtapspace=40;                                  % Maximum time space of filter taps (nsec)
animationinterval=0.2;                          % Channel noise reduction animation time (sec)

% Plot Options [1=true other=false]
plotrecdata=0;                                   % Plot received data
plotrecpulse=1;                                  % Plot single received pulse
animatechannelnoise=0;                          % Show noise reduction on pilot pulses
plotmfir=1;                                      % Plot matched filter impulse response
plotcorrelation=1;                              % Plot correlation of PNsequence for synchronization
plotmatched=0;                                  % Plot matched filter output
plotrecbits=0;                                   % Plot received bits
plotconstellation=1;                            % Plot vectorial representation of demodulated bits
plotdistrib=1;                                  % Plot symbol amp differences distributions
reporterrors=1;                                  % Report errors details
verboseenable=1;                                % Enable progress verbose at console
% -----

% -----
% Initialize vectors
symnum=length(ppmindex);
if verboseenable==1; fprintf('Read data symbol matrix...\n'); end;
B=open(symbolfile);
Data=B.symbols;

[M,N]=size(Data);
bits=Data(1,:);
for i=2:M
    bits=[bits,Data(i,:)];
end;

ppmindex=ppmindex*1e-9;                         % Set index to nsec

```

```

PNseq=bits(1,1:8);          % Pseudo Noise sequence bits for correlator
Databit=bits(1,9:end);      % Data bits (symbols for QPPM)

T=1/f;
indT=round(T*fs);
indQ=round(ppmindex*fs);
PN=zeros(1,(length(PNseq)+0)*indT);
for i=1:length(PNseq)
    ind=(i-1)*indT+1;
    symbol=PNseq(1,i);
    ind=ind+indQ(1,symbol+1);
    PN(1,ind)=1;           % PN sequence of Dirac pulses
end;

% -----

% -----
% Read UWB oscilloscope received data
if verboseenable==1; fprintf('Read oscilloscope data matrix...\n'); end;
D=open(recdatafile);
s=[D.data,zeros(1,1000)];

s=awgn(s,SNR,'measured');    % Additive noise
if verboseenable==1;
    fprintf('Perform quantization [%d bits]...\n',ad cres); end;
s=quantize(s,ad cres);       % Quantization

if plotrecdata==1
    t=(0:length(s)-1)/fs)/1e-9;    % time in nsec
    figure(1);
    plot(t,s);
    title('Scope Received Data');
    ylabel('Amplitude (Volts)');
    xlabel('Time (nsec)');
end;

% -----

% -----
% Channel estimation - Synchronization
% -----
% Noise reduction
if verboseenable==1; fprintf('Channel estimation...\n'); end;
T=PulsePeriod*1e-9;          % Pulse period
N=fix(T*fs);                 % Samples per period
single=zeros(1,N);
count=0;
Tpilots=N*PulseNum;
minp=min(s(1,1:Tpilots));
maxp=max(s(1,1:Tpilots));
for i=PulseNum-PulseUsed+1:PulseNum
    ind=(i-1)*N;
    temp=s(1,ind+1:ind+N);
    single=single+temp;
    count=count+1;
    if animatechannelnoise==1 %&& count>1
        figure(2);
        t=(0:length(single)-1)/fs)/1e-9;
        plot(t,single/count);
        title('Single received pulse after noise reduction');
        xlabel('Time (nsec)');
        ylabel('Amplitude');
        ylim([minp maxp]);
        legend(sprintf('Pilot pulses K=%d',count));
    end;
end;

```

```

        pause(animationinterval);
    end;
end;
single=single/count;
single=quantize(single,adres);           % Keep signal quantized

if plotrecpulse==1
figure(3);
t=(0:length(single)-1)/fs)/1e-9;       % Time (nsec)
plot(t,single);
title('Single received pulse after noise reduction');
xlabel('Time (nsec)');
ylabel('Amplitude');
xlim([0 160]);
end;
% -----

% -----
% Matched filter tap selection
% -----
if verboseenable==1; fprintf('Calculate matched filter taps...\n'); end;
invres=single(1,end:-1:1);
maxtap=max(abs(invres));
linv=length(invres);
mfir=zeros(1,linv);                     % Keep the largest taps
if mftapspace<0; mftapspace=0; end;
indlim=fix(maxtapspace*1e-9*fs);
if indlim<1; indlim=1; end;
indmax=0;
indmin=linv;
tapsused=0;
cf=1;
while cf<=mftaps
if invres==0; break; end;
    m=max(abs(invres));
    mx=find(invres>=m | invres<=-m);
    ind=mx(1,1);
    ind1=ind-mftapspace;
    ind2=ind+mftapspace;
    if ind1<1; ind1=1; end;
    if ind2>linv; ind2=linv; end;
    prev=mfir(1,ind1:ind2);
if prev==0;
    indminprev=indmin;
    indmaxprev=indmax;
    if ind<indmin; indmin=ind; end;
    if ind>indmax; indmax=ind; end;
    if (indmax-indmin)<indlim && abs(invres(1,ind))>=mftapminamp*maxtap;
        mfir(1,ind)=invres(1,ind);
        cf=cf+1;
        tapsused=tapsused+1;
    else
        indmin=indminprev;
        indmax=indmaxprev;
    end;
end;
    invres(1,ind)=0;
end;

if verboseenable==1; fprintf('Taps used: %d\n',tapsused); end;
mfplot=mfir(1,indmin:indmax);
if plotmfir==1
t=(0:length(mfplot)-1)/fs)/1e-9;
figure(4);

```

```

stem(t,mfplot(1,end:-1:1),'.');
title('Correlator taps (Inverted Matched filter)');
ylabel('Amplitude');
xlabel('Time (nsec)');
end;
%-----

%-----
%Correlation of rest signal to find PN sequence for synchronization
%-----
if verboseenable==1; fprintf('Synchronization (correlation)...\n'); end;
Rest=PulseNum*fix(T*fs);
s=s(1,Rest:end); % rest received signal PNseq + Data
v=conv(mfir(1,end:-1:1),PN); % estimated PN seq after channel
LL=2*length(v);
u=conv(v(1,end:-1:1),s(1,1:LL)); % Correlation vector
u=u(1,length(v)+1:end);
u=u(1,1:fix(length(u)/2));
if plotcorrelation==1
figure(5);
plot(u);
title('Correlator output (synchronization)');
xlabel('Samples');
ylabel('Amplitude');
end;

q=find(u==max(u)); % find index of correlation maximum
q=q(1,1);
Toff=q/fs;
TPN=(length(PNseq))/f;
SDT=round((Toff+TPN+TG*1e-9-2/f)*fs)+1;
s=s(1,SDT:end); % rest signal (Data)
%-----

if verboseenable==1; fprintf('Apply matched filter on data...\n'); end;

s=conv(mfir,s); % Apply matched filter to data
startind=length(mfir); % Time shift to remove filter
% shifting error
s=s(1,startind:end);

if plotmatched==1
figure(6);
t=(0:length(s)-1)/fs)/1e-9;
plot(t,s,'.-');
title('Matched filter output');
xlabel('Time (nsec)');
ylabel('Amplitude');
end;
%-----

%-----
if verboseenable==1; fprintf('Demodulation in progress...\n'); end;
% Demodulation
T=1/f;
Pnumb=length(Databit);

z=zeros(1,symnum);
Recbit=zeros(1,length(Databit));
BitAmp=zeros(symnum,Pnumb);

minq=zeros(1,symnum-1);
for i=1:length(minq) % Find minimum space between indexes
minq(1,i)=ppmindex(1,i+1)-ppmindex(1,i);
end;

```

```

minq=min(minq);
minsid=fix(minq*fs/2); % Calculate minimum samples

for i=1:Pnumb
    for k=1:symnum
        ind=round((i*T+ppmindex(1,k))*fs);
        q=max(s(1,ind-minsid:ind+minsid)); % Take minsid side samples
        z(1,k)=q;
    end;
    BitAmp(:,i)=z(1,:);
    w=find(z==max(z));
    Recbit(1,i)=w(1,1)-1;
end;

% -----
% Show demodulated symbols as vectorial combination
if plotconstellation==1
    BitAmp=BitAmp./max(max(abs(BitAmp)));
    phasestep=pi/2;
    phase=(0:symnum-1)*phasestep;
    comp=exp(1j*phase);
    figure(7);
    col=colormap(lines);
    for i=1:symnum
        CompAmp=zeros(1,Pnumb);
        symcount=0;
        for j=1:Pnumb
            b=Databit(1,j);
            if (i-1)==b
                symcount=symcount+1;
                CompAmp(1,symcount)=comp*BitAmp(:,j);
            end;
        end;
        CompAmp=CompAmp(1,1:symcount);
        p=plot(CompAmp);
        set(p,'LineStyle','none','Marker','.', 'Color',col(i,:),...
            'DisplayName',sprintf('%d',i-1));
        set(gca,'xtick',[-1 0 1],'ytick',[-1 0 1]);
        grid on;
        title('Vectorial representation of symbols');
        xlim([-1 1]);
        ylim([-1 1]);
        hold on;
    end;
    legend('show');
    hold off;
end;
% -----

E=0;
for i=1:Pnumb % calculate error bits
    a=Recbit(1,i);
    b=Databit(1,i);
    if a~=b
        E=E+1;
        if reporterrors==1;
            fprintf('Error symbol: Index=%d Time=%dnsec DataBit=%d
RecBit=%d\n',...
                i,round((i/f)/1e-9),b,a);
        end;
    end;
end;
end;
B=length(Databit);
fprintf('Error symbols = %d/%d [%.3f%%]\n',E,B,(E/B)*100);

if plotrecbits==1

```

```

figure(8);
stem(Databit,'r','.');
title('Transmitted - Received Bits');
ylabel('Amplitude');
ylim([-1,symnum]);
hold on;
stem(Recbit,'b','.');
sbit=sprintf('Error symbols = %d/%d',E,B);
text(B/20,-0.75,sbit);
legend('Transmitted','Received');
hold off;
end;

% -----
if verboseenable==1; fprintf('Calculate error distributions...\n'); end;
Dif=zeros(1,Pnumb);
totser=0;
tempdif=zeros(1,symnum-1);
for i=1:symnum
    difcount=0;
    for j=1:Pnumb
        b=Databit(1,j);
        if (i-1)==b
            difcount=difcount+1;
            tmpdifnum=0;
            for k=1:symnum
                if k~=i
                    tmpdifnum=tmpdifnum+1;
                    tempdif(1,tmpdifnum)=BitAmp(i,j)-BitAmp(k,j);
                end;
            end;
            Dif(1,difcount)=min(tempdif);
        end;
    end;
    DifSym=Dif(1,1:difcount);
DifSym=DifSym/max(abs(DifSym));
meandif=mean(DifSym);
sigma=std(DifSym);
SER=50*erfc(meandif/(sqrt(2)*sigma));
totser=totser+SER;
if verboseenable==1; fprintf('Symbol [%d] : SER=%.3f%\n',i-1,SER); end;
mind=min(DifSym);
maxd=max(DifSym);

dstep=(maxd-mind)/100;
lim=mind:dstep:maxd;
vec=histc(DifSym,lim);
if plotdistrib==1
figure(9);
hsp=subplot(symnum/2,2,i);
bcol=[0.6 0.6 0.6];
hb=bar(lim,vec);
set(hb,'FaceColor',bcol,'EdgeColor',bcol,'DisplayName','Distribution');
title(sprintf('Distribution for symbol [%d]',i-1));
ylabel('Frequency');
xlabel('Decision metric');
xmin=-0.5;
xmax=1.5;
xlim([xmin,xmax]);
yminmax=get(hsp,'ylim');
hold on;
xvec=xmin:dstep:xmax;
gaussvec=(1/(sqrt(2*pi)*sigma)).*exp(-(xvec-meandif).^2/(2*sigma^2));
gamp=sum(vec)/sum(gaussvec);
plot(xvec,gamp*gaussvec,'b','LineWidth',2,'DisplayName','Gauss
outline');

```



```

    plot([0 0],yminmax,':r','LineWidth',2,'DisplayName','Error limit');
    hold off;
    end;
end;
fprintf('Total Symbol Error Rate = %.3f%%\n',totser/symnum);
% -----

if verboseenable==1; fprintf('Procedure Done!\n'); end;
% -----

```

### **Φύκελος: \Simulation\MATLAB\Channel Characterization**

#### **Αρχείο: ch\_estimation.m**

```

%-----
% This program uses data records of oscilloscope
% for specifying the channel parameters
% Sampling Frequency = 20GHz (dt=50psec)
%-----
clear;                % Delete previous variables in workspace
clc;                  % Clear console output
tic;                  % Start time counter

%-----
% Set initial vectors
R=open([pwd,'\cal\transmitpulse.mat']);
pulse=R.data;        % Oscilloscope recording data
% figure(1); plot(refpulse); % Plot reference pulse
Pt=pulse*pulse';     % Energy of transmitting pulse
%-----

%-----
% Set initial vectors
% Folder data_los_1 contains 150 measurements (LOS - point A)
% Folder data_los_2 contains 130 measurements (LOS - point B)
% Folder data_nlos_1 contains 151 measurements (NLOS - point C)
% Folder data_nlos_2 contains 125 measurements (NLOS - point D)
% Folder data_nlos_3 contains 137 measurements (NLOS - point E)
totnum=50;           % Number of data records
folder='data_los_1'; % Folder with data records
scenario='los';      % Propagation Scenario (los or nlos)
DIST=zeros(1,totnum); % Distance between TX-RX (meters)
PL=zeros(1,totnum); % Path loss (dB)
ME=zeros(1,totnum); % Mean excess delay (nsec)
RMS=zeros(1,totnum); % RMS delay spread (nsec)
Paths10dB=zeros(1,totnum); % Local paths >-10dB
Paths85=zeros(1,totnum); % Local paths within 85%
ChE=zeros(1,totnum); % Channel's energy
X=zeros(1,totnum); % X coordinate (meters)
Y=zeros(1,totnum); % Y coordinate (meters)
%-----

pulsefile=[pwd,'\cal\refpulse.mat']; % Scope file with reference pulse

%-----
% Start processing data
for datanum=1:totnum
disp('-----');
fprintf('Processing data file [%03d]\n',datanum);

filename=sprintf('\s\s_%03d.mat',folder,scenario,datanum);
datafile=[pwd,filename]; % Scope file with recording channel sounding

```

```

[h,Pr,dist,Tm,Trms,NP10dB,NP85,X(1,datanum),Y(1,datanum)]=...
    cleanalg(datafile,pulsefile); % Start CLEAN
DIST(1,datanum)=dist; % Distributed samples
PL(1,datanum)=10*log10(Pt/Pr); % Path Loss (dB)
ME(1,datanum)=Tm; % Mean excess delay spread
RMS(1,datanum)=Trms; % RMS delay spread
Paths10dB(1,datanum)=NP10dB; % Paths within 10dB of maximum amplitude
Paths85(1,datanum)=NP85; % Paths enclosing 85% of channel energy
ChE(1,datanum)=h*h'; % Channel energy

end;
disp('-----');
disp('Channel parameters:');
fprintf('Mean excess delay: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
    mean(ME),std(ME));
fprintf('RMS delay spread: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
    mean(RMS),std(RMS));
fprintf('Number of paths [10dB]: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
    mean(Paths10dB),std(Paths10dB));
fprintf('Number of paths [85%]: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
    mean(Paths85),std(Paths85));

%-----
% Path loss calculations
DistdB=10*log10(DIST);
figure(1);
plot(DistdB,PL,'LineStyle','none','Marker','.');
title('Path Loss vs distance');
ylabel('PL (dB)');
xlabel('d/d0 (dB)');

p=polyfit(DistdB,PL,1); % Linear fit with
slop=p(1,1); % Least Squares Regression
PL0=p(1,2);
S=PL-polyval(p,DistdB); % Shadowing vector
hold off;
FitLine=[0 max(DistdB)];
hold on;
plot(FitLine,polyval(p,FitLine),'r');
hold off;
fprintf('Slop: %.3f\n',slop);
fprintf('PL0: %.3fdB\n',PL0);
fprintf('Shadowing standard deviation: %.03fdB\n',std(S));
%-----

%-----
yminmax=get(gca,'ylim');
xminmax=get(gca,'xlim');
xx=xminmax(1,2);
frsp1=[0,xx];
frsp2=[PL0,PL0+2*xx];
hold on;
plot(frsp1,frsp2,'--k','LineWidth',2);
set(gca,'XTick',0:1:max(DistdB));
set(gca,'YTick',round(min(yminmax(1,1))):2:round(max(yminmax(1,2))));
ylim(yminmax);
hold off;

h=legend('Scattered data','Data linear fit','Free space path loss');
set(h,'Location','SouthEast');
grid on;

values=sprintf('\nSlop = %.3f\nPL0 = %.3fdB\nShadowing std = %.3fdB',...
    slop,PL0,std(S));
values=['LOS - Point A',values];

```

```

text(xminmax(1,1)+0.5,yminmax(1,2)-2.5,values,...
     'EdgeColor','k',...
     'BackgroundColor','w');
%-----

disp('-----');
disp('Process Done!');
%-----
disp(eltim(toc));      % Display total elapsed time

```

### **Αρχείο: cleanalg.m**

```

function [h,Pr,dist,Tm,Trms,NP10dB,NP85,X,Y]=cleanalg(datafile,pulsefile)

% This program estimates the Impulse Response of
% UWB channel using time domain techniques
% with oscilloscope data records form antennas
% utilizing the CLEAN algorithm and subtractive deconvolution
% Input parameters:
% datafile = the file name of the recording data
% pulsefile = the file name of the reference pulse
% Output parameters:
% h = the estimated channel response
% Pr = received power
% dist = Distance between TX-RX (meters)
% Tm = Mean excess delay (nsec)
% Trms = RMS delay spread (nsec)
% NP10dB = Local paths >-10dB
% NP85 = Local paths within 85%
% X = X coordinate (meters)
% Y = Y coordinate (meters)

% -----
% Parameters:
dt=50*1e-12;          % Sampling period (sec)
ThreshDB=-25;        % Threshold for channel amplitudes (dB)
                    % related to maximum amplitude
                    % (-20dB=1/10)
Tend=200*1e-9;       % Maximum channel length
Toff=3*1e-9;         % Time of arrival calibration offset
iterthresh=1000;     % Maximum CLEAN iterations threshold
% -----

% -----
% Process antenna singlepath data (Template waveform):
R=open(pulsefile);
refpulse=R.data;     % Oscilloscope recording data
% figure(1); plot(refpulse);
Ep=refpulse*refpulse'; % Energy of pulse
% -----

% -----
% Process antenna multipath recording data:
D=open(datafile);
dist=D.DIST;         % Distance between TX-RX
X=D.X;               % X coordinate of TX or RX
Y=D.Y;               % Y coordinate of TX or RX
% -----

```

```

% -----
% Subtractive deconvolution - CLEAN Algorithm:
% Initialize Dirty map (d):
d=D.data;
Nend=round(Tend/dt);
Noise=d(1,Nend:end); % Noise sample
if Nend<length(d); d=d(1,1:Nend); end; % Truncate received data
Pr=d*d'; % Power of received data;
Pn=(Noise*Noise')/length(Noise)*Nend; % Noise power
Pr=Pr-Pn; % Signal power
% figure(2); plot(d); title('Received waveform');
% Normalized template
p=refpulse/Ep; % Normalized pulse
L=length(p);
d=[zeros(1,L),d,zeros(1,L)]; % Add zeros at start - end
% equal to pulse length

LN=length(d);
% Initialize clean map (h):
h=zeros(1,LN); % Initial vectors
count=0;
fprintf('Starting Algorithm...\n');
sout=sprintf('CLEAN iterations: %d',count);
disp(sout);

q=conv(fliplr(p),d); % Get correlation coefficients
Thresh=(10^(ThreshDB/20))*(max(abs(q))); % Define threshold

NN=conv(fliplr(p),Noise); % Correlation with noise sample
MaxN=3*std(NN); % Define threshold = 3*standard_deviation
if MaxN>Thresh; Thresh=MaxN; % Apply new threshold if greater than old
end;

G=Thresh+1; % Set initial conditions for
% "while" loop

while(abs(G)>abs(Thresh));
pause(0.001); % Pause 1 msec in case of
% cancelation (Ctrl+C)
% Correlate dirty map with normalized template:
q=conv(fliplr(p),d); % Correlate dirty map with normalized
% template

Tmax=find(abs(q)==max(abs(q))); % Find index of correlation maximum

Tmax=Tmax(1,1);
g=1; % g = Loop Gain
% (1 for normalized correlation)

G=q(1,Tmax);
Amax=g*G;

inds=Tmax-L+1; % Starting index of component
% in dirty map
if inds<1 || inds>(length(d)-L); break; end;

% Update dirty map
d(1,inds:inds+L-1)=d(1,inds:inds+L-1)-Amax*refpulse; % Update dirty map
% without inserting zeros

W=12; % Samples to set zero in each side of
% detected pulse (total: 2*12=24 sample)
d(1,inds+W:inds+L-1-W)=zeros(1,L-2*W); % Insert zeros

% Update clean map
h(1,Tmax)=h(1,Tmax)+Amax; % Update the clean map;
count=count+1;
if count>iterthresh; disp('Maximum iterations reached'); break; end;

```

```

% Display current iteration number
lsout=length(sout);
sout=sprintf('CLEAN iterations: %d',count);
disp([char(8)*ones(1,lsout+1),sout]);

end;

Test=zeros(1,LN); % Create estimated time records
Aest=zeros(1,LN); % Create estimated amplitude records
tc=0;
for j=1:LN % Set values to estimated vectors
    if h(1,j)~=0;
        tc=tc+1;
        Test(1,tc)=j;
        Aest(1,tc)=h(1,j);
    end;
end;

Test=Test(1,1:tc); % Dump zeros at the end
Aest=Aest(1,1:tc); % Dump zeros at the end

indoff=round(Toff/dt)+L; % Subtract first arrival time delay
% and the zeros added at line 59

if indoff<min(Test); Test=Test-indoff;
end;

Test=Test-min(Test); % remove first path delay

% -----
% figure(3); stem(h); % Final estimated channel response
% title('Channel Impulse Response');
% -----
% Channel Parameters:
Test=Test*dt/1e-9; % Convert time to nsec
Tm=((Aest.^2)*Test)/(Aest*Aest); % Tm = mean excess delay (nsec)
fprintf('Mean Excess Delay = %.2f nsec\n',Tm);
Tm2=((Aest.^2)*(Test.^2))/(Aest*Aest);
Trms=sqrt(Tm2-Tm.^2); % Trms = RMS delay spread (nsec)
fprintf('RMS Delay Spread= %.2f nsec\n',Trms);
Thresh10=(10^(-10/20))*max(abs(Aest));
NP10dB=length(find(Aest>=Thresh10)); % Number of paths >-10dB
fprintf('Number of paths (10dB) = %d\n',NP10dB);
A=sort(Aest,'descend');
%Find number of paths capturing 85% of total channel energy
TotE=h*h';
CurE=0;
NP85=0;
while CurE<TotE*0.85
    NP85=NP85+1;
    htmp=A(1,1:NP85);
    CurE=htmp*htmp';
end;
fprintf('Number of paths (85%%) = %d\n',NP85);
% -----

```

**Αρχείο: ch\_estimation\_sim.m**

```

% This program tests the performance of CLEAN
% algorithm regarding to time resolution

clear;
clc;

N=1000;                % Repetitions
DNvec=10:5:50;        % X axis values
LN=length(DNvec);
sqerr=zeros(1,LN);    % Initialize error vector

tic;
wait=waitbar(0, 'Initializing...',... % Wait bar initialize
'Name', 'Simulation in progress... please wait!');

total=LN*N;
rep=0;
i=0;
for DN=DNvec
    i=i+1;
    fprintf('%d/%d\n',i,LN);
    sqtmp=0;
    for j=1:N
        rep=rep+1; displaybar(wait,toc,rep,total);
        sqtmp=sqtmp+cleansim(DN,100); % Estimate channel response
    end;
    sqerr(1,i)=sqtmp/N;
end;

sqerr=sqerr/max(sqerr);
disp(etime(toc));
close(wait);

figure(2);
plot(DNvec,sqerr);
title('Simulated error');
xlabel('Samples');
ylabel('Normalized MSE');

```

**Αρχείο: cleansim.m**

```

function sqerr=cleansim(DN,SNR)

% This program estimates the Impulse Response of
% simulated random channel using time domain techniques
% utilizing the CLEAN algorithm and subtractive deconvolution
% Input parameters:
% DN = the distance between channel taps in samples
% SNR = the signal to noise ratio (dB)
% Output parameters:
% sqerr = the estimation square error of channel
% -----
% Parameters:
ThreshDB=-25; % Threshold for channel amplitudes (dB)
              % related to maximum amplitude (-20dB=1/10)

```

```

iterthresh=1000; % Maximum CLEAN iterations threshold
pulsefile=[pwd, '\cal\refpulse.mat']; % Scope file with reference pulse
% -----
% -----
% Process antenna singlepath data (Template waveform):
D=open(pulsefile);
singlepulse=D.data; % Oscilloscope recording data

Ep=singlepulse*singlepulse'; % Single pulse energy
% -----

LH=1000; % Length of channel in samples
hh=zeros(1,LH);
for j=1:DN:LH
    hh(1,j)=randn; % Create random channel coefficients
end;

x=conv(singlepulse,hh); % Convolution of pulse with channel
x=awgn(x,SNR,'measured'); % Add extra noise
% -----
% -----
% Subtractive deconvolution - CLEAN Algorithm:
% 1. Create Dirty map (d):
d=x;
% Normalize template
p=singlepulse/Ep; % Normalized single pulse
L=length(p);
d=[zeros(1,L),d,zeros(1,L)]; % Add zeros at start and end
LN=length(d);
% 2. Initialize clean map (h):
h=zeros(1,LN); % Initial vectors
count=0;

q=conv(fliplr(p),d); % Get correlation coefficients
Thresh=(10^(ThreshDB/20))*(max(abs(q))); % Define threshold
G=Thresh+1; % Set initial conditions for
% "while" loop

while(abs(G)>abs(Thresh));
    pause(0.001); % Pause 1 msec in case of
% cancelation (Ctrl+C)

```

```

% 3. Correlate dirty map with normalized template:
q=conv(fliplr(p),d);           % Correlate dirty map with normalized
                               % template

Tmax=find(abs(q)==max(abs(q))); % Find time index of correlation
                               % maximum

Tmax=Tmax(1,1);

g=1;                           % g = Loop Gain
                               % (1 for normalized correlation)

G=q(1,Tmax);
Amax=g*G;

inds=Tmax-L+1;                 % Starting index of component
                               % in dirty map

if inds<=0; break; end;

% 4. Update maps
d(1,inds:inds+L-1)=d(1,inds:inds+L-1)-Amax*singlepulse; % Update the dirty
map

h(1,Tmax)=h(1,Tmax)+Amax;     % Update the clean map;

count=count+1;
if count>iterthresh; disp('Maximum iterations reached'); break; end;
end;

hh=[zeros(1,2*L-1),hh,zeros(1,L)]; % Match the final vector samples
                                     % with the initial

sqerr=sqrt((h-hh)*(h-hh)');    % Calculate Error

```

### **Αρχείο: refpulse.m**

```

% Plot the reference pulse received at 1m distance
% with different angles of elevation and horizontal rotation
clear;
clc;

figure(1);
hold off;

file=[pwd,'\cal\ref_0degh_0degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x,'b');
hold on;

```



```

file=[pwd, '\cal\ref_30degh_0degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x, 'r');
hold on;

file=[pwd, '\cal\ref_60degh_0degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x, 'g');
hold on;

file=[pwd, '\cal\ref_90degh_0degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x, 'k');

title('Received reference pulses for horizontal rotation');
xlabel('Samples');
ylabel('Amplitude (volts)');
legend('0deg', '30deg', '60deg', '90deg');

figure(2);
hold off;

file=[pwd, '\cal\ref_0degh_0degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x, 'b');
hold on;

file=[pwd, '\cal\ref_0degh_30degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x, 'r');

file=[pwd, '\cal\ref_0degh_60degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x, 'g');

file=[pwd, '\cal\ref_0degh_90degv.mat']; % Results file
D=open(file);
x=D.data;
plot(x, 'k');

title('Received reference pulses for vertical rotation');
xlabel('Samples');
ylabel('Amplitude (volts)');
legend('0deg', '30deg', '60deg', '90deg');

```

### **Αρχείο: results.m**

```

% -----
% This program plots the results of local channel parameters
% for each position of TX or RX. In LOS scenario (points A, B)
% the receiver antenna is steady (RX) and its position is defined as (0,0)
% while in NLOS scenario (points C, D, E) the transmitter antenna is steady
% and its position is defined as (0,0). Also the final statistical results
% are presented
% -----
clear;
clc;

```

```

file='results\los_A.mat'; % File with results in folder "results":
                           % los_A, los_B, nlos_C, nlos_D, nlos_E
D=open(file);

                           % Coordinate system: (0,0)=RX for LOS
                           % (0,0)=TX for NLOS
X=D.X; % X coordinate (meters)
Y=D.Y; % Y coordinate (meters)
DIST=D.DIST; % Distance between TX-RX (meters)
PL=D.PL; % Local Path loss at (X,Y) (dB)
ME=D.ME; % Local mean excess delay at (X,Y) (nsec)
RMS=D.RMS; % Local RMS delay spread at (X,Y) (nsec)
Paths10dB=D.Paths10dB; % Local paths >-10dB at (X,Y)
Paths85=D.Paths85; % Local paths within 85% at (X,Y)

% Find graph limits in XY plane
minx=min(X);
maxx=max(X);
miny=min(Y);
maxy=max(Y);

% -----
% Plotting Parameters
Z=PL; % Select plotting parameter, one of:
      % (PL,ME,RMS,Paths10dB,Paths85)
figtitle='Local Path loss'; % Select title of figure
zaxistext='PL (dB)'; % Select Z axis text
% -----
[XI,YI]=meshgrid(minx:0.3:maxx,miny:0.3:maxy);
ZI=griddata(X,Y,Z,XI,YI);
figure(1);
hold off;
surf(XI,YI,ZI);
grid on;
xlabel('X (m)');
ylabel('Y (m)');
title(figtitle);
zlabel(zaxistext);
hold on;
plot3([0,0],[0,0],[min(Z),max(Z)],'-o','Color','k','LineWidth',2,...
      'MarkerSize',8,'MarkerFaceColor','k');
zlim([min(Z),max(Z)]);
hold off;
colorbar;
% -----

disp('-----');
disp('Channel parameters:');
fprintf('Mean excess delay: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
       mean(ME),std(ME));
fprintf('RMS delay spread: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
       mean(RMS),std(RMS));
fprintf('Number of paths [10dB]: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
       mean(Paths10dB),std(Paths10dB));
fprintf('Number of paths [85%]: [Mean=%.3fnsec Std=%.3fnsec]\n',...
       mean(Paths85),std(Paths85));
disp('-----');

% -----
% Path loss calculations
DistdB=10*log10(DIST);
figure(2);
plot(DistdB,PL,'LineStyle','none','Marker','.');
title('Path Loss vs distance');
ylabel('PL (dB)');

```

```

xlabel('d/d0 (dB)');

p=polyfit(DistdB,PL,1);           % Linear fit with
slop=p(1,1);                     % Least Squares Regression
PL0=p(1,2);
S=PL-polyval(p,DistdB);         % Shadowing vector
hold off;
FitLine=[0 max(DistdB)];
hold on;
plot(FitLine,polyval(p,FitLine),'r');
hold off;
fprintf('Path loss linear fitting:\n');
fprintf('Slop: %.3f\n',slop);
fprintf('PL0: %.3fdB\n',PL0);
fprintf('Shadowing standard deviation: %.03fdB\n',std(S));
disp('-----');
%-----

%-----
yminmax=get(gca,'ylim');
xminmax=get(gca,'xlim');
xx=xminmax(1,2);
frsp1=[0,xx];
frsp2=[PL0,PL0+2*xx];
hold on;
plot(frsp1,frsp2,'--k','LineWidth',2);
set(gca,'XTick',0:1:max(DistdB));
set(gca,'YTick',round(min(yminmax(1,1)):2:round(max(yminmax(1,2)))));
ylim(yminmax);
hold off;

h=legend('Scattered data','Data linear fit','Free space path loss');
set(h,'Location','SouthEast');
grid on;

values=sprintf('\nSlop = %.3f\nPL0 = %.3fdB\nShadowing std = %.3fdB',...
    slop,PL0,std(S));
values=['LOS - Point A',values];
text(xminmax(1,1)+0.5,yminmax(1,2)-2.5,values,...
    'EdgeColor','k',...
    'BackgroundColor','w');
%-----

```



## ΣΥΝΤΟΜΟ ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ

Ο Γεώργιος Τάτσης γεννήθηκε στα Ιωάννινα το 1979. Έλαβε πτυχίο στη Φυσική από το Πανεπιστήμιο Ιωαννίνων το 2001 και το Μεταπτυχιακό Δίπλωμα Ειδίκευσης στις Σύγχρονες Ηλεκτρονικές Τεχνολογίες το 2005 από το ίδιο Πανεπιστήμιο. Είναι υποψήφιος διδάκτορας στο εργαστήριο Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών του τμήματος Φυσικής του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων. Τα ερευνητικά του ενδιαφέροντα περιλαμβάνουν κυρίως τις ψηφιακές επικοινωνίες, τα επαναπροσδιοριζόμενα συστήματα (software radio), τον αντικειμενοστρεφή προγραμματισμό, το σχεδιασμό υλικού (hardware design).



## **SHORT CV**

Giorgos Tatsis was born in Ioannina, Greece in 1979. He received the B.Sc. degree in Physics from the University of Ioannina, Greece, in 2001 and the M.Sc. degree in Electronics and Telecommunications from the same University in 2005. He is, currently, a Ph.D. candidate at Electronics, Telecommunications and Applications Laboratory of Physics Department in University of Ioannina, Greece. His research interests include mainly digital communications, software radios, digital signal processing techniques, object-oriented programming and hardware implementations.

