



ΓΕΙ ΗΠΕΙΡΟΥ
ΤΜΗΜΑ Τ. & Δ.
ΑΡΙΘ. ΠΡΩΤ. 3469
ΗΜΕΡΟΝΙΑ 11/4/04

ΤΕΙ ΗΠΕΙΡΟΥ
ΣΧΟΛΗ ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ & ΟΙΚΟΝΟΜΙΑΣ
ΤΜΗΜΑ ΤΗΛΕΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ



ΚΑΡΑΓΙΩΡΓΑΣ ΕΜΜΑΝΟΥΗΛ
ΜΠΑΝΤΗ ΕΥΑΓΓΕΛΙΑ

ΘΕΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

ULTRA WIDE BAND

ΑΡΤΑ 2004



ULTRA WIDE BAND

ΚΑΡΑΓΙΩΡΓΑΣ ΕΜΜΑΝΟΥΗΛ
ΜΠΑΝΤΗ ΕΥΑΓΓΕΛΙΑ

ΥΠΕΥΘΥΝΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ
ΣΤΕΡΓΙΟΥ
ΕΛΕΥΘΕΡΙΟΣ

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΜΕΡΟΣ ΤΩΝ ΑΠΑΙΤΗΣΕΩΝ ΤΟΥ ΤΜΗΜΑΤΟΣ
ΤΗΛΕΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ**

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΕΝΟΤΗΤΑ	ΣΕΛΑ
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	5
ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΗΝ UWB ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ	5
Ορισμός uwb.....	5
Πλεονεκτήματα uwb.....	6
Μειονεκτήματα uwb.....	7
Πότε εφευρέθηκε το uwb.....	8
Τρέχουσες εφαρμογές.....	8
1.ΤΟ ΣΗΜΑ UWB	15
Θεωρητική ανάλυση σήματος uwb.....	17
Τα χαρακτηριστικά του σήματος uwb.....	25
Διαμόρφωση του uwb σήματος.....	29
2.ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ UWB	35
Πομποί -δέκτες -κεραίες uwb.....	35
Πομπός-δέκτης.....	35
Κεραίες.....	46
Πρωτόκολλα uwb.....	63
IEEE 802.15.3 MAC.....	63
WAP.....	67
Δρομολόγηση.....	69
3.ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΡΟΥΠΟΘΕΣΕΙΣ ΑΝΑΠΤΥΞΗΣ ΤΟΥ UWB	74
Φασματική ευελιξία.....	74

4. ΤΟ UWB ΣΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ –ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ	91
Ζητήματα ρυθμίσεων και προτύπων.....	95
Πλεονεκτήματα εφαρμογής	98
Ανάλυση ρυθμοαπόδοσης	101
Τρόποι σύνδεσης.....	106
Media Access Control.....	109
5.ΕΠΙΠΤΩΣΕΙΣ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΤΗΣ UWB ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ	131
Η UWB παρεμβολή.....	131
Επιπτώσεις ανθρώπινου παράγοντα στο uwb	143
Σχετική εργασία.....	144
Μετρήσεις στη μπροστινή πλευρά του σώματος	145
Μετρήσεις γύρω από τον κορμό	148
Επίδραση στο σχέδιο WBAN.....	150
Επίσης υπάρχουν:	
Διάφοροι χρήσιμοι ορισμοί	
Γλωσσάριο τεχνικών όρων 1,2	

ΟΡΙΣΜΟΣ:

Η *ULTRA WIDE BAND* τεχνολογία η αλλιώς *carrier-free, baseband* αναφέρεται σε οποιαδήποτε ραδιοφωνική ή ασύρματη συσκευή όπου το κατειλημμένο εύρος ζώνης είναι μεγαλύτερο από το 25% της κεντρικής συχνότητας η μεγαλύτερο από το 1,5 GHz .Είναι ένα ράδιο η ασύρματο σύστημα που χρησιμοποιεί περιορισμένους παλμούς (1 έως 10 νανοδευτερολεπτων).

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

ΟΡΙΣΜΟΣ UWB ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

Καταρχήν, ο όρος «εξαιρετικά ευρείας ζώνης» είναι ένας σχετικά νέος όρος που στόχο έχει να περιγράψει μια τεχνολογία που ήταν γνωστή από την αρχή της δεκαετίας του '60 όπως τεχνολογία «ελεύθερος – μεταφορέας», «βάση ζώνης» ή «ώθηση». Η βασική έννοια είναι να αναπτυχθεί, να μεταδοθεί και να παραληφθεί μια εξαιρετικά σύντομης διάρκειας έκρηξης της ενέργειας της ραδιοσυχνότητας (RF) – χαρακτηριστικά μερικές δεκάδες picoseconds (δισεκατομμύρια ενός δευτερολέπτου). Αυτές οι εκρήξεις αντιπροσωπεύουν από μια μόνο σε μερικούς κύκλους ενός κύματος μεταφορέων RF. Τα

Δεδομένου ότι το εύρος ζώνης συσχετίζεται αντιστρόφως με τη διάρκεια παλμού, η φασματική έκταση αυτών των κυματοειδών μπορεί να γίνει αρκετά μεγάλη. Με το κατάλληλο σχέδιο εφαρμοσμένης μηχανικής, οι επακόλουθες ενεργειακές πυκνότητες (δηλ., διαβιβασμένα Watt δύναμης μονάδων ανά Hertz του εύρους ζώνης) μπορούν να είναι αρκετά χαμηλές. Αυτή η χαμηλή ενεργειακή πυκνότητα μεταφράζεται σε μια μικρή πιθανότητα σήματος ανίχνευσης (LPD) RF. Ένα σήμα LPD είναι ιδιαίτερου ενδιαφέροντος για τις στρατιωτικές εφαρμογές (π.χ., για τις συγκεκαλυμμένες επικοινωνίες και τα ραντάρ), εντούτοις, ένα σήμα LPD παράγει, επίσης, την ελάχιστη παρέμβαση στα συστήματα εγγύτητας και τους ελάχιστους κινδύνους υγείας RF, σημαντικούς όχι μόνο για τις στρατιωτικές αλλά και τις εμπορικές εφαρμογές.

Μεταξύ των σημαντικότερων πλεονεκτημάτων της τεχνολογίας UWB, εντούτοις, είναι εκείνοι της χαμηλής πολυπλοκότητας συστημάτων και του χαμηλότερου κόστους. Τα συστήματα UWB μπορούν να γίνουν σχεδόν «ψηφιακά στο σύνολο» με την ελάχιστη RF ή την ηλεκτρονική μικροκυμάτων. Λόγω της έμφυτης απλότητας RF των σχεδίων UWB, αυτά τα συστήματα είναι ιδιαίτερα προσαρμοστικά στη συχνότητα, που τους επιτρέπει να τοποθετηθούν οπουδήποτε μέσα στο φάσμα RF. Αυτό το χαρακτηριστικό γνώρισμα αποφεύγει τυχόν παρέμβαση στις υπάρχουσες υπηρεσίες, χρησιμοποιώντας πλήρως το διαθέσιμο φάσμα.

Μειονεκτήματα UWB

Όπως με οποιαδήποτε τεχνολογία, υπάρχουν πάντα εφαρμογές που μπορούν να εξυπηρετηθούν καλύτερα από άλλες προσεγγίσεις. Παραδείγματος χάριν, για τις εφαρμογές από σημείο σε σημείο (point to point) ή από σημείο σε πολλαπλό σημείο (point to multi point) ποσοστού στοιχείων (10 Gigabits/ το δευτερόλεπτο και ακόμα μεγαλύτερο), είναι δύσκολο σήμερα τα συστήματα UWB να ανταγωνιστούν με την οπτική ίνα υψηλής ικανότητας ή τα οπτικά ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Φυσικά, το υψηλό κόστος που συνδέονται με την εγκατάσταση οπτικών ινών και η ανικανότητα ενός οπτικού ασύρματου σήματος να διαπεραστεί ένας τοίχος, περιορίζουν εντυπωσιακά τη δυνατότητα εφαρμογής των οπτικά-βασισμένων συστημάτων για τις εσωτερικές και ενσωματωμένες εφαρμογές. Επιπλέον, τα οπτικά ασύρματα συστήματα έχουν εξαιρετικά ακριβείς απαιτήσεις, που προλαμβάνουν τη χρήση τους στα κινητά περιβάλλοντα.

Το UWB είναι μια ασύρματη τεχνολογία RF, και υπόκειται υπό αυτήν τη μορφή ακόμα στους ίδιους νόμους της φυσικής με κάθε άλλη τεχνολογία RF. Κατά συνέπεια, υπάρχουν προφανείς ανταλλαγές που γίνονται σε αναλογία σήματος θορύβου σε αντιπαράθεση του εύρους ζώνης, φάσμα σε αντιπαράθεση του μέγιστου και μέσου επιπέδου δύναμης.

Πότε εφευρέθηκε το UWB.

Έχουν υπάρξει πολλές αξιώσεις, εντούτοις, ο Δρ Gerald F. Ross, πρόσφατα Πρόεδρος της ANRO Εφαρμοσμένης Μηχανικής, Α.Ε., κατέδειξε αρχικά τη δυνατότητα αξιοποίησης των κυματοειδών UWB για τις εφαρμογές ραντάρ και επικοινωνιών στα τέλη της δεκαετίας του '60 και στις αρχές του '70. Η πρωτοποριακή διορατικότητα του Gerry στην αξία και τις εφαρμογές αυτής της τεχνολογίας πάνω από 30 έτη πριν, έχει συμβάλει στη διαμόρφωση της τεχνολογίας UWB στο σημείο που έχει φθάσει σήμερα – με τις εφαρμογές έτοιμες να ικανοποιήσουν ζήτηση στην αγορά για τις εφαρμογές ραντάρ μεγάλων ραδιοφώνων και ακρίβειας / προσδιορισμού θέσης. Ο Gerry αναγνωρίστηκε από την Εθνική Ακαδημία Εφαρμοσμένης Μηχανικής για τις προσπάθειές του στην εξαιρετικά ευρείας ζώνης τεχνολογία, και εξελέγη μέλος το 1995. Το MSSI είχε το προνόμιο να συνεργαστεί με το Δρ Ross για πολλά έτη.

Τρέχουσες εφαρμογές UWB

Το uwb εφαρμόζεται είδη σε: Τακτικά φορητά & δίκτυο-ικανά LPI/D ραδιόφωνα – LPI/D που αντιπροσωπεύουν τη μικρή πιθανότητα της παρεμπόδισης και της ανίχνευσης. Αυτά τα ραδιόφωνα σχεδιάζονται για τις κινητές ειδικές ασύρματες επικοινωνίες δικτύων με ποσοστά στοιχείων στο T1 (1.544 Mb/s)

Μη οπτική επαφής, συστήματα επικοινωνιών κυμάτων επιφάνειας, τα οποία χρησιμοποιούν τις μοναδικές ιδιότητες της γης για να επιτρέψουν τις εξαιρετικά ευρείας ζώνης επικοινωνίες πέρα από τη δύσκολη ή παρεμποδισμένη έκταση

Σύνδεσμοι δεδομένων για τα τηλεκατευθυνόμενα εναέρια οχήματα (UAVs) και τα επίγεια ρομποτικά οχήματα – αυτά χρησιμοποιούνται για το ρελέ του βίντεο και δεδομένα από αυτές τις πλατφόρμες, καθώς επίσης και για την εντολή & τον έλεγχο των οχημάτων. Τα ποσοστά στοιχείων σε 25 Mb/s έχουν καταδειχθεί, με τα υψηλότερα ποσοστά στοιχείων που προβλέπονται για τις μελλοντικές εφαρμογές

Τα ασύρματα συστήματα ενδοσυνεννοήσεων UWB για on board αεροσκάφη. Αυτά τα ασύρματα συστήματα χρησιμοποιούν ψηφιακές μεταδόσεις φωνής σημαντικά που έχουν βελτιώσει αισθητά την ακουστική ποιότητα σε θέματα των υπάρχοντων, «λυμένων» συστημάτων.

Ετικέτες UWB για τις εφαρμογές στο Σύστημα Ευφυούς Μεταφοράς (ITS) – συμπεριλαμβανομένων των επικοινωνιών από όχημα σε όχημα και από όχημα σε κράσπεδο οδού, καθώς επίσης και μοναδικές εφαρμογές όπως η ανίχνευση των προβληματικών οδηγών (δηλ., ανασταλμένη άδεια)

Υψηλά συστήματα ακρίβειας γεωτοποθεσίας UWB (υπό-ανάλυση ποδιών) για την τρισδιάστατη θέση του εξοπλισμού ή του προσωπικού όχι μόνο στα εσωτερικά αλλά και στα αστικά περιβάλλοντα χωρίς τη χρήση του (GPS)

Ραντάρ αποφυγής σύγκρουσης και εμποδίων για τα ελικόπτερα, αεροπορικά οχήματα μικρούπολογιστών, μεγάλο εξοπλισμό μεταλλείας, κ.λ.π. Ένα συγκεκριμένο παράδειγμα ήταν η ανάπτυξη ενός ραντάρ αποφυγής εμποδίων UWB που θα μπορούσε να ανιχνεύσει ένα ηλεκτροφόρο καλώδιο μικρών διαμέτρων – μια σοβαρή απειλή στην εναέρια ασφάλεια ελικοπτέρων

Υψομετρητές υψηλής ακρίβειας (ακρίβεια υπό-ποδιών) για το ύψος επάνω από τον προσδιορισμό επίγειων επιπέδων στα ελικόπτερα και σε άλλες πλατφόρμες αέρα

LPI θρυαλλίδες εγγύτητας για τα «έξυπνα πυρομαχικά» – αυτά είναι εξαιρετικά ακριβή ραντάρ που είναι πολύ δύσκολο να παρεμβληθούν και,

Ραντάρ ανίχνευσης παρείσδυσης για την ευρεία επιτήρηση περιοχής, καθώς επίσης και αισθητήρες «μέσω των τοίχων», για την ανίχνευση του προσωπικού πίσω από τους τοίχους ή από άλλα εμπόδια.

Από πολλές απόψεις, η τεχνολογική πρόοδος UWB έχει παραλληλιστεί αυτής της διάδοσης φάσματος σε εκείνες τις αρχικές εφαρμογές που πρώτιστα προήλθαν από τις ταξινομημένες προσπάθειες R&D της κυβέρνησης. Όπως το φάσμα, που είχε ως σκοπό αρχικά να νικήσει το εχθρικό με το να μπλοκάρει τις τορπίλες κατά τη διάρκεια του Παγκόσμιου Πολέμου II, το UWB επίσης μεταβιβάστηκε από το στρατό στον εμπορικό τομέα μέσω της τροποποίησης των ισχυόντων κανονισμών της FCC.

Διαφορές μεταξύ των εξαιρετικά ευρείας ζώνης και των συμβατικότερων ευρείας ζώνης τεχνικών όπως η άμεση ακολουθία φάσματος

Αντίθετα από τα συμβατικά κυματοειδή φάσματος (είτε άμεση ακολουθία DSSS είτε συχνότητα hopping FHSS), το εύρος ζώνης διάδοσης για ένα κυματοειδές UWB παράγεται άμεσα, δηλ., χωρίς μεμονωμένη διαμόρφωση κομματιών από μια χωριστή διαδιδόμενη ακολουθία όπως ένας PN κώδικα ή ένα hopping σχέδιο (σμίλευση). Κατά συνέπεια, το UWB είναι ουσιαστικά μια έννοια που καθορίζει τη περιοχή του χρόνου στην οποία ένας εξαιρετικά σύντομος παλμός RF, παράγει άμεσα ένα πολύ ευρύ στιγμιαίο σήμα εύρους ζώνης λόγω των ιδιοτήτων χρονικής κλίμακας της σχέσης μετασχηματισμού Fourier μεταξύ του χρόνου t και της συχνότητας f :

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

Επιπλέον, τα κυματοειδή DSSS ή FHSS είναι σταθερή περιβάλλουσα στη φύση. Δηλαδή, το στιγμιαίο εύρος τους δεν αλλάζει με το χρόνο. Για ένα κυματοειδές DSSS, τα μεμονωμένα κομμάτια μετάδοσης υποδιαιρούνται περαιτέρω στα διαφασικά - διαμορφωμένα διαστήματα, ενώ για FHSS, τα μεμονωμένα κομμάτια μετάδοσης υποδιαιρούνται περαιτέρω στις ευδιάκριτες αλλαγές συχνότητας. Κατά συνέπεια, τα κυματοειδή φάσματος έχουν χαρακτηριστικά τον κύκλο καθήκοντος ενότητας (100%) - δηλ., το μέγιστο και μέσο επίπεδο δύναμης είναι ίσο. Με το UWB, αφ' ετέρου, οι διάρκειες σφυγμού είναι εξαιρετικά σύντομες σχετικά με τους παλμικούς χρόνους. Κατά

συνέπεια, οι κύκλοι καθήκοντος κυματοειδούς είναι χαρακτηριστικά μικρά μέρη ενός τοις εκατό, και οι αναλογίες μέγιστες του μέσου όρου μπορούν να είναι αρκετά μεγάλες.

Από μια προοπτική επικοινωνιών, οι αποδόσεις και των δύο τύπων συστημάτων (είτε του φάσματος είτε του UWB) καθορίζονται από την αποτελεσματική ενέργεια ανά κομμάτι για να διαδώσουν τη φασματική αναλογία πυκνότητας E_b/N_0 . Αφού $N_0 = kTeB$, όπου το K είναι η σταθερά του Boltzmann, το T_e είναι η αποτελεσματική θερμοκρασία θορύβου συστημάτων και το B το στιγμιαίο εύρος ζώνης, είναι προφανές ότι όσο ευρύτερο το εύρος ζώνης, τόσο περισσότερη ενέργεια απαιτείται για τις επικοινωνίες. Για ένα σύστημα UWB, $E_b = PT$ με το P η μέγιστη δύναμη παλμού και T η αποτελεσματική διάρκεια παλμού. Κατά συνέπεια, όσο μικρότερος ο παλμός, τόσο υψηλότερη η απαραίτητη μέγιστη δύναμη για μια δεδομένη απόδοση ποσοστού λάθους κομματιού (BER). Τα ίδια ζητήματα υπάρχουν, επίσης, για την απόδοση ραντάρ.

Για ένα κυματοειδές φάσματος διάδοσης, το E_b δίνεται επίσης από το PT αλλά το T αντιπροσωπεύει τώρα τη διάρκεια κομματιού (δηλ., $N T_c$ όπου το N είναι το αποκαλούμενο κέρδος επεξεργασίας και το T_c είναι η διάρκεια τσιπ.) Μπορεί να αποδειχθεί ότι για τα ισοδύναμα μέσα επίπεδα δύναμης, όχι μόνο το φάσμα αλλά και το UWB, έχουν την ισοδύναμη απόδοση BER. Αυτό είναι ένα σημαντικό σημείο που αγνοείται συχνά από εκείνους που απαιτούν «τα megabits για τα microwatts». Το UWB δεν παραβιάζει τους θεμελιώδεις νόμους της φυσικής!

Εντούτοις, υπάρχουν μερικά πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα του UWB πέρα από το φάσμα. Αυτά περιλαμβάνουν (α) τη σημαντικά χαμηλότερη πολυπλοκότητα και το κόστος εφαρμογής για τα εξαιρετικά υψηλά εύρη ζώνης - και, επομένως, υψηλών δεδομένων έργου συνόλου

(β) ανεξαρτησία της απόδοσης BER με την αλλαγή στα ποσοστά δεδομένων - για μια σταθερή κυματοειδή περιβάλλουσα, ένας διπλασιασμός του ποσοστού δεδομένων απαιτεί έναν διπλασιασμό της μέγιστης και μέσης δύναμης και

(γ) σχεδόν εφικτά σχέδια για τις εφαρμογές κινητής πολλαπλών διαδρομών ασυλίας και διπλής χρήσης (δηλ., ραντάρ & επικοινωνίες).

Έχουν υπάρξει αξιώσεις των εξαιρετικά υψηλών κερδών επεξεργασίας με το UWB. Ισχύει κάτι τέτοιο; Δυστυχώς, πολλές από τις αξιώσεις για το εξαιρετικά υψηλό

κέρδος επεξεργασίας με UWB προέρχονται από μια θεμελιώδη έλλειψη κατανόησης των βασικών αρχών της διαμόρφωσης σφυγμού.

Μια δημοφιλής παρερμηνεία είναι ότι η αναλογία του στιγμιαίου εύρους ζώνης RF στο εύρος ζώνης πληροφοριών (ή στο ποσοστό σημάτων) είναι ένα μέτρο κέρδους επεξεργασίας UWB. (Παραδείγματος χάριν, έχουμε δει αξιώσεις για καλύτερο κέρδος επεξεργασίας από 50 DB χρησιμοποιώντας αυτό το επιχειρήμα.) Ενώ αυτή η σχέση ισχύει για την άμεση ακολουθία κυματοειδούς φάσματος, στην οποία η αναλογία του ποσοστού σμιλεύσεων στο ποσοστό πληροφοριών μπορεί πράγματι να αφορά το κέρδος επεξεργασίας [1], η αίτησή του απαιτεί την προσεκτική εκτίμηση όταν εφαρμόζεται σε UWB. Εξετάστε έναν σύντομο παλμό της διάρκειας T_p , με στιγμιαίο εύρος ζώνης που δίνεται περίπου από $B = 1/T_p$. Αυτό προκύπτει από τη «αρχή της αβεβαιότητας» για τις μετατροπές Fourier [2]. Εάν ποσοστό σήματος είναι R , κατόπιν το ποσοστό ισχύος μέγιστης αναλογία δίνεται από

Ποσοστό ισχύος μέγιστης αναλογίας = B/R ,

η οποία είναι ίση με το αποκαλούμενο UWB «κέρδος επεξεργασίας». Με έναν μέσο περιορισμό ισχύος, η ανωτέρω σχέση δείχνει ότι με τη μείωση του ποσοστού δεδομένων R , η μέγιστη ισχύς αυξάνεται και είναι προφανές ότι το σήμα θα γινόταν έπειτα ευκολότερο για να ανιχνεύσει στο θόρυβο. Αλλά όμως είναι αυτή η πραγματική «επεξεργασία του κέρδους», δεδομένου ότι ο σχεδιαστής αναγκάζεται να αυξήσει τη μέγιστη δύναμη να το επιτύχει. Αφ' ετέρου, με έναν μέγιστο περιορισμό ισχύος, μειώνεται το ποσοστό δεδομένων R και οδηγεί απλά σε ένα χαμηλότερο μέσο επίπεδο ισχύος χωρίς την προφανή βελτίωση ανίχνευσης παλμού σε ένα εύρος ζώνης B . Στην πραγματικότητα, όλα τα συστήματα UWB είναι μέγιστη ισχύς που περιορίζεται με την τελευταία απόδοση που καθορίζεται από την ενέργεια ανά κομμάτι ($E_b = P T_p$) για να διαδοθεί η φασματική αναλογία πυκνότητας (E_b/N_0).

Αντίθετα από τους άμεσους δέκτες ακολουθίας φάσματος, στους οποίους ο πολλαπλασιασμός σημάτων από μια κατάλληλη διαδιδόμενη ακολουθία οδηγεί σε μια επίδραση συμπίεσης εύρους ζώνης, και ως εκ τούτου μια βελτίωση σε μια αναλογία παραγωγής σήμα προς θόρυβο, καμία τέτοια συμπίεση εύρους ζώνης δεν πραγματοποιείται για UWB.

Μια δεύτερη δημοφιλής παρερμηνεία αφορά τις αναβαθμίσεις αναλογίας σήματος προς θόρυβο από τον παλμικό συνδυασμό. Ενώ είναι αλήθεια ότι ο συνεπής παλμικός συνδυασμός μπορεί πράγματι να παρέχει το κέρδος επεξεργασίας [3], μια αναθεώρηση της λογοτεχνίας διπλωμάτων ευρεσιτεχνίας UWB και των δημοσιευμένων αποτελεσμάτων απόδοσης διευκρινίζει ότι, στις περισσότερες περιπτώσεις, ο συνδυασμός μετά-ανίχνευσης (όχι προ-ανίχνευση) χρησιμοποιείται με τα σημαντικά μειωμένα πλεονεκτήματα απόδοσης. Για τους παλμούς διάρκειας νανοδευτερολέπτου και υπονανδευτερολέπτου, συνεπής συνδυασμός – δηλ., η χρονικά ευθυγραμμισμένη προσθήκη των πολλαπλάσιων λαμβανόμενων παλμών πριν από την ανίχνευση – μπορεί να περιοριστεί σοβαρά από τις αστάθειες κυκλωμάτων, πολλαπλών διαδρομών, σχετικής κίνησης πλατφόρμων, κ.λ.π. Φυσικά, μια καταστρεπτική επίδραση του παλμικού συνδυασμού (δηλ., που χρησιμοποιεί τα πολλαπλάσια σύμβολα ανά μετάδοση κομματιών) μπορεί μειώσει το ποσοστό δεδομένων ή το συνολικό έργο. Παραδείγματος χάριν, ένας κατασκευαστής UWB έχει απαιτήσει ένα megarpulse 20 ανά δεύτερη διαλογή μετάδοσης, όμως επιτυγχάνει μόνο ένα συνολικό έργο 78 kb/s λόγω της ανάγκης να συνδυαστούν αρκετοί παλμοί ανά κομμάτι για να επιτευχθεί η απαραίτητη σήματος προς θόρυβο αναλογία παραγωγής σήματος προς θόρυβο στο δέκτη.

Τα πιο ευαίσθητα συστήματα UWB που καταδεικνύονται μέχρι σήμερα έχουν χρησιμοποιήσει ενιαίους ανιχνευτές σφυγμού για περιορισμένους χρόνους. Σε ένα τέτοιο σύστημα, τα μικρά ποσά συνεπούς συνδυασμού έχουν χρησιμοποιηθεί, επίσης, για να μειώσουν περαιτέρω την απαραίτητη μέγιστη ισχύ παλμού να φέρνουν αισθητά επιπτώσεις στο γενικό σύνολο έργου δεδομένων. Ποια είναι η σχέση μεταξύ της ισχύος ηλεκτρικών πεδίων (όπως διευκρινίζεται στο μέρος 15 των FCC κανόνων) και των συνήθως μετρημένων παραμέτρων όπως η λαμβανόμενη τάση και η ισχύς;

Στην εξέταση των χωρίς άδεια συσκευών στο μέρος 15, η FCC κάνει εκτενή χρήση της έννοιας της ισχύος E ηλεκτρικών πεδίων, που είναι ένα μέτρο του μεγέθους της ισχύος ενεργώντας σε μια δαπάνη δοκιμής μονάδων (π.χ., Ramo, Whinnery and Van Duzer, Fields and Waves in Communication Electronics, Wiley, NY, 1967 κεφάλαιο 2.05). E έχει μονάδες volts/meter.

Από την άποψη άλλων ηλεκτρικών παραμέτρων, $P = E^2/(120) = E^2/377$ όπου το P είναι η πυκνότητα ηλεκτρικής ισχύος που μετρείται σε Watt ανά τετραγωνικό μέτρο, και 120Ω είναι η εγγενής σύνθετη αντίσταση του ελεύθερου διαστήματος

Τώρα για μια κεραία του ανοίγματος A, η λαμβανόμενη ισχύς PR δίνεται από $PR = PA$. Εντούτοις, το κέρδος G μιας κεραίας αφορά το A από τη σχέση $G = 4A/2$ όπου είναι το μήκος κύματος. Συνδυάζοντας αυτές τις εκφράσεις, κάποιος λαμβάνει ότι

$$PR = P \cdot 2G/(4 \lambda) = E^2 \cdot 2G/(480 \lambda^2) = V^2/Z_0$$

όπου V η μετρημένη τάση στην παραγωγή της κεραίας που υπάρχει μια χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση Z₀. (Z₀ = 50 είναι χαρακτηριστικό και χρησιμοποιείται στις παρακάτω εκφράσεις.) Εκφράζοντας E (volts/meter) από την άποψη του V (επισημαίνοντας ότι οι μετρητές) = 300/fMHz) λαμβάνουμε τη σχέση

$$V = \left(\frac{30.82}{f_{MHz}} \sqrt{G} \right) E$$

ή, αντιθέτως $E = KV$ όπου K ονομάζεται «παράγοντας κεραία» και δίδεται από

$$K = 20 \log f_{MHz} - G_{dB} - 29.78 \text{ dB/m}$$

Παραδείγματος χάριν, για μια απλή διπολική κεραία (Gain = 1.64 or 2.15 dB) at 1.57542 GHz (GPS "L1"), το K δίδεται από

$$K = 20 \log (1575.42) - 10 \log (1.64) - 29.78 = 32.02 \text{ dB/m (π.χ } 39.9 \text{ m}^{-1}\text{)}.$$

Για ένα ηλεκτρικό πλαίσιο ισχύος 500 V/m, η λαμβανόμενη τάση σημάτων δίνεται έτσι

$$V = E/K = (500 \text{ V/m})/(39.9/\text{m}) = 12.5 \text{ V or } -85 \text{ dBm}.$$

Οι ακόλουθοι ορισμοί μπορούν να βρεθούν στην ιστοσελίδα της FCC (<http://www.fcc.gov/>):

• Όλες οι συσκευές UWB πρέπει να μοιραστούν το ίδιο κανάλι RF;

Διάφορα σύγχρονα συστήματα UWB χρησιμοποιούν έναν συνδυασμό τμήματος (FDM) και πολλαπλάσια πρόσβαση χρονικού τμήματος (TDMA) για να προσαρμόσουν τα πολλαπλάσια στοιχεία χρηστών καθώς επίσης και διαμόρφωσης και διαχείρισης δικτύων για τις ειδικές ασύρματες εφαρμογές. Ένα τέτοιο σύστημα τοποθετήθηκε πρόσφατα από

το MSSSI και χρησιμοποίησε τα ευρείας ζώνης, ορθογώνια κανάλια συχνότητας στα οποία οι πολλαπλάσιοι εκπομπή UWB διαβιβάζουν ταυτόχρονα σε στενή εγγύτητα. Το MSSSI, επίσης, έχει ενσωματώσει FDM UWB για τα πολλών χρηστών ασύρματα συστήματα ενδοσυνεννοήσεων που λειτουργούν στα αυστηρά πολλαπλών διαδρομών περιβάλλοντα.

1.ΤΟ ΣΗΜΑ UWB

Βασικός ορισμός

Το σήμα UWB χαρακτηρίζεται από 20% κλασματικού εύρους ζώνης.

$$\frac{2(f_k - f_l)}{f_k + f_l}$$

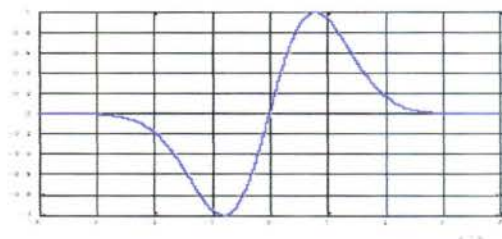
ή αλλιώς είναι ένα σήμα με περισσότερο από 500MHz απόλυτο πλάτος ζώνης. Αν και πολλοί τύποι συστημάτων μπορούν να εκπληρώσουν αυτόν τον ορισμό συνεχών κυμάτων UWB εφαρμόζουν ραδιοκυματική μετάδοση (IR) βασισμένη στην τεχνολογία παλλόμενου μεταφοράς. Η μορφή παλμού καθορίζει τα χαρακτηριστικά φάσματος του UWB και τυπικά δεν χρειάζομαστε επιπρόσθετο φιλτράρισμα. Η βασική μορφή παλμού είναι μονοκύκλιος γκαουσιανή. Το φάσμα μπορεί να διαμορφωθεί περαιτέρω από την παραγωγή του σήματος (high pass filtering).

Μορφές παλμού

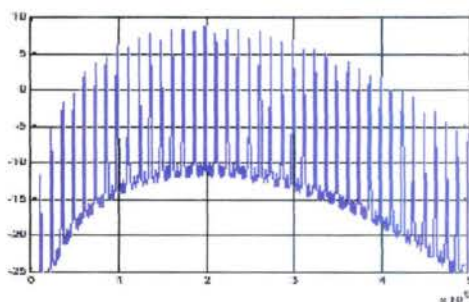
Το μονοκύκλιος είναι ένα ευρύ εύρους ζώνης σήμα με μία κεντρική συχνότητα και ένα εύρος ζώνης απολύτως εξαρτώμενο από το πλάτος του μονοκύκλιος. Στη χρονική περιοχή ο γκαουσιανός μονοκύκλιος είναι από μαθηματικής άποψης παρόμοιος με την γκαουσιανή συνάρτηση. Και έχει την μορφή.

$$y(t, f_c) = 2\sqrt{e} \pi t f_c^{2m} \bar{f}$$

Όπου, το F_c είναι η κεντρική συχνότητα του monocyclus.
 Το γκαουσιανό monocyclus παρατίθεται στο σχήμα S2



Σχήμα S2. Γκαουσιανό monocyclus



Σχήμα S3 Φάσμα σήματος

Στην περιοχή συχνοτήτων, το φάσμα του γκαουσιανού monocyclus είναι

$$V(f, f_c) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2\sigma}{\pi}} \frac{f}{f_c} e^{-\frac{f-f_c}{2\sigma}}^2$$

και έχει την μορφή (S3)

Το μισό εύρος ζώνης ισχύος είναι 116% της κεντρικής συχνότητας και το πλάτος του παλμού διευκρινίζει το εύρος ζώνης αλλά και την κεντρική συχνότητα.

ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ UWB.

Τα θεωρητικά παραγόμενα φάσματα για καθορισμένες αμφινταλατεύσεις βασισμένες στο χρόνο και δυαδικά παλμικά ρυθμιζόμενα σήματα UWB, χρησιμοποιούνταν για να επικυρώσουν μερικές από τις δοκιμαστικές διαδικασίες που περιγράφονται παρακάτω. Οι υπολογισμένες φασμικές πυκνότητες ισχύος και τα παραδείγματα που παρουσιάζουν με ποιο τρόπο τα αναλυτικά αποτελέσματα συγκρίνονται με τις μετρήσεις δίδονται παρακάτω. Τα αναλυτικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται σε αυτό το μέρος είναι από το [1].

Καθορισμένα συστήματα αμφινταλατεύσεων που βασίζονται στο χρόνο UWB χρησιμοποιούν παλμούς μικρής διάρκειας που μεταφέρονται σε μια μερική εικονική παλμική περίοδο T . Σε αυτήν την σύνοψη, οι παλμοί αμφιταλαντεύονται για ακέραια πολλαπλάσια T . Στις επόμενες παραγράφους, υποτίθεται ότι οι αμφινταλατευόμενοι χρόνοι είναι τυχαίες μεταβλητές θ_n που είναι ανεξάρτητες και απαράλλακτα διαμοιρασμένες σε ένα κομμάτι εικονικής παλμικής περιόδου με πιθανότητα πυκνότητας $q(\theta_n)$. Τα UWB σήματα μπορούν επίσης να περιλάβουν πληροφοριακά κομμάτια χρησιμοποιώντας δυαδική παλμική ρύθμιση πέρα από την παλμική αμφινταλάτευση.

Η φασμική πυκνότητα ισχύος για ένα δυαδικό παλμικής ρύθμισης και καθορισμένου χρόνου αμφινταλάτευσης σήματος UWB πετυχαίνεται παίρνοντας την μεταφορά Fourier από τη λειτουργία αυτοσυσχέτισης. Σύμφωνα με την περιοδική φύση του υπογεγραμμένου παλμικού σήματος, η διαδικασία είναι κυκλοστάσιμη με περίοδο T . Ο χρόνος που εκτιμάται κατά προσέγγιση στην λειτουργία αυτοσυσχέτισης σε μια περίοδο παράγει τον μέσο όρο φάσματος ισχύος που εξαρτάται μόνο στην σχετική χρονική καθυστέρηση. Η χρονική μέση πυκνότητα φάσματος ισχύος για ένα καθορισμένο και βασισμένο στο χρόνο αμφινταλαντευόμενο σήμα UWB με δυαδική παλμική ρύθμιση είναι

$$\overline{R_{xy}}(f) = L \cdot C$$

$$L = \frac{1}{T} \left| \sum_{k=0}^{N-1} g_k P_k(f) \right|^2 \left| \frac{e^{j\theta(f)}}{N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} (f - i\eta) \right] \right|^2 \quad \text{D.1}$$

$$C = \frac{1}{T} \left| \sum_{k=0}^{N-1} g_k P_k(f) \right|^2 - \left| \sum_{k=0}^{N-1} g_k P_k(f) \right|^2 \left| \frac{e^{j\theta(f)}}{N} \right|^2$$

όπου P_k είναι η μεταφορά Fourier του παλμικού σήματος για την στιγμή της πληροφορίας έχοντας την τιμή k , όπου Q είναι η μεταφορά Fourier της πιθανότητας λειτουργίας συχνότητας που περιγράφει την αμφινταλάτευση και g_k είναι η πιθανότητα ότι μια στιγμή πληροφορίας έχει την τιμή k (π.χ. g_0 είναι η πιθανότητα ότι μια στιγμή πληροφορίας είναι «0» και g_1 η πιθανότητα ότι η στιγμή είναι ένα «1»). Ας σημειώσουμε ότι το L είναι ασυνεχές (π.χ. φασματικές γραμμές) και C είναι συνεχές.

D.1 Καθορισμένη βασισμένη στο χρόνο αμφινταλάτευση και ρύθμιση παλμικής θέσεως

Αν τα κομμάτια τιμών είναι πιθανά όμοια (π.χ. $g_k = 1/2$) και ο παλμός αντιπροσωπεύει ένα 1 είναι μια χρονική καθυστερημένη απόδοση του παλμού που αντιπροσωπεύει ένα 0 (π.χ. $p_1(t+\xi) = p_0(t) = p(t)$), η φασμική συχνότητα ισχύος γίνεται

$$\overline{R_{xy}}(f) = L \cdot C$$

$$L = \frac{1}{2T} \left| P(f) Q(f) \right|^2 \left(1 - \cos(2\pi f T) \left[\sum_{n=0}^{N-1} (f - i\eta) \right] \right) \quad \text{D.2}$$

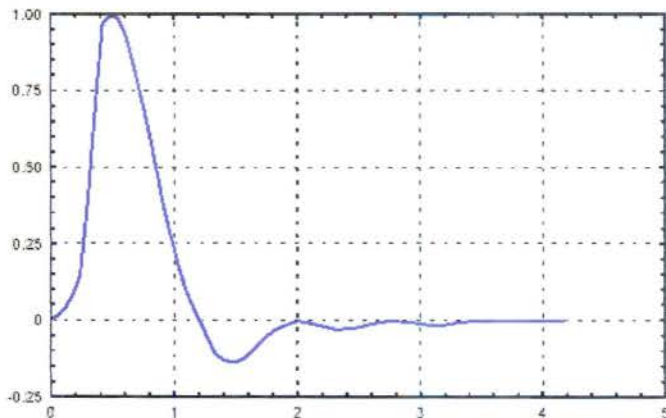
$$C = \frac{1}{T} \left| P_k(f) \right|^2 \left(1 - \frac{\left| e^{j\theta(f)} \right|^2 \left(1 - \cos(2\pi f T) \right)}{2} \right)$$

Ας σημειώσουμε ότι τα ασυνεχή και συνεχή στοιχεία βασίζονται όχι μόνο στο παλμικό φάσμα αλλά και στο $Q(f)$. Όπου $Q(f) = 1$ (αμελητέα αμφινταλάτευση) και τα κομμάτια πληροφορίας δεν αλλάζουν, το συνεχές φάσμα εξαφανίζεται αφήνοντας μόνο μια φασματική γραμμή όπως θα αναμενόταν για ένα απλό περιοδικό παλμικό σήμα.

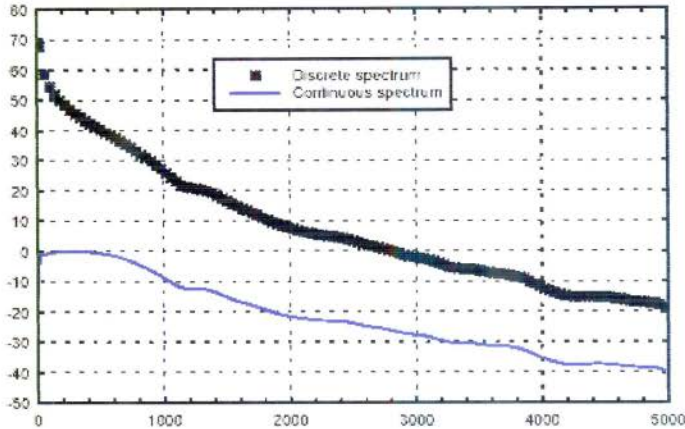
Τα αποτελέσματα ενός παραδείγματος υπολογισμού χρησιμοποιώντας την εξίσωση D.2 όταν q είναι ομοιόμορφα και συνεχόμενα διανεμημένο ανάμεσα στο 0 και $T/2$ δίδεται παρακάτω. Για παράδειγμα, το σήμα αποτελείται από μιας μικρής διάρκειας παλμό που εμφανίζεται στο σχήμα D.1.1, μεταδίδεται σε μια τιμή 20 MHz. Σε αυτό αλλά και στα ακόλουθα παραδείγματα, θεωρούμαι δεδομένο ότι το ξ είναι μικρό σε αντίθεση με την αμφινταλάτευση, έτσι τα αποτελέσματα της ρύθμισης κομματιού πληροφορίας είναι αμελητέα στο ποσοστό συχνότητας του ενδιαφέροντος.

Η παλμική πυκνότητα ισχύος σε ένα ποσοστό συχνότητας 1-5000 MHz περιγράφεται στο σχήμα D.1.2. Το μέγεθος του φάσματος ομαλοποιείται στην κορυφή της συνεχούς διανομής (περίπου 250 MHz). Η μεταφορά Fourier της λειτουργίας πυκνότητας για το παράδειγμα είναι $Q(f)=\text{sinc}(\pi fT/2)$. Αυτή η λειτουργία έχει μηδενικά στις συχνότητες που είναι ίσες με $2k/T$ $k=1, 2, 3, \dots$

Επομένως, το διάστημα ανάμεσα στις ασυνεχείς φασματικές γραμμές είναι 40 MHz όπως αυτά παρουσιάζονται στα σχήματα. Για συχνότητες πάνω από περίπου 40 MHz, το συνεχές φάσμα είναι κατά προσέγγιση το ίδιο με το παλμικό φάσμα (π.χ. $P(f)$).



Σχήμα D.1.1. Χρόνος που υπάρχει στο παλμικό σχήμα



Σχήμα D.1.2. Φασματική πυκνότητα ισχύος για ένα καθορισμένο βασισμένο στο χρόνο αμφινταλατευόμενο UWB σήμα 10-MHz. Οι παλμικές θέσεις είναι συνεχείς και ομοιόμορφα διαμερισμένες πάνω από 50% της περιόδου παλμικής επανάληψης.

Η μέση ισχύς στο πάχος ζώνης ενός δέκτη RF *στενής ζώνης* ως μια λειτουργία συχνότητας μπορεί εύκολα να μετρηθεί από αυτά τα αποτελέσματα. Για δέκτες στενής ζώνης, όπου οι απολαβές σύμφωνα με τα φίλτρα μεταδότη/ κεραίες UWB, καναλιού διάδοσης και δέκτη, είναι περίπου σταθερά στο πάχος ζώνης του δέκτη, η αποδεκτή ισχύ παρεμβολής μπορεί να μετρηθεί εφαρμόζοντας τους κατάλληλους παράγοντες απολαβών στην ισχύ του πάχους ζώνης δέκτη στο κέντρο συχνότητας του δέκτη.

Στο προηγούμενο παράδειγμα, το q είναι συνεχές και ομοιόμορφα διαμερισμένο σε ένα κομμάτι της εικονικής περιόδου T . Όταν η διανομή είναι ασυνεχές, έτσι ώστε ο αμφινταλαντευόμενος παλμός να μπορεί να παρουσιαστεί μόνο σε χαρακτηριστικές στιγμές (π.χ. $T-n\pi$, όπου $n=0,1,2,3,\dots,N-1$) με όμοια πιθανότητα, την λειτουργία πυκνότητας να είναι ως

$$q(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \delta(t - n\pi) \quad (D.3)$$

Με φάσμα

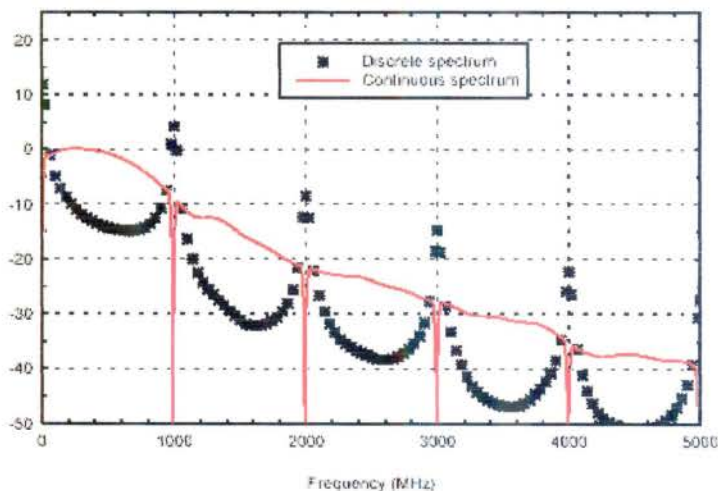
$$|g(f)|^2 = \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}[\pi N(f - n/T)] \right)^2 \quad \text{D.1}$$

Που είναι μια περιοδική λειτουργία με περίοδο $1/T$. Για παράδειγμα, όταν $1/T=20\text{MHz}$ και ο παλμός είναι ασυνεχές αμφινταλατευόμενος στο μισό του διαστήματος παλμικής επανάληψης με $\tau=1$ ns, το φάσμα επαναλαμβάνεται σε 1-GHz διαστήματα όπως αυτά εμφανίζονται στο σχήμα D.1.3. Σε αυτό το παράδειγμα το πάχος ζώνης του δέκτη είναι 1 MHz και το συνεχές φάσμα ομαλοποιείται σε ένα μέγιστο 0 Db.

Ας σημειώσουμε ότι για κάθε ακέραιο m

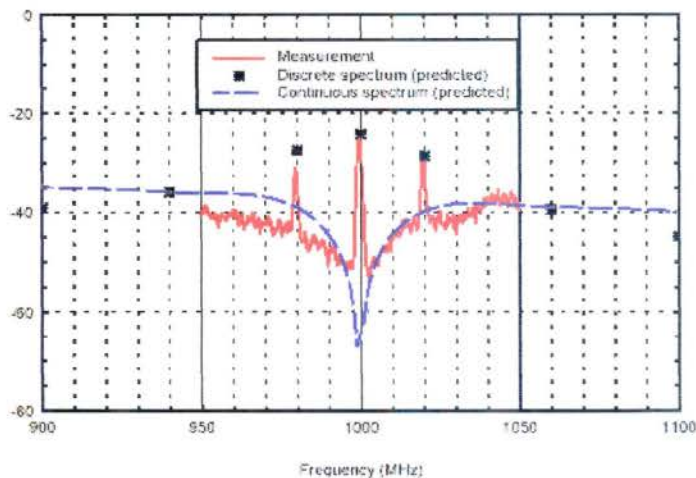
$$|g(m/T)|^2 = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases}$$

Επομένως, το συνεχές φάσμα μειώνεται στο ελάχιστο στα ακέραια πολλαπλάσια του 1 GHz. Για αυτές τις συχνότητες, το ασυνεχές φάσμα τείνει σε ένα τοπικό μέγιστο και οι φασματικές γραμμές είναι σημαντικές. Συγκρίνοντας αυτό με την περίπτωση όπου q είναι συνεχές (π.χ. $Q(f) = \text{sinc}(\pi f/T)$) όπως περιγράφηκε νωρίτερα. Με συνεχείς αμφινταλατεύσεις, οι φασματικές γραμμές στα πολλαπλάσια του 1 GHz δεν είναι παρούσες αφού αυτές εμφανίζονται σε μηδενικές $\text{sinc}(\pi f/T)$.



Σχήμα D.1.3. Φασματική πυκνότητα ισχύος για 20-MHz PRF 50% ομοιόμορφη ασυνεχές αμφινταλάτευση με $\tau=1$ ns

Μια σύγκριση μετρημένων και προβλεπόμενων φασμάτων για ένα ασυνεχές αμφινταλατευόμενο σήμα UWB που εμφανίζεται στο σχήμα D.1.4. Το UWB σήμα πάλλεται σε ποσοστό 20 MHz με ομοιομορφία 50% ασυνεχούς αμφινταλάτευσης με $\tau=1$ ns. Η μέτρηση του πάχους ζώνης είναι 1 MHz. Όπως έχει προβλεφθεί, μόνο 3 γραμμές, η σημαντικότερη είναι σε 1 GHz και δύο άλλες είναι σε 1GHz ± 20MHz είναι εμφανή στο υπολογισμένο σήμα. Αυτό το σχήμα εμφανίζει καλή διάταξη ανάμεσα στη μέτρηση και τη θεωρία.



Σχήμα D.1.4. Σύγκριση μετρημένων και προβλεπόμενων φασμάτων για 20-MHz PRF 50% ομοιόμορφης ασυνεχούς αμφινταλάτευσης με $\tau = 1$ ns

D.2 Φάσμα ισχύος για κλειδίωμα κατά διαστήματα χωρίς αμφιταλάντευση

Για δυαδική παλμική ρύθμιση χρησιμοποιώντας κλειδίωμα κατά διαστήματα χωρίς αμφιταλάντευση, τοποθετούμε $P_0 = P(f)$, $P_1=0$, $Q(f)=1$ και $g_0=g_1=1/2$ στην εξίσωση D.1 και έχουμε

$$\begin{aligned} \overline{R}_{XX}(f) &= P - P^2 \\ k &= \frac{|P(f)|^2}{4f^2} \sum_{\substack{N \\ B}} \delta(f - nT) \\ P &= \frac{|P(f)|^2}{4f} \end{aligned}$$

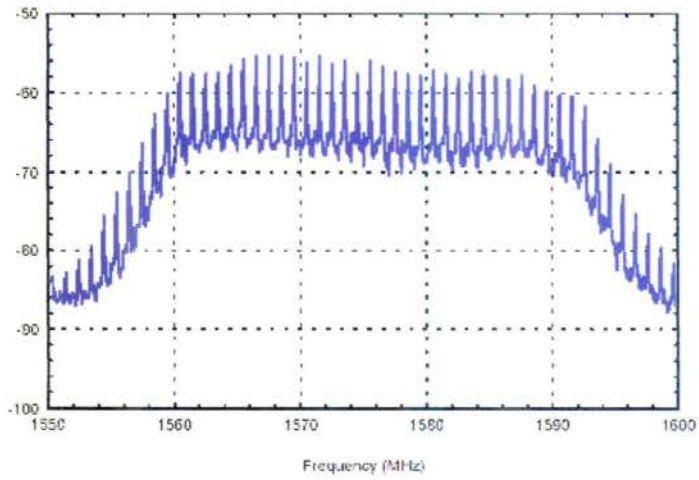
Όταν το σήμα περνάει από ένα δέκτη στενής ζώνης με κεντρική συχνότητα f_c και φάρδος ζώνης B , η αποδεκτή ισχύς είναι

D6

$$\int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} \overline{R}_{XX}(f) df = \frac{|P(f_c)|^2}{4f_c^2} |N + TB|$$

Όπου N είναι ο εικονικός αριθμός γραμμών στο φίλτρο περάσματος ζώνης. Η αναλογία της ισχύος στο πλάτος ζώνης B εξαιτίας των ασυνεχών και συνεχών συστατικών του σήματος είναι απλά $N(TB)^{-1}$.

Το σχήμα D.2.1, δείχνει το φάσμα ενός σήματος που θα παραχθεί από τη δοκιμή του εξοπλισμού χρησιμοποιώντας το κλειδίωμα κατά διαστήματα με πιθανά ίσα τυχαία κομμάτια και μια συχνότητα παλμικής επανάληψης 1 MHz. Το σήμα πέρασε μέσα από ένα φίλτρο περάσματος ζώνης 20 MHz και ένα φασματικό αναλυτή χρησιμοποιώντας μια ανάλυση πλάτους ζώνης $B=100$ kHz. Σε αυτήν την περίπτωση $N=1$ και επομένως, $(TB)^{-1} = 10$ το οποίο είναι σε συμφωνία με το σχήμα D.2.1 όπου το ασυνεχές φάσμα είναι κατά προσέγγιση 10 dB πάνω από το επίπεδο του συνεχούς φάσματος.



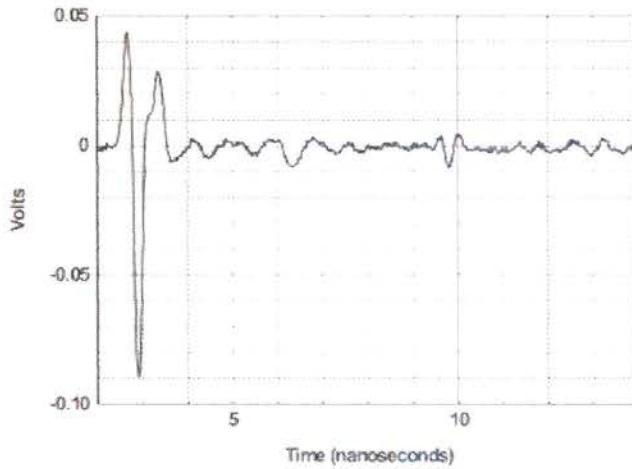
Σχήμα D.2.1. Υπολογισμένο φάσμα για ένα κατά διαστήματα κλείδωμα σε 1- MHz PRF, B=kHz

Κωδ.Βιβλ. Θ.1.

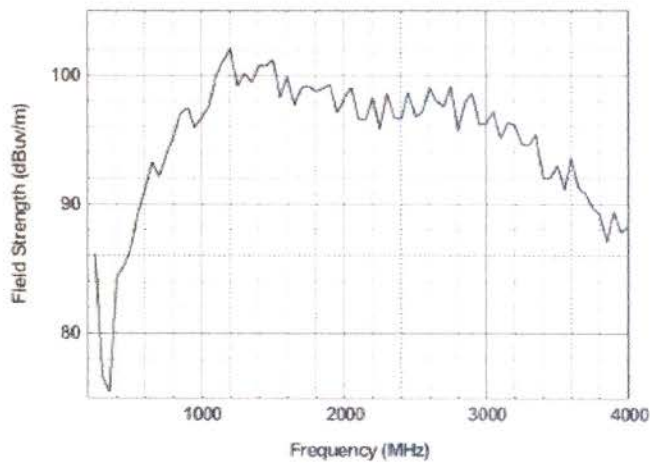
ΤΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ Ultrawideband (UWB) ΣΗΜΑΤΟΣ

Τα χαρακτηριστικά ενός σήματος uwb φαίνονται παρακάτω στα outputs των μετρήσεων των παλμογράφων που απεικονίζουν ένα πλήρους εύρους ζώνης παλμό.

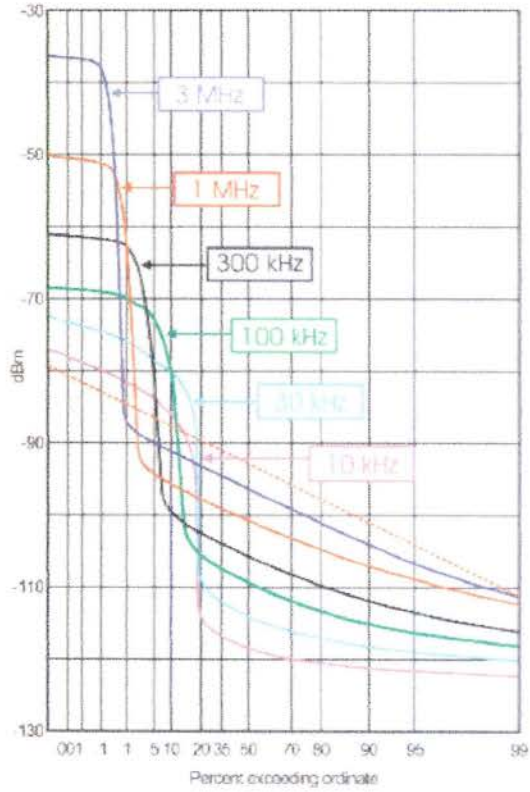
OUTPUTS



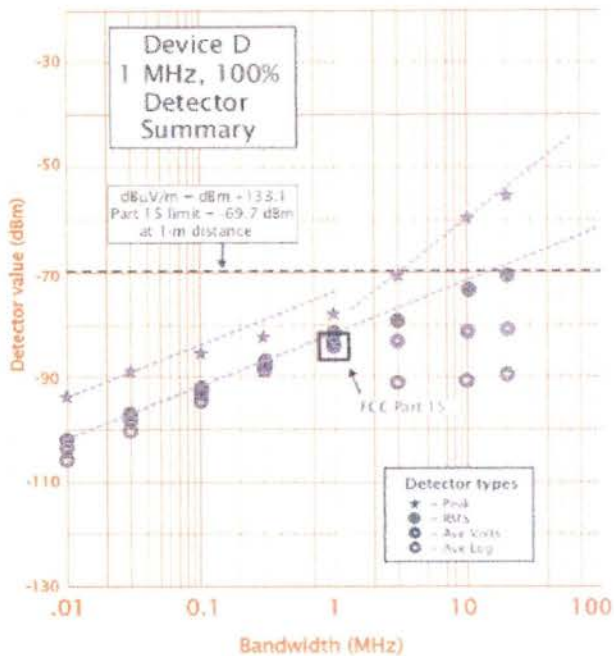
Σχήμα X1. Μορφή παλμού Full εύρους ζώνης.



Σχήμα X2. FFT φάσμα από τη μορφή παλμού πλήρους-εύρους ζών.



Σχήμα X3. APDs μετρήσεις στα διάφορα εύρη ζώνης.



Σχήμα X4. Detector περίληψη, συσκευής UWB με 1- MHz μέσοPR

Η ultrawideband (UWB) τεχνολογία υιοθετεί τις ηλεκτρικές ωθήσεις πολύ – μικρής -διάρκειας για να παρέχει τις συναρτήσεις αντίληψης και επικοινωνιών. Αν και οι παλμοί UWB περιέχουν την ενέργεια που διαδίδεται στο ευρέως «τέντωμα» του φάσματος που ήδη χρησιμοποιείται από εξουσιοδοτημένα ράδιο συστήματα, οι υπερασπιστές UWB απαιτούν την ελάχιστη παρέμβαση στους υπάρχοντες χρήστες, λόγω της πολύ χαμηλής φασματικής πυκνότητας ισχύος των σημάτων UWB. Εντούτοις, πολλοί χρήστες των παραδοσιακών ράδιο συστημάτων φοβούνται ότι τα σήματα UWB μπορούν να προκαλέσουν την ογκώδη παρεμβολή.

Μια θεωρητική ανάλυση των σημάτων UWB εκτελέσθηκε για να παρέχει τις ιδέες στο πώς τα σήματα UWB έχουν επιπτώσεις στους διάφορους τύπους συστημάτων RF. Από τις στατιστικές σημάτων, αναπτύχθηκε μία μέθοδος για την πρόβλεψη όταν ένα σήμα UWB είναι περίπου γκαουσιανό.

Τα σήματα UWB μετρήθηκαν ως μορφές παλμών πλήρους-εύρους ζώνης, που παρουσιάζουν χρονικά χαρακτηριστικά όπως τα μέγιστα πλάτη τάσης και παλμού (σχήμα X1). Δεδομένου ότι αυτοί οι παλμοί περιείχαν τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα υπό-νανοδευτερολέπτου, αυτές οι μετρήσεις ήταν τεχνικά προκλητικές και απαιτήσαν την εξειδικευμένη πείρα και τις εγκαταστάσεις. Οι γρήγορες μετατροπές Fourier (FFTs) εκτελέστηκαν στις μορφές παλμών έτσι ώστε να παραγάγουν τα φάσματα δύναμης (power spectral) και τις γραφικές παραστάσεις της δύναμης τομέων (σχήμα X2). Αυτά τα γραφήματα δείχνουν μία σύγκριση των μετρήσεων του φάσματος που προκύπτουν από εξοπλισμό περιορισμένου bandwidth.

Οι μετρήσεις εκτελέστηκαν επίσης χρησιμοποιώντας τον ευρύ ζώνης-περιορισμένο εξοπλισμό off-the-self (COTS) όπως γίνεται στις συσκευές ανάλυσης φάσματος. Αυτές οι μετρήσεις εύρους ζώνης (cots) είναι σημαντικές για διάφορους λόγους.

Παρέχουν μια ρεαλιστικότερη προσέγγιση μέτρησης για πολλά εμπορικά εργαστήρια δοκιμής, δίνουν μια ρεαλιστικότερη ένδειξη για το πώς τα σήματα UWB αλληλεπιδρούν με τα παραδοσιακά περιορισμένης ζώνης ράδιο συστήματα και επιτρέπουν μια ρεαλιστική μελέτη των αποτελεσμάτων των διάφορων τεχνικών διαμορφώσεων UWB όπως και το gating. Μια σημαντική πτυχή των χαρακτηριστικών σημάτων UWB είναι ότι το εύρος και τα χαρακτηριστικά σημάτων UWB εξαρτώνται ιδιαίτερα από τους όρους μέτρησης, ειδικά από το εύρος ζώνης των δεκτών. Οι τεχνικές μέτρησης αναπτύχθηκαν για να καθορίσουν τα χαρακτηριστικά σημάτων UWB ως συνάρτηση του εύρους ζώνης, της επαναληπτικής συχνότητας παλμού, της διαμόρφωσης παλμού, του gating, κ.λ.π... Ένα σημαντικό συμπέρασμα ήταν ότι οι μετρήσεις (COTS) έδωσαν τα αποτελέσματα φάσματος εκπομπής πολύ παρόμοια με τα αποτελέσματα πλήρους-εύρους ζώνης FFT.

Οι διανομές πιθανότητας εύρους (APDs) αναπτύχθηκαν ως ένας χρήσιμος τρόπος να περιγράψουν τα σήματα UWB ως λειτουργία του εύρους ζώνης μέτρησης (το σχήμα X3).

Το APDs επίσης χρησιμοποιήθηκε για να υπολογίσει τις ισοδύναμες τιμές με διάφορες λειτουργίες ανιχνευτών που βρέθηκαν συνήθως στον εξοπλισμό μέτρησης (π.χ., αιχμή RMS, μέση τάση). Το ευρύ φάσμα των τιμών για τα αποτελέσματα του ανιχνευτή (σχήμα X4) παρουσιάζουν τη σημασία της ανάγκης σωστών διαδικασιών μέτρησης έτσι ώστε να επιτευχθεί συμμόρφωση με τους μελλοντικούς κανονισμούς UWB.

Λόγω ενός ενδεχομένως μεγάλου πολλαπλασιασμού των συσκευών UWB, είναι σημαντικό να γίνουν κατανοητά τα αποτελέσματα μιας συνάθροισης τέτοιων συσκευών. Ένα στατιστικό πρότυπο αναπτύχθηκε για να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ώστε να υπολογίζει τη δύναμη που παραλαμβάνεται από τις συσκευές UWB που κατανέμονται τυχαία στην επιφάνεια της γης. Αυτό το πρότυπο είναι χρήσιμο για τη δύναμη παρέμβασης UWB για τους επίγειους και αερομεταφερόμενους δέκτες.

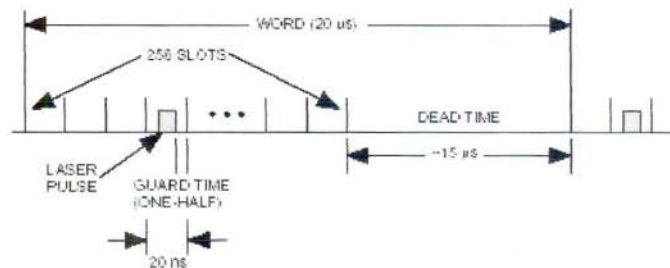
ΚΩΔ. ΒΙΒΛ. ΧΙ

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ ΣΤΑ UWB ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Η διαμόρφωση στην ψηφιακή μετάδοση, επιτυγχάνεται ως εξής : ένα αναλογικό σήμα, διαμορφώνει ένα ψηφιακό φέρον, δηλαδή μια σειρά παλμών των οποίων μεταβάλλει το πλάτος, και κατόπιν το σήμα που προκύπτει, αποστέλλεται για μετάδοση. Σε τακτά χρονικά διαστήματα παίρνονται δείγματα από το πλάτος του αναλογικού σήματος, και με βάση αυτά, καθορίζεται το πλάτος των αντίστοιχων παλμών του φέροντος. Η διαμόρφωση του ψηφιακού σήματος, επιτυγχάνεται μέσω ενός αναλογικού σήματος, το οποίο μπορεί επίσης να μεταβάλλει είτε τη διάρκεια των παλμών (PDM : Pulse Duration Modulation), είτε τη θέση των παλμών (PPM : Pulse Position Modulation).

Όσον αφορά την PPM MODULATION που προτείνεται προς εφαρμογή στην uwb μετάδοση έχουμε να πούμε ότι είναι μια διαμόρφωση που στηρίζεται στην θέση (χρονικά) των παλμών.

Το Μοντέλο σήματος PPM



Σχήμα δ1

Ας θεωρήσουμε ένα PPM σήμα στο οποίο το ορθογώνιο παλμικό σήμα $p(t)$ πάχους τ_p και μέσο όρο ύψους n_s , μπορεί με όμοια πιθανότητα ($1/M$) να καταλάβει μια από τις M σχισμές πάχους $\tau > \tau_p$. Ο παλμός θεωρείται ότι είναι συμμετρικά τοποθετημένος μέσα σε μια σχισμή και έτσι, $\tau = \tau_p + 2\tau_d$, όπου τ_d είναι το χρονικό διάστημα σχισμής που προηγείται και ακολουθεί τον παλμό. Το PPM σχήμα αποτελείται από τις M χρονικές σχισμές που ακολουθούνται από ένα νεκρό χρόνο μήκους $K\tau$ (K ακέραιος αριθμός). Κατά συνέπεια, το σχήμα μήκους (σε δευτερόλεπτα) είναι $T_f = (M+K)\tau = N\tau_c$. Συνδυασμένο με κάθε παλμικό σήμα είναι μια τυχαία χρονική κίνηση, ϵ_i , που προκαλεί τον παλμό να στρίψει αριστερά ή δεξιά στα τ_d διαστήματα που περικλείουν την εικονική τοποθεσία του. Θεωρείται δεδομένο ότι αυτή η τυχαία χρονική κίνηση μοιράζεται ομοιόμορφα στο διάστημα $(-\tau_d, \tau_d)$ και είναι ανεξάρτητο από μετάδοση σε μετάδοση. Έτσι, το μεταδιδόμενο PPM κυματοειδές $s(t)$ μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p\left(t - \left(i - \frac{1}{2}\right)T_f - t_i \tau_c - \epsilon_i\right) \quad (1)$$

όπου $\{a_i\}$ είναι μια ανεξάρτητη, ταυτόσημη (ομοιόμορφη) διανεμημένη (i.i.d.) ακολουθία τυχαίων μεταβολών έντασης στις οποίες το a_i είναι μια θετική τυχαία μεταβλητή και είναι το σχήμα PPM που αντιστοιχεί στη i th μετάδοση που βασίζεται σε τιμές $0, 1, \dots, M-1$ με ίση πιθανότητα ($1/M$). Επίσης, $\{\epsilon_i\}$ είναι η χρονική ακολουθία κίνησης i . Για λιτότητα, έχουμε αυθαίρετα επιλέξει τη χρονική αφετηρία που γίνεται στο μέσο σημείο του σχήματος PPM.

Αξιολόγηση του Φάσματος Ισχύος

Η κλασική μέθοδος για την αξιολόγηση του φάσματος ισχύος μιας τυχαίας διαδικασίας που διαμορφώνεται ως μια περιοδική επανάληψη ενός συνεχούς σχήματος είναι να θεωρήσουμε μια παρατήρηση $s(t)$ γύρω από το συμμετρικό διάστημα $(-T, T)$, για περισσότερη ευκολία επιλέγουμε να είναι ένας ακέραιος αριθμός σχημάτων, υπολογίζουμε το φάσμα ισχύος για αυτή την περικομμένη αντίληψη (π.χ. την στατιστική αναμονή του μεγέθους που τετραγωνίζεται από την μετατροπή Fourier της παρατήρησης που

ομαλοποιείται από το μέγεθος του διαστήματος $2T$) και έπειτα παίρνουμε το όριο ως μια παρατήρηση διαστήματος που οδηγεί στο άπειρο. Μαθηματικά, το φάσμα ισχύος του $s(t)$ δίδεται από

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} E \{ |S_T(\omega)|^2 \} \quad (2)$$

όπου $E\{\cdot\}$ είναι χειριστής αναμονής και $S_T(\omega)$ είναι η μετατροπή Fourier του $2T$ αναμονής δευτερολέπτου του $s(t)$, που ονομάζεται

$$S_T(\omega) = \int_{-T}^T \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p \left(t - \left(i - \frac{1}{2} \right) T, \tau - t_i \right) e^{-j\omega t} dt \quad (3)$$

Αν αφήσουμε $2N+1$ να δηλώσουν τον αριθμό των σχημάτων στην αναμονή δευτερολέπτου $(-T, T)$ και $P(\omega)$ της μετατροπής Fourier από τον παλμό PPM $p(t)$, τότε πρέπει αναμφίβολα να δείξουμε ότι η εξίσωση 3 γίνεται

$$S_T(\omega) = P(\omega) e^{j\omega N T} \sum_{i=-N}^N a_i e^{-j\omega (2N+1) T} e^{-j\omega t_i} \quad (4)$$

όπου

$$P(\omega) = a_s \tau_p e^{-j\omega \tau_p} \frac{\sin(\omega \tau_p / 2)}{\omega \tau_p / 2} \quad (5)$$

Αφού ασχολούμαστε με έναν ακέραιο αριθμό σχημάτων πάνω στο διάστημα αναμονής, μπορούμε να ξαναγράψουμε την εξίσωση (2) ως

$$S(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{(2N+1)T} E \{ |S_N(\omega)|^2 \} \quad (6)$$

όπου έχουμε αντικαταστήσει το T υπογεγραμμένο στο $S(\omega)$ στην εξίσωση (4) με το N να απεικονίζει αυτό το γεγονός. Παίρνοντας το τετραγωνισμένο μέγεθος της εξίσωσης (4) και έπειτα εκτελώντας την στατιστική αναμονή έχουμε

$$E\left\{S_N(\omega)^2\right\} = P(\omega)^2 \left\{ (2N+1)\overline{a_i} + \sum_{i=1}^N \sum_{j=2}^N \frac{a_i}{a_j} \overline{a_i}^{-i} \overline{a_j}^{-j+1} E\left\{e^{j\omega T - i\omega T}\right\} E\left\{e^{-2\omega T - i\omega T}\right\} \right\} \quad (7)$$

Παρόλα αυτά, αφού η ακολουθία διαμόρφωσης $\{I_i\}$ και $\{\varepsilon_i\}$ είναι i.i.d., τότε, αφού $i \neq k$, οι πιθανότητες στην εξίσωση (7) διανέμονται μέσα στα προϊόντα

$$E\left\{e^{j\omega T - i\omega T}\right\} = E\left\{e^{j\omega T}\right\} E\left\{e^{-i\omega T}\right\} \quad (8)$$

και

$$E\left\{e^{-j\omega T - i\omega T}\right\} = E\left\{e^{-j\omega T}\right\} E\left\{e^{-i\omega T}\right\} \quad (9)$$

όπου

$$E\left\{e^{j\omega T}\right\} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j\omega T} = \frac{1}{M} \frac{\sin(\omega M T / 2)}{\omega M T / 2} e^{j\omega(M-1)T / 2} \quad (10)$$

και

$$E\left\{e^{-j\omega T}\right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\omega T} d\omega = \frac{\sin(\omega T / 2)}{\omega T / 2} \quad (11)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (5), (8) και (9) μαζί με τις (10) και (11) στην εξίσωση (7) και το γεγονός ότι $\overline{a_i} = 1$ για όλα τα i δίνει, μετά από απλοποίηση,

$$E \left\{ S_N(\omega)^2 \right\} = \frac{(D_s \tau_D)^2 \sin^2(\omega \tau_D / 2)}{(M \tau_D / 2)^2} \left\{ (2N+1) \overline{\delta^2} + \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(\omega M \tau / 2) \sin^2(\omega \tau_D)}{(\omega M \tau / 2)^2} \sum_{i=-N}^N \sum_{j=-N}^N e^{-j\omega(\tau+2N\tau)} \right\} \quad (12)$$

Διαγράφοντας $(2N+1)T_j$ και παίρνοντας το όριο ως $N \rightarrow \infty$, έχουμε

$$S(\omega) = \frac{(D_s \tau_D)^2 \sin^2(\omega \tau_D / 2)}{(M \tau_D / 2)^2} \left\{ \overline{\delta^2} + \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(\omega M \tau / 2) \sin^2(\omega \tau_D)}{(\omega M \tau)^2} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \sum_{j=-N}^N e^{-j\omega(\tau+2N\tau)} \right\} \quad (13)$$

Το διπλό άθροισμα στην εξίσωση (13) μπορεί να αξιολογηθεί ως το ενιαίο άθροισμα

$$\frac{1}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \sum_{j=-N}^N e^{-j\omega(\tau+2N\tau)} = \sum_{m=1}^{2N} \left(1 - \frac{m\tau}{2N+1} \right) \cos m\omega N\tau = 2 \sum_{m=1}^{2N} \left(1 - \frac{m\tau}{2N+1} \right) e^{-jm\omega N\tau} - 1 \quad (14)$$

Παίρνουμε το όριο της εξίσωσης (14) ως $N \rightarrow \infty$.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} 2 \sum_{m=1}^{2N} \left(1 - \frac{m\tau}{2N+1} \right) e^{-jm\omega N\tau} - 1 = 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-jm\omega N\tau} - 1 = 2 \left(\frac{2\pi}{N\tau} \right) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi k}{N\tau} \right) - 1 \quad (15)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας (14) μαζί με (15) στην (13) έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα στο σχήμα ενός συνεχούς αλλά ταυτόχρονα ασυνεχές φάσματος, που ονομάζουμε

$$S(\omega) = S_s(\omega) + S_r(\omega) \quad (16)$$

όπου

$$S_s(\omega) = \frac{(v_s \tau_p)^2}{(M+K)\tau} \frac{\sin^2(\omega \tau_p / 2)}{(\omega \tau_p / 2)^2} \left\{ \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(\omega M \tau / 2)}{(\omega M \tau / 2)^2} \frac{\sin^2(\omega \tau_p)}{(\omega \tau_p)^2} \right\} \quad (17)$$

και

$$S_r(\omega) = \frac{(v_r \tau_p)^2}{(M+K)\tau} \frac{1}{M^2} \left(\frac{4\pi}{N_f \tau} \right) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2(\omega \tau_p / 2)}{(\omega \tau_p / 2)^2} \frac{\sin^2(\omega M \tau / 2)}{(\omega M \tau / 2)^2} \frac{\sin^2(\omega \tau_p)}{(\omega \tau_p)^2} \delta \left(\omega - \frac{2\pi k}{N_f \tau} \right) \quad (18)$$

Το ασυνεχές φάσμα έχει στοιχεία σε συχνότητες που αντιστοιχούν σε ακέραια πολλαπλάσια του πλαισίου χρόνου.

Το φάσμα ισχύος που απορέεται παραπάνω σχηματίζει τη βάση για τον καθορισμό των παραγόμενων φασμάτων των οπτικών ανιχνευτών που αποκρίνονται σε παλμούς που δημιουργούνται από ένα PPM προσαρμοσμένο λέιζερ. Για την περίπτωση των μη αναπαραγόμενων οπτικών ανιχνευτών που έχουν υψηλής έντασης παλμούς, το φάσμα που καθορίζεται στην εξίσωση (16) μέσω της (18) μπορεί άμεσα να χρησιμοποιηθεί, ενώ για σωρεία φωτοδιοδικών ανιχνευτών (APD) και φωτοπολλαπλάσιους αγωγούς ανιχνευτές (PMT), παρέχεται μια φασμική περιγραφή της στοχαστικής έντασης που προσδιορίζει την απόδοση διαδικασίας του ανιχνευτή.

2.ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ UWB ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Σε αυτό το κομμάτι θα αναφερθούμε σε πομπούς δέκτες κεραιές uwb καθώς και σε συναφή θέματα.

Η τεχνολογία uwb βρίσκεται σε καθαρά πειραματικό στάδιο γιαυτό και στην προσπάθεια μας να βρεθούν πρότυπα πομπών-δεκτών βρέθηκε μια εξομοίωση αυτών με την ονομασία METASYSTEM.που αναλύεται παρακάτω.

Πομπός UWB που χρησιμοποιεί PPM διαμόρφωση

Το σύστημα UWB στο **Σχήμα D1** (UWB_TxRx_PPM_PN_d.svu) χρησιμοποιεί διαμόρφωση θέσης παλμού (PPM) για να διαβιβάσει τις πληροφορίες. Το ρολόι για τον διαμορφωτή είναι ένα τετραγωνικό κύμα 40 MHz ($25,0e^{-9}$ Sec μεταξύ των αυξανόμενων ακρών). Η έξοδος του διαμορφωτή είναι ένας πολύ σύντομος παλμός (0,250 διάρκεια e-9 SEC) που εμφανίζεται λίγο χρόνο μετά από την αυξανόμενη άκρη (rising edge) του 40 MHz ρολογιού. Η αναλογική σειρά εισαγωγής (input range) του διαμορφωτή είναι από (-4,0 + 4,0 volt). Με μια εισαγωγή -4,0 volt ο παλμός εισόδου εμφανίζεται περίπου 0,5 e-9 SEC μετά από την αυξανόμενη άκρη των 40 MHz του ρολογιού. Με + 4,0 volt in, ο παλμός εξόδου εμφανίζεται περίπου 12 e-9 SEC μετά από την αυξανόμενη άκρη. Και όταν το δεδομένο εισόδου είναι σε 0,0 volt τότε ο παλμός monocycle εμφανίζεται κοντά στη μέση του θετικού μισού του κύκλου του ρολογιού μετάδοσης. Στο μπροστινό του διαμορφωτή (σχήμα D2), τα στοιχεία για να είναι διαβιβασθεντα αντιπροσωπεύονται από μια 8-level, διπολική (+/- 4,0 volt), ακολουθία PN. Αυτό το στοιχείο συνδυάζεται με έναν χαμηλό dithering σήμα εύρους (+/- 0,1 volt). Τα παραπάνω στοιχεία συν το dithering σήμα αναφέρονται ως PN_in, και μπορούμε να το δούμε στο σχήμα 3. Ένα 40,0 MHz ρολόι οδηγεί ένα αναλογικό κύκλωμα ενσωματώσεων και απορρίψεων στο να δημιουργεί ένα μηδέν έως -8,6 volt 40 MHz σήμα κεκλιμένων ραμπών (ramp signal) (σχήμα D4). Την αυξανόμενη άκρη (rising edge) (reset) του ramp signal μπορούμε να τη δούμε στο σχήμα D5. Το σήμα PN_in και το ramp προστίθενται από κοινού (**Σχήμα D 6**) και εφαρμόζονται έπειτα για το θετικό (σήμα, 0) εισόδου ενός αναλογικού συγκριτή. Η αρνητική εισαγωγή στον συγκριτή (αναφορά, D1) είναι μια σταθερά -4,3 volt.

Η έξοδος του συγκριτή (**σχήμα D7**) περιέχει πληροφορίες θέσης και πηγαίνουν σε έναν ψηφιακό διαφοροποιητή κύκλωμα ο οποίος έχει δημιουργηθεί από δύο not-πύλες, μια καθυστέρηση, και μια and-πύλη. Το ψηφιακό κύκλωμα διαφοροποιητών βγάζει έξω έναν

ενιαίο λεπτό (80 pSec) LOW-to-HIGH παλμό για κάθε LOW-to-HIGH αλλαγής εξόδου από τον συγκριτή. Οι παράμετροι του πλάτους της πύλης AND ορίζουν το power της εξόδου του πομπού.

Ο μονοπολικός 0,0 προς +1,0 volt παλμός της AND πύλης (Σχήμα D8) εφαρμόζεται σε ένα MetaSystem (σχήμα D9) ο οποίος είναι ένας παλμός φίλτρων που περιέχει τα παθητικά συστατικά. Στο MetaSystem, το ρεύμα παλμού είναι χωρισμένο σε δύο πορείες που χρησιμοποιούν ενός (2-way), 180 βαθμών διαχωριστή. Κάθε μια από τις πορείες έχει ένα χαμηλής διέλευσης φίλτρο 4,0 GHz. Εντούτοις το χαμηλότερο path επίσης έχει μια καθυστέρηση 71e-12 SEC. Το σχήμα D10 παρουσιάζει μια επικάλυψη της εξόδου σε κάθε ένα από τα δύο 4,0 GHz χαμηλής διέλευσης φίλτρα. Είναι ένας θετικής διέλευσης παλμός, και ένας καθυστερημένης, αρνητικής-διέλευσης παλμός. Στο σχήμα D11, οι ανώτερες και χαμηλότερες πορείες σημάτων έχουν συνδυαστεί χρησιμοποιώντας έναν 2-way, συνδυαστή 0-βαθμού.

Η απώλεια του συνδυαστή είναι 3,5 DB. Στην έξοδο του πομπού υπάρχει ένα 7-πόλο, υπερπυκνωτικό φίλτρο 3,4 GHz. Όταν ο monocycle παλμός του σχήματος 11 περνά μέσω του υπερπυκνωτικού φίλτρου, το αποτέλεσμα είναι μια έκρηξη 2-κύκλων και ενός 5,5 GHz μετριασμένου κύματος ημιτόνου(damp sine wave) που παρουσιάζεται στο σχήμα 12.

ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΡΑΘΗ ΚΑΙ ΘΟΡΥΒΟΣ ΚΕΡΑΙΩΝ

Στο σχήμα D1 η έξοδος του πομπού περνά από απώλεια path 50 DB και ο θόρυβος της κεραίας προστίθεται στο σήμα προτού να εισάγει το δέκτη MetaSystem.

Δέκτης UWB

Το περιεχόμενο του ανιχνευτή παλμού UWB MetaSystem στο (σχήμα D1) αναλύεται στο **σχήμα D13**. Ο ανιχνευτής είναι φτιαγμένος επάνω σε 4 λειτουργίες:

1. Μπροστινό φιλτράρισμα και ενίσχυση τελών σε ένα MetaSystem.
2. Ένα σημείο αθροιστών που χρησιμοποιείται για να μονογράψει το κύκλωμα.
3. Ένα MetaSystem που μιμείται μια αιχμή διόδων σηράγγων ανιχνευτή.

4. Ένα stretcher παλμού φτιαγμένο επάνω από set/reset latch και μερικές πύλες λογικής.

Στο **Σχήμα D14** το φίλτρο εισαγωγής του δέκτη είναι ένας 3-pole σχέδιο Butterworth bandpass με -3 dB ένδειξη 1.6 GHz και 7,0 GHz. Ένας ενισχυτής RF με ένα κέρδος 14 DB ακολουθεί το φίλτρο. Για τις άλλες παράμετροι του ενισχυτή τίθεται ως στόχος να ταιριάζουν με έναν ενισχυτή MiniCircuits ERA-2. Ο συνδυασμός του (3-pole) φίλτρο Butterworth με την ενίσχυση 14 DB επαναλαμβάνεται δύο φορές, με συνέπεια ένα συνολικό κέρδος 42 DB. Αν και τίθεται οι τρεις ενισχυτές να μην είναι αναστρέψιμοι η διάδοση του παλμού μέσω των τριών φίλτρων τείνουν να αναστρέψουν την κυματομορφή του παλμού.

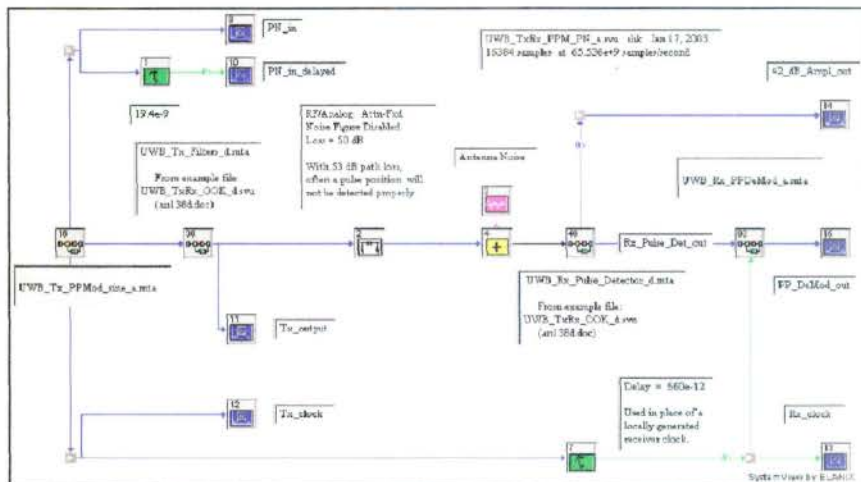
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΝΙΧΝΕΥΤΟΥ ΑΙΧΜΩΝ ΔΙΟΔΟΥ ΤΟΥΝΕΛ

Μια δίοδος σιράγγων είναι παρόμοια με μια συμβατική δίοδο εκτός από το ότι κοντά στο "turn-on" σημείο, η δίοδος σιράγγων έχει μία περιοχή αρνητικής αντίστασης, όπου το ρεύμα μειώνεται δεδομένου ότι η τάση αυξάνεται. Αυτή η αρνητική αντίσταση έχει ως αποτέλεσμα έναν πολύ γρήγορο χρόνο διακοπής. Η αρνητική αντίσταση διαμορφώνεται με τη χρησιμοποίηση ενός (opamp hysteresis token) σημείο υστέρησης μαζί με μια δίοδο Γερμανίου (**Σχήμα D15**).

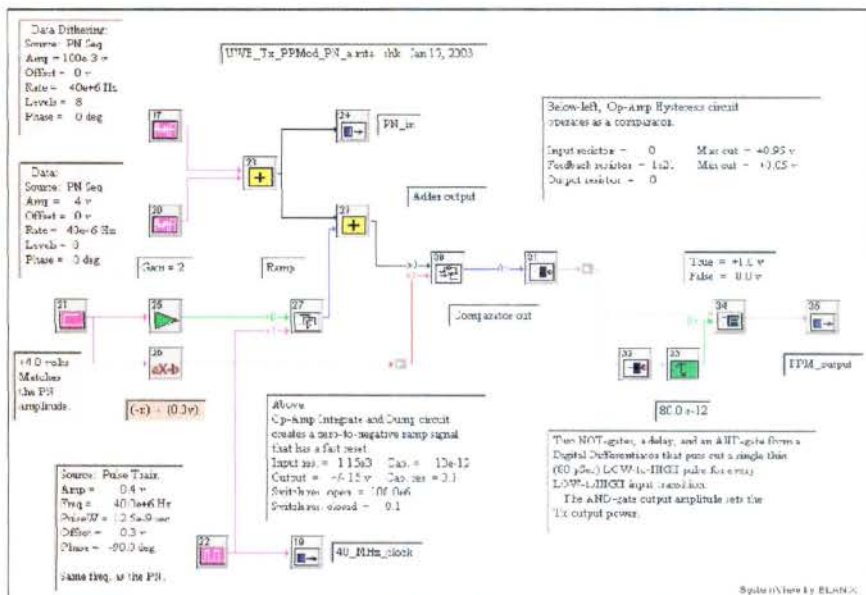
Ο παλμός εξόδου της δίοδου σιράγγων ενισχύεται, είναι φιλτραρισμένος υπερηχητικά, και σταλμένος σε ένα (set/reset) επαναρυθμισμένο σύρτη. Κάθε φορά που ο σύρτης τίθεται, υπάρχει μια συνοπτική καθυστέρηση προτού ένας παλμός αναστοιχειοθετησης(reset) καθαρίσει τη latch(μανδάλωση), και να αναστοιχειοθετήσει (reset) την δίοδο σιράγγων(tunnel diode). Το Rx_Pulse_Det_out και το καθυστερημένο ρολόι είναι εισαγωγές στο UWB_Rx_PPDeMod_a.mta (**σχήμα D18**).

Το καθυστερημένο ρολόι χρησιμοποιείται για να αποκαταστήσει ένα τοπικό ρολόι δεκτών. Σχεδιαγράμματα των σημάτων στις διάφορες θέσεις των πομπών και των δεκτών παρουσιάζονται στο σχήμα D16. Η ανώτερη αριστερή πλοκή είναι η παραγωγή της συσκευής αποστολής σημάτων, Tx_output. Η χαμηλότερη αριστερή πλοκή είναι η έξοδος του 42 DB, ενισχυτή 42_dB_Ampl_out. Στο ανώτερο δεξιά σχεδιάγραμμα, υπάρχει ένα ζεύγος πλοκών που επιστρέφονται από κάθε παλμό του ενισχυτή 42 DB και η έξοδος <<τεντώνεται>> σε ένα σταθερό πλάτος. Στο σχήμα 16 κάτω δεξιά φαίνεται το φάσμα δύναμης της εξόδου της συσκευής αποστολής σημάτων. Οι πλοκές του σχήματος D17

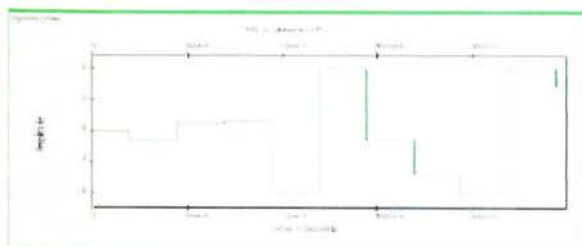
είναι μεγενθυμένες - στις πλοκές στο σχήμα D16. Αυτός ο πολύ απλός δέκτης, φυσικά, θα αποκριθεί επίσης στα παρεμβαίνοντα σήματα. Μια σημαντική βελτίωση του δέκτη θα είναι το γεγονός να προστεθούν τα στοιχεία κυκλώματος που θα επιτρέπουν στη σήραγγα μέγιστης ανίχνευσης διόδων να ψάχνει μόνο για έναν παλμό γύρω από τον αναμενόμενο χρόνο άφιξης ενός παλμού.



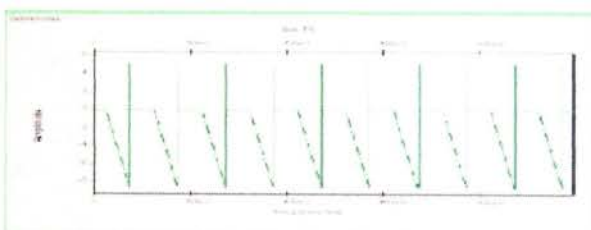
Σχήμα D1.uwb πομπός με ένα metasystem παλμό-σχηματικό φίλτρο,path loss,και ο δέκτης.



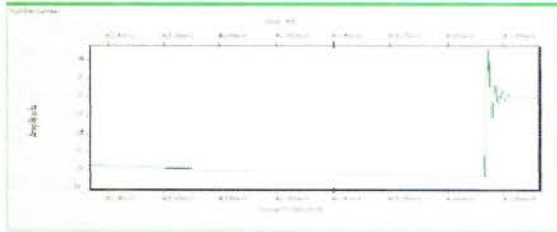
Σχήμα D2. Pulse Position Modulator Metasystem



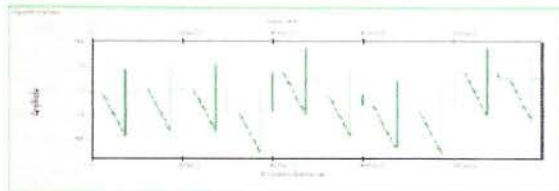
Σχήμα D3 Τα data συν το dithering σήμα είναι: PN_in



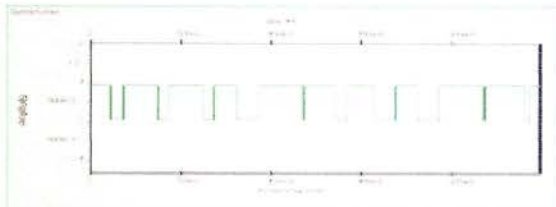
Σχήμα D 4. Το σήμα κεκλιμένων ραμπών από 0 έως -8,6 volt



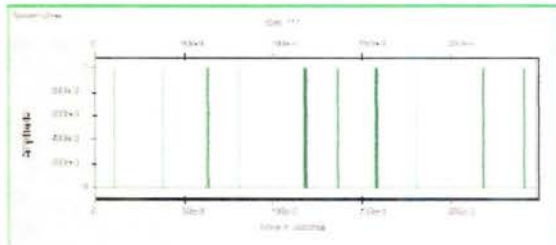
Σχήμα D5. Μια μεγέθυνση των κεκλιμένων ραμπών ringing



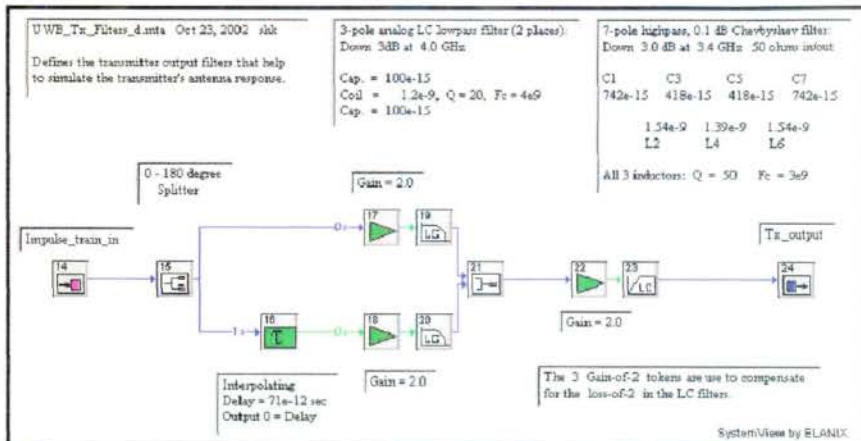
Σχήμα D6. Η πρόσθεση PN_in και του σήματος ramp.



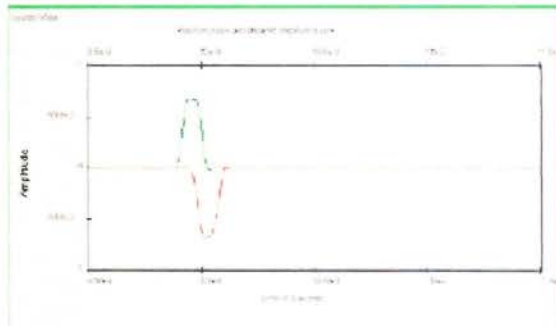
Σχήμα D7. Output του συγκριτή.



Σχήμα D8 Output του ψηφιακού διαφοροποιητή.



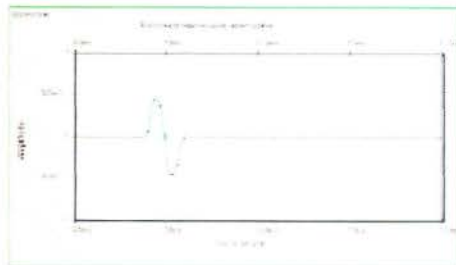
Σχήμα D9. Μια άποψη μέσα στο MetaSystem που περιέχει τα φίλτρα παλμών-διαμόρφωσης.



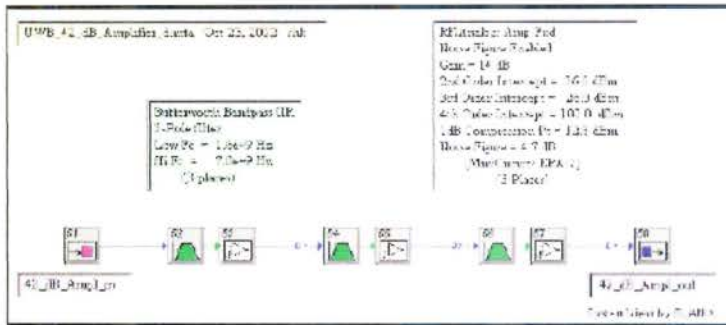
Σχήμα D10.

Έξοδος των 4,0 GHz

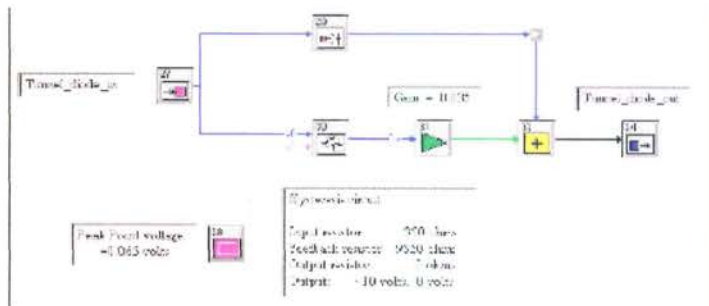
Lowpass φίλτρων -- ένας θετικός-παλμός και μία καθυστέρηση παλμού.



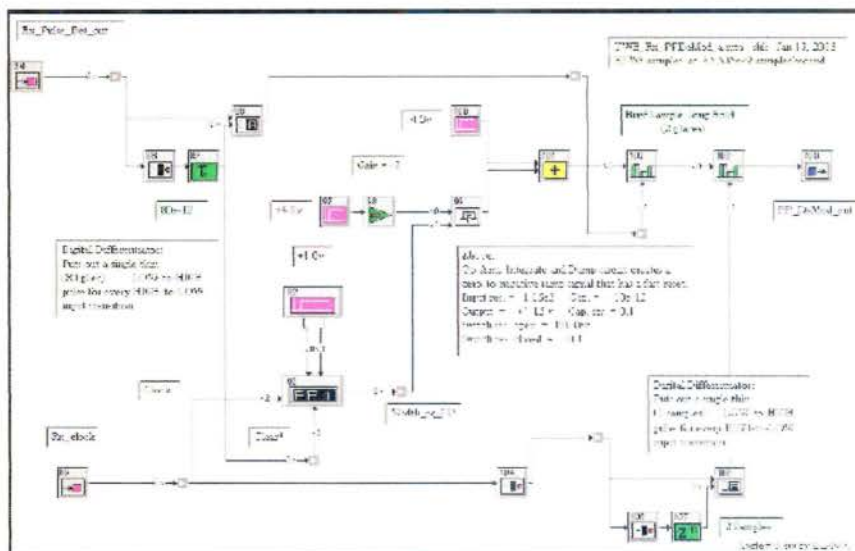
Σχήμα D11. Ο μονοκυκλικός παλμός στην έξοδο του 0-βαθμών συνδυαστή.



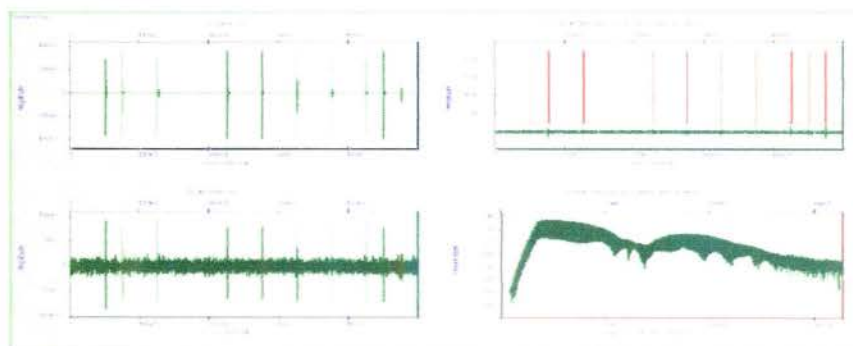
Σχήμα D14 Ο uwb δέκτης, φίλτρα front-end και ενισχυτής.



Σχήμα D15 Το METΑΣΥΣΤΗΜ περιλαμβανομένου του ανιχνευτή διόδων.



Σχήμα D18 METASYSTEM UWB Rx PPDeMod που χρησιμοποιείται στον δέκτη.



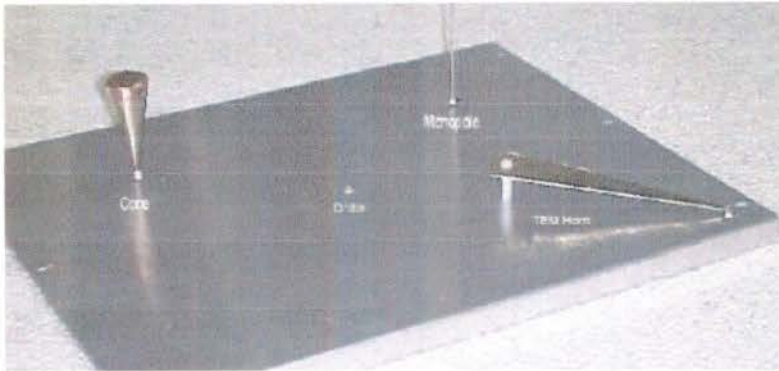
Σχήμα D16 Τμήματα του σήματος σε διάφορες θέσεις σε πομπό και δέκτη.

ΚΩΔ.ΒΙΒΛ. ΠΚ1

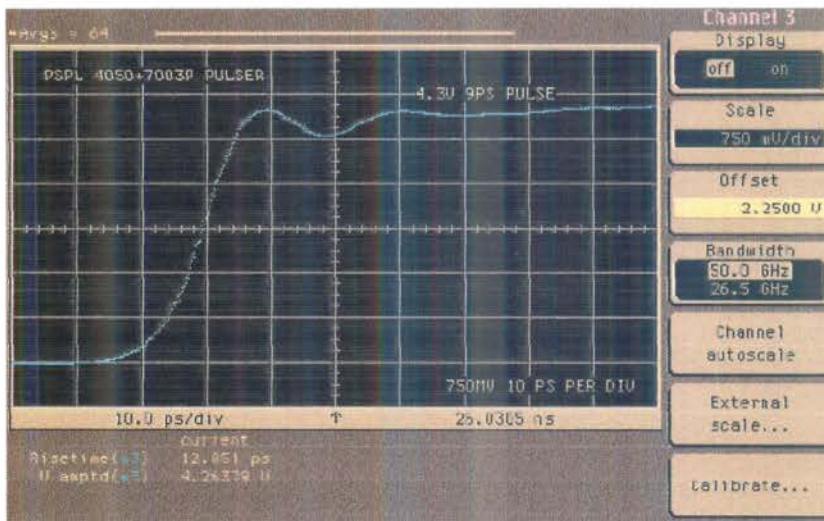
ΚΕΡΑΙΕΣ UWB

Δεν υπάρχει σχεδόν καμία επιχείρηση που πωλεί τις εμπορικές κεραίες UWB. Ένα μεγάλο μέρος της πρόωρης πρωτοποριακής εργασίας για UWB κεραίες έγινε σε NBS [10 ..11] και στην στρατιωτική εμπ κοινότητα. Ίσως το μεγαλύτερο μέρος των δημοσιευμένων εργασιών είναι στις συλλογές ερευνητικών εργαστηρίων της Πολεμική Αεροπορίας [12], επεξεργασθείσες από το Dr Carl Baum. Μία σημαντική αλλά πολύ συχνά αγνοημένη έννοια για τις κεραίες UWB είναι ότι συνήθως η αμοιβαιότητα της κεραίας transmit-receive δεν ισχύει όσον αφορά το θέμα της απόδοσης των χρονικών περιοχών τους. Ο Dr Motohisa Kanda του NBS, έχει παρουσιάσει "ότι η παροδική απάντηση διαβίβασης (response) μιας κεραίας είναι ανάλογη προς τον χρόνο που χρειάζεται να δεχτεί απάντηση η ίδια κεραία [11]. Σε δικιά του αναφορά δείχνει ότι υπάρχει ένας πρόσθετος παράγοντας "jω" στην κεραία όσον αφορά την σχέση αμοιβαιότητας. Για τους μηχανικούς που εργάζονται στις περιοχές των συχνοτήτων αναφέρουν ότι τόσο σε ενιαίες όσο και σε στενές ζώνες συχνοτήτων, αυτός ο όρος "jω" αντιστοιχεί σε έναν όρο μετατόπισης φάσης 90-βαθμων, δηλ. μετατρέπει το κύμα ημιτόνου (περιοχή συχνοτήτων) σε κύμα συνημιτόνου. Κατά συνέπεια έχει αγνοηθεί το κλασσικό σχέδιο κεραίων (περιοχών συχνότητας) και ο καθένας έχει υποθέσει ότι το κέρδος μιας κεραίας είναι ίδιο τόσο για την εκπομπή όσο και για την λήψη. Όσον αφορά την χρονική περιοχή, ο όρος "jω" έχει μια εντυπωσιακά διαφορετική επίδραση για την κάθε περίπτωση αφού η μια διαφοροποιεί και η άλλη ενσωματώνει τον όρο ανάλογα με τη χρήση της κεραίας.

Για λόγους μετρολογίας, (δηλ βásiμα μετρήσιμες) οι κεραίες που συστήνονται από την NIST(National Institute of Standarts and Technology www.nist.gov) είναι οι κωνικές κεραίες για μετάδοση και το εξάρτημα TEM για την υποδοχή. Η κωνική κεραία ακτινοβολεί έναν τομέα E-M που είναι ίδιος μέσα στο κυματοειδές με αυτόν της τάσης οδηγήσεως της κεραίας. Η έξοδος του TEM εξαρτήματος είναι ένα κυματοειδές που είναι όμοιο του E τομέα. Μία άλλη κεραία λήψης που χρησιμοποιείται για λόγους μέτρησης είναι D*dot prode. Η παραγωγή τάσης της είναι το πρώτο παράγωγο του συναφές τομέα E. Μια μικροσκοπική σειρά κεραίων UWB, σχέδιο K4, ήταν σχεδιασμένη για να καταδείξει τις αρχές της UWB μετάδοσης(αποστολής και λήψης).



Σχέδιο Κ4 μικροσκοπική σειρά κεραίων UWB. Οι κεραίες που παρουσιάζονται περιλαμβάνουν μια κωνική κεραία, ένα εξάρτημα TEM (δέκτης) και D*dot probe και μία κάθετη μονοπολική κεραία.



Σχέδιο Κ5 4 Volt, 9 ps risetime, παλμός βημάτων(step pulse) που χρησιμοποιείται για τη δοκιμή κεραίων UWB. Μετρημένος από HP(high Pass) 50 GHz,9 ps risetime, δειγματοληπτικό παλμογράφο. Οι κλίμακες είναι 750mV/div& 10 ps/div.

Το δοκιμαστικό σήμα εισόδου που χρησιμοποιείται σε αυτή την σειρά κεραιών ήταν ένας 4V, 9 ps risetime παλμός βήματος από NLTL πηγή, σχέδιο 5. Με την κωνική κεραία, ο συναφής τομέας E, Einc, επάνω στις διάφορες κεραιές δοκιμής είναι ένα αντίγραφο αυτού του κυματοειδούς. Όλα τα κυματοειδή που παρουσιάζονται σε αυτό το έγγραφο μετρήθηκαν χρησιμοποιώντας ένα HP(high pass) - 54752B, 50 GHz, risetime 9 ps παλμογράφο. Ένα 35cm, Gore, ομοαξονικό καλώδιο SMA χρησιμοποιήθηκε για να συνδεθούν οι κεραιές με τον παλμογράφο. Το risetime αυτού του καλωδίου ήταν 9 ps. Κατά συνέπεια το σύνθετο risetime της γεννήτριας παλμού, του καλωδίου και του παλμογράφου ήταν 16 ps.

Στο παράδειγμα μας τώρα η Σύνθετη αντίσταση είναι ίση με

$$Z_{\text{conc}} = (1 - 2\pi) * \ln [\cot(\theta_c/2)]$$

όπου η σύνθετη αντίσταση είναι 377 Ω και θ_c είναι η στερεά γωνία 1/2 του κώνου. Ένας κώνος 4 μοίρες έχει 200 Ω, σύνθετη αντίσταση, ενώ ένας κώνος 47 μοίρες απαιτείται για να επιτύχει 50 Ω Η σύνθετη αντίσταση ηλεκτρικού τομέα ε που παράγεται στην ακτίνα, το ρ, και τη γωνία, θ, δίνονται από

$$E_{\theta}(r,t) = V_{\text{base}}(1-r/c) * r * \sin(\theta) * \ln [\cot(\theta_c/2)]$$

που είναι έγκυρος μόνο για

$$t < l/c$$

Η τάση οδήγησης σημείου στη βάση της κωνικής κεραίας δίνεται από

$$V_{\text{base}}(t) = V_{\text{gen}}(t) * R_{\text{conc}} / (R_{\text{conc}} + R_{\text{gen}}) \quad (3)$$

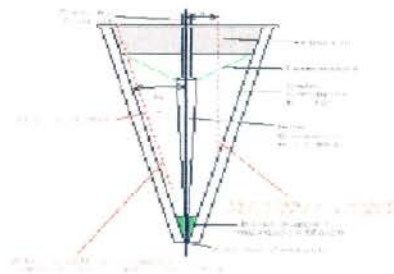
Ένα σημαντικό σημείο κατά τη χρησιμοποίηση της κωνικής κεραίας είναι το eqn. 2 που ισχύουν μόνο για χρονικό παράθυρο μέχρι το $TW = l/c$, όπου το l είναι το μήκος της κεραίας για $t > TW$. Το αρχικό κύμα που προωθείται στην κεραία έχει φθάσει στο τέλος της κεραίας και αντικατοπτρίζεται, αναπαράγοντας κατά συνέπεια μία σειρά πολλαπλάσιων αντανάκλασεων στην κεραία του ακτινοβολιθέντος στοιχείου. Ο ακτινοβολών τομέας ε είναι τώρα αλλοιωμένος από τις πολλαπλάσιες αντανάκλασεις. Οι

πρακτικές κωνικές κεραίες UWB θα περιλάβουν μία ανθεκτική φόρτωση στο μακρινό τέλος της κεραίας που θα βοηθήσει στο να κατασταλούν οι πολλαπλάσιες αντανάκλασεις. Εάν η κωνική κεραία χρησιμοποιείται ως λαμβάνουσα κεραία, η έξοδος της είναι το ολοκλήρωμα του συναφούς τομέα ε.

ΚΩΝΙΚΗ HORN ΚΕΡΑΙΑ

Η κωνική κεραία κέρατων είναι μια κεραία που χρησιμοποιείται ευρέως στον τομέα των Επικοινωνιών. Παραδοσιακά, οι κωνικές κεραίες κέρατων έχουν χρησιμοποιηθεί για επίγεια επικοινωνία μικροκυμάτων. Βρίσκονται κυρίως στους ράδιο πύργους οπτικής επαφής αλλά αυτοί επίσης έχουν πολλές άλλες εφαρμογές. Αυτές οι άλλες εφαρμογές περιλαμβάνουν τις δορυφορικές επικοινωνίες και τα συστήματα αποφυγής σύγκρουσης των οχημάτων.

Η κωνική κεραία κέρατων είναι παρόμοια με μια απλή πυραμιδική κεραία κέρατων. Η μόνη διαφορά είναι ότι η κωνική κεραία κέρατων έχει μια κυλινδρική μορφή και όχι μία ορθογώνια μορφή πυραμίδας. Η πόλωση της κεραίας μπορεί να ποικίλει ανάλογα με τις πολλές παραμέτρους της κάθε κεραίας, αλλά ως επί το πλείστον η πόλωση θα είναι κυκλική, ή κάθετη. Το σχήμα 6 πιο κάτω παρουσιάζει χαρακτηριστικά ενός κωνικού σπιδάλ δηλ τα χαρακτηριστικά της πόλωσης, χαρακτηριστικά εύρους δέσμης, κέρδους, εύρος ζώνης.



Οι κωνικές κεραίες θα λειτουργούν καλύτερα σε συχνότητες megahertz και φάσματα συχνότητας gigahertz.




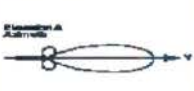
Antenna Type	Radiation Pattern	Characteristics
OMNIDIRECTIONAL (Circular Pattern) 	Radiation Pattern 	Polarization: Circular Low Directivity Typical Applications: Broadcast, AM/FM, VHF/UHF Typical Gain: 0-4 dB Directivity: 1.64 (2.15 dBi) Efficiency: 40-60%
CONICAL SPREAD 	Radiation Pattern 	Polarization: Circular Directivity: 2-10 dBi Typical Applications: Broadcast, AM/FM, VHF/UHF Typical Gain: 2-6 dB Directivity: 1.64 (2.15 dBi) Efficiency: 40-60%

Figure 8

Προκειμένου να γίνει κατανοητό πλήρως πως η κωνική κεραία κέρατων συμπεριφέρεται, πρέπει πρώτα να εξετάσουμε τις θεωρητικές και μαθηματικές σχέσεις της κεραίας. Καθώς οι κωνικές κεραίες μπορούν να κυμανθούν σε πολλά διαφορετικά μεγέθη οι ακόλουθες εξισώσεις για το κέρδος, το εύρος δέσμης, της περιοχή ακτίνων, η αποδοτικότητα ανοιγμάτων, και η κατευθυντικότητα πρέπει να ληφθούν υπόψη.

Κέρδος:

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

Περιοχή ακτίνων:

$$\Omega_A = BW_{\theta} BW_{\phi}$$

Εύρος δέσμης:

$$BW = \frac{70\lambda}{d}$$

Αποδοτικότητα ανοιγμάτων:

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

Κατευθυντικότητα:

$$D(\theta, \phi) = (0 \text{ kg}) \left| \frac{4\pi^2 I(\theta, \phi)}{\int \int P_{\text{rad}}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \right| \quad \theta \in \phi = 360.0 \quad \theta \in 180$$

Κατά των σχεδιασμό μιας κωνικής κεραίας κέρατων στοχεύουμε στο να έχουμε ένα πολύ καλό κέρδος που να χρησιμοποιήσει ελάχιστο ποσό υλικού.

Αυτό το κέρδος είναι συνήθως μεταξύ 10dB και 25dB. Όταν οι επιστήμονες και οι μηχανικοί άρχισαν αρχικά να σχεδιάζουν την κωνική κεραία κέρατων η κύρια ανησυχία τους ήταν να βελτιώσουν το κέρδος. Διαπίστωσαν ότι θα μπορούσαν να κονταίνουν την κεραία και στον ίδιο χρόνο, να βελτιώνουν πάρα πολύ το κέρδος. Αυτό αποδείχθηκε μια πολύ φτηνή και εύκολη βελτίωση των κεραίων κέρατων.

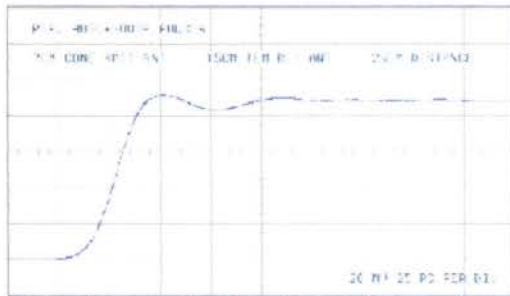
Στο παράδειγμα μας τώρα η κεραία κέρατων TEM υλοποιείται χρησιμοποιώντας μια κωνικότητα από ένα μεγάλο άνοιγμα στη λαμβάνουσα εισαγωγή. Η αναλογία ύψους πλάτους παράλληλου πιάτου διατηρείται σταθερά κατά μήκος της κεραίας για να διατηρηθεί μία ομοιόμορφη χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση, R_{ant} . Η έξοδος από μια κεραία TEM είναι.

$$V_{\text{out}}(t) = h_{\text{eff}} \cdot E_{\text{inc}}(t) \cdot R_{\text{load}} \cdot (R_{\text{ant}} - R_{\text{load}}) \quad (4)$$

όπου η h_{eff} είναι το αποτελεσματικό ύψος στο άνοιγμα της κεραίας. Αυτή η εξίσωση ισχύει μόνο για τους χρόνους λιγότερο από δύο φορές τού ηλεκτρικού μήκους της κεραίας.

Ιδανικά για να κατασταλούν οι πολλαπλάσιες αντανακλάσεις, η σύνθετη αντίσταση κεραίων πρέπει να ταιριάζει με τα 50Ω παραγωγής καλωδίου. Εντούτοις, για να βελτιστοποιηθεί η ευαισθησία, πιο πολύ οι κεραίες TEM σχεδιάζονται με 100Ω σύνθετη αντίσταση. Πρακτικές κεραίες κέρατων UWB TEM σχεδιάζονται συνήθως με την ανθεκτική φόρτωση πλησίον του στομίου της κεραίας για να βοηθήσουν να κατασταλούν οι πολλαπλάσιες αντανακλάσεις. Το ανώτερο εύρος ζώνης μιας TEM κεραίας καθορίζεται κυρίως από το μέγεθος του aperature και δευτερευόντως από το παράλληλο πιάτο. Όταν το άνοιγμα είναι πάρα πολύ μεγάλο σχετικά με το μήκος κύματος του τομέα, η παράλληλη γραμμή πιάτων γίνεται ένας κυματοδηγός με το υψηλότερο order TE και

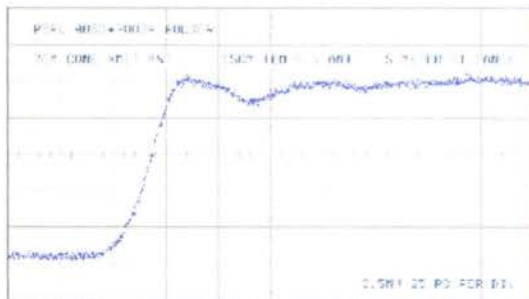
TM modes τα οποία περιορίζουν στη συνέχεια το εύρος ζώνης του. Εάν ένα TEM εξάρτημα χρησιμοποιηθεί ως κεραία μετάδοσης, ο τομέας E που ακτινοβολείται είναι το πρώτο παράγων του σημείου ηλεκτρικής τάσης που χρησιμοποιείται ως σημείο τάσης



οδηγήσεως (input driving voltage point).

Σχέδιο K6

Μετάδοση από μια κωνική κεραία σε Κεραία TEM εξαρτήματος σε πάνω από 25 cm path

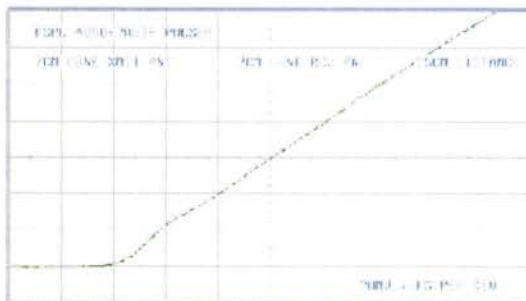


Σχέδιο K7 Μετάδοση από μια κωνική κεραία σε Κεραία TEM εξαρτήματος σε πάνω από 5 cm path

ΚΩΝΟΣ UWB –TEM ΕΞΑΡΤΗΜΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

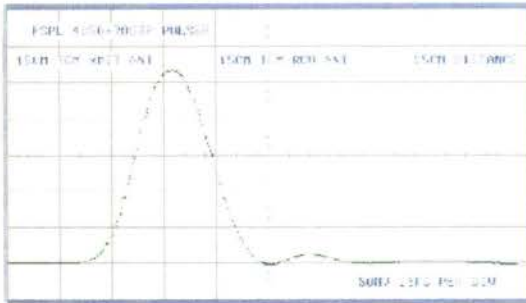
Ο 4V παλμός ανόδου 9 ps, (σχέδιο K5), ήταν συνδεδεμένος άμεσα με την κωνική κεραία. Η έξοδος της κεραίας TEM συνδέθηκε μέσω του 35cm καλωδίου στον 50 GHz παλμογράφο. Η κωνική κεραία ήταν 7 cm μάρκος και είχε μια σύνθετη αντίσταση 132

Ω.Το εξάρτημα TEM ήταν 15cm μακρούς και είχε μια σύνθετη αντίσταση 106Ω .Ο διαχωρισμός μεταξύ των κεραιών στα πειράματα ήταν 25cm .Το (σχέδιο K6) είναι η έξοδος του εξαρτήματος TEM κεραιάς. Αυτό το σχήμα παρουσιάζει ένα βήμα κυματοειδούς με risetime 23 ps που βρίσκεται σε καλή συνεννόηση με το κυματοειδές εισόδου(σχήμα K5). Το σχέδιο 7 παρουσιάζει την έξοδο από την κεραιά TEM όταν οι δύο κεραιές διαχωρίστηκαν από 5 μέτρα. Αυτό το λαμβάνον σήμα είναι ίδιο σε μορφή κυμάτων με αυτό του 25cm path , (σχέδιο K6), εκτός από το ότι είναι πιο αδύνατο στο εύρος.Το (σχέδιο K8) παρουσιάζει το λαμβανόμενο κυματοειδές κατά τη μετάδοση του τομέα βημάτων E-M μεταξύ ενός ζευγαριού όμοιων κωνικών κεραιών. Η επακόλουθη λαμβανόμενη έξοδος κυματοειδούς είναι το ολοκλήρωμα της γεννήτριας του παλμού βηματικού . Αυτό διευκρινίζει ότι μια κωνική κεραιά λήψης ενσωματώνει τον συναφή τομέα E. Το (σχέδιοK9) παρουσιάζει το λαμβανόμενο κυματοειδές κατά τη χρησιμοποίηση ενός ζευγαριού από τις ίδιες κεραιές εξαρτημάτων TEM τόσο για μετάδοση όσο και για λήψη. Η επακόλουθη έξοδος κυματοειδούς είναι το πρώτο παράγωγο της γεννήτριας βηματικού παλμού . Αυτό διευκρινίζει ότι ένα εξάρτημα TEM κεραιάς ακτινοβολεί έναν τομέα E που είναι το πρώτο παράγωγο του κυματοειδούς της γεννήτριας σημάτων.



Σχέδιο K8

Μετάδοση μεταξύ ενός ζευγαριού ίδιων κωνικών κεραιών.



ΣχέδιοΚ 9

Μετάδοση μεταξύ ενός ζευγαριού των ίδιων κεραιών εξαρτημάτων TEM.

ΔΙΑΔΟΣΗ UWB

Η κλασσική ραδιοθεωρία [15] δηλώνει ότι ο ελεύθερος χώρος του (path loss) είναι μία συνάρτηση του μήκους κύματος και δίνεται από την εξίσωση:

$$\text{Path Loss (classical)} = (4\pi * r / \lambda)^2$$

$$\text{or in dB} = 20 * \log (4\pi * r / \lambda)$$

όπου το r είναι η απόσταση πορειών μεταξύ των κεραιών και λ είναι το μήκος κύματος.

$$V_{ant} = H_{eff} * E_{inc}$$

Η τάση που προκαλείται σε μια κεραία είναι για $\lambda/2$ δίπολα. Το αποτελεσματικό ύψος, είναι άμεσα ανάλογο προς το μήκος κύματος. Κατά συνέπεια η λαμβανόμενη δύναμη μειώνεται στην πραγματικότητα καθώς το μήκος κύματος μειώνεται, αλλά η απώλεια δεν είναι στο path,το πιθανότερο είναι λόγω της χρησιμοποίησης κοντότερης κεραίας. Η ανωτέρω απώλεια path(5) δουλεύει τέλεια για τους ανθρώπους που εργάζονται στην περιοχή συχνοτήτων με τη στενή ζώνη κεραιών. Εντούτοις, όσον αφορά την χρονική περιοχή, των UWB σημάτων, με την εξίσωση αυτή μεταβιβάζονται ψεύτικες

πληροφορίες. Κατά την εξέταση UWB σημάτων, η απώλεια path πρέπει πραγματικά να εξεταστεί όχι ως προς την παραγωγή τάσης από την κεραία, αλλά κυρίως ως προς το Διάνυσμα Ρομπίντ, την πυκνότητα ισχύος, P_d σε Watt/m² η τον τομέας E όσον αφορά σε Volts/m επάνω στην λήψη της κεραίας,

$$P_d = E^2 / \eta$$

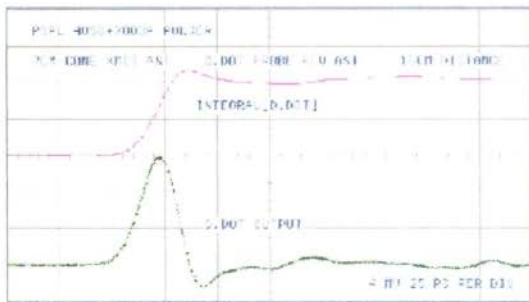
όπου η ελεύθερη σύνθετη αντίσταση είναι 377 Ω. Από αυτήν την περίπτωση, η απώλεια path οφείλεται απλώς στη σφαιρική γεωμετρία του κύματος που προέρχεται από ένα σημείο στο κέντρο της σφαίρας. Η ανάκληση ότι η συνολική ακτινοβολούσα δύναμη είναι ίση με τη σφαιρικό ολοκλήρωμα του Διανύσματος Ρομπίντ πάνω στην επιφάνεια της σφαίρας,

$$\text{Path Loss (in dB)} = 10 \log \left[(1 \text{ m}^2) / (4\pi r^2) \right] \quad (8) \\ = -11 \text{ dB} - 20 \log(r)$$

Τα πειράματα εκτελέστηκαν σε πολλών ειδών διαχωρισμούς κεραίων για να ελεγχθεί η ορθότητα της θεωρίας απώλειας path (8). Τα πειράματα έδειξαν ότι η δύναμη του ακτινοβολούντος τομέα ϵ ήταν στην πραγματικότητα αντιστρόφως ανάλογη προς την απόσταση path, r.

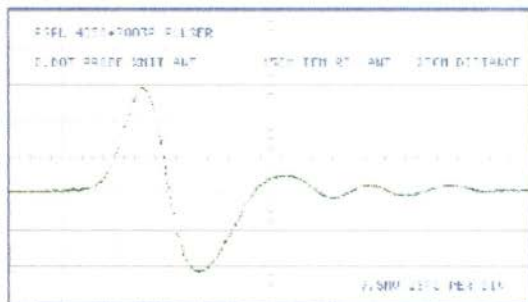
ΚΕΡΑΙΑ ΕΛΕΓΧΩΝ D*dot

Η κεραία D*dot είναι μια άλλη δημοφιλής κεραία μετρολογίας UWB. Η κεραία D*dot είναι βασικά εξαιρετικά κοντή, μονοπολική κεραία [14]. Το κύκλωμα D*dot της κεραίας αποτελείται από γεννήτρια τάσης. Το Vant δίνεται από την σχέση (6). Για ένα πολύ κοντό μονοπολικό, η χωρητικότητα είναι πολύ μικρή και ο πυκνωτής δρα με σαν ένας διαφοροποιητής που μεταδίδει τον E-M. Συνεπώς η έξοδος μίας D*dot κεραίας είναι το πρώτο παράγωγο του συναφούς τομέα ϵ . Για να καθοριστεί η πραγματική μορφή του κύματος του συναφούς ϵ τομέας, πρέπει να ενσωματωθεί η έξοδος της D*dot. Όταν οι συχνότητες γίνονται αρκετά υψηλές, το D*dot probe χάνει τις ιδιότητες παραγωγής-εξόδου και έτσι μετατρέπεται σε μια μονοπολική κεραία. Αυτό συμβαίνει όταν το μήκος του ελέγχου D*dot πλησιάζει το ένα τέταρτο του κυματοειδούς του επικείμενου σήματος

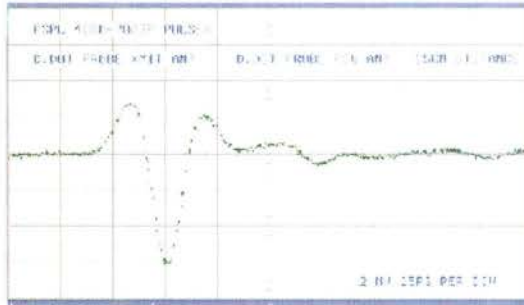


Σχέδιο K10

Μετάδοση από την κωνική κεραία στην Κεραία D*dot. Το χαμηλότερο ίχνος είναι η έξοδος από την κεραία λήψης. Το ανώτερο ίχνος είναι το ολοκλήρωμα του χαμηλότερου ίχνους.



Σχέδιο K11 Μετάδοση από μια κεραία D*dot σε μια κεραία εξαρτημάτων TEM.



Σχέδιο K12

Μετάδοση μεταξύ ενός ζευγαριού Κεραίων D*dot.

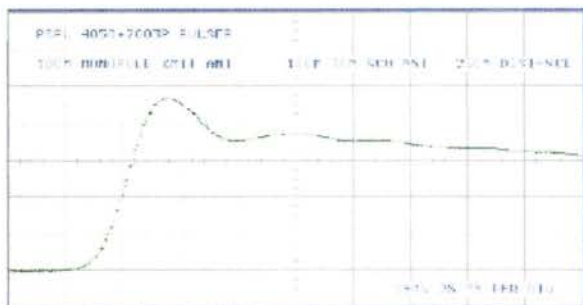
Το σχέδιο K10 είναι η έξοδος από μία D*dot κεραία λήψης όταν “φωτίζεται” με έναν τομέα βημάτων E-M που ακτινοβολείται από μια κωνική κεραία μετάδοσης. Το χαμηλότερο ίχνος είναι η πραγματική έξοδος της κεραίας. Είναι ένας 19 ps ευρύς παλμός που είναι σύμφωνος με την έξοδο της κεραίας είναι το πρώτο παράγωγο E inc. Το ανώτερο ίχνος είναι το υπολογισμένο ολοκλήρωμα του χαμηλότερου ίχνους. Έχει ένα step με 19 ps risetime και είναι μια καλή αντιπροσώπηση του συναφούς τομέα E της κεραίας. Το σχέδιο 11 παρουσιάζει τον ακτινοβολούντα τομέα από την D*dot κεραία εκπομπής που παραλήφθηκε από την κεραία εξαρτήματος TEM. Αυτό δείχνει ότι η εκπομπή της παροδικής απάντησης του D*dot είναι το δεύτερο παράγωγο της τάσης οδήγησης των γεννητριών. Το σχέδιο 12 είναι η λαμβανόμενη έξοδος σήματος που χρησιμοποιεί ένα ζευγάρι των κεραίων D*dot τόσο για λήψη όσο και για εκπομπή. Αυτό το σήμα είναι το τρίτο παράγωγο.

ΜΟΝΟΠΩΛΙΚΗ ΚΕΡΑΙΑ

Μία μονοπωλική κεραία περιλήφθηκε σε αυτήν την μελέτη UWB, επειδή είναι η πιο θεμελιώδης κεραία δομικών μονάδων για τα περισσότερα σχέδια κεραίων. Η μονοπωλική κεραία χρησιμοποιείται μερικές φορές ως απλούστερη έκδοση των κωνικών κεραίων για τη διαβίβαση σημάτων UWB που είναι παρόμοια σε μορφή κύματος με αυτό της οδηγήσεως τάσης σημείου. Εντούτοις, τα πεδία που ακτινοβολούνται δεν είναι τόσο ομοιόμορφα όσο εκείνων των κωνικών κεραίων. Η σύνθετη αντίσταση σημείου της δεν

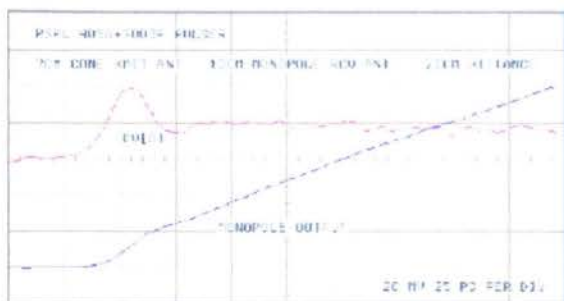
είναι σταθερή, αλλά ανοδική αφού λειτουργεί σαν μια συνάρτηση του χρόνου. Το σχέδιο K13 παρουσιάζει τον ακτινοβολούντα τομέα 10 cm μονοπολικού. Μοιάζει με τον τομέα βημάτων E από την κωνική κεραία, σχέδιο K6. Εντούτοις η κορυφή του δεν είναι επίπεδη, αλλά “κρεμα” κάμπτεται με τον αυξανόμενο χρόνο. Αυτό οφείλεται στην ανομοιομορφη σύνθετη αντίσταση TDR αυτής της κεραίας. Όταν μια μονοπολική χρησιμοποιείται για τη λήψη του φέροντος E-M τομέων η έξοδος της είναι το ολοκλήρωμα του Τομέως E. Αυτό παρουσιάζεται πειραματικά στο σχέδιο K14. Το χαμηλότερο ίχνος είναι η έξοδος της κεραίας. Παρουσιάζει σχεδόν κεκλιμένο επίπεδο (rising ramp) (monotonically) αύξηση που είναι σύμφωνη με το ολοκλήρωμα του βήματος συναφούς τομέος E. Το ανώτερο ίχνος είναι υπολογισμένο ως εξής : πρώτα υπολογίστηκε το παράγωγο του χαμηλότερου ίχνους και κάπως αντιπροσωπεί το βήμα Einc. Το σχέδιο K15 παρουσιάζει την έξοδο που χρησιμοποιεί ένα ζευγάρι 10 cm μονοπωλικών και για τα δύο και για λήψη και για εκπομπή

Αυτό είναι ουσιαστικά το ολοκλήρωμα του παλμού βημάτων της γεννήτριας. Η επίδραση ολοκλήρωσης μπορεί να εξηγηθεί απλά. Υποθέστε ότι ένας φωστικός τομέας E είναι συναφής πάνω σε ένα μονοπολικό με μία γωνία 90 μοιρών στον άξονά του. Κατά συνέπεια η επίδραση προκαλείται ταυτόχρονα σε κάθε ένα διαφορικό στοιχείο, dx, της κεραίας. Αυτά τα τρέχοντα στοιχεία, Di, για το λόγο ρέουν προς τους συνδετήρες εξόδου της κεραίας. Δεν φθάνουν στην έξοδο ταυτόχρονα, αλλά ακολουθιακά. Κατά συνέπεια η έξοδος εμφανίζεται ως μία συνάρτηση βήματος, η οποία είναι το ολοκλήρωμα του γεγονότος ώθηση. Η επίδραση ενσωμάτωσης αυτής της κεραίας διαρκεί μόνο για $\tau < l/c$, όπου το l είναι το μήκος της κεραίας. Αυτή η επίδραση καταδεικνύεται στα σχήματα K16 και K17 για μια εκπομπή και λήψη ενός ζευγαριού μονοπωλικών κεραίων κοντύτερων από 2 cm. Το σχέδιο K16 παρουσιάζει το αρχικό τμήμα της εξόδου μιας ανερχόμενης γραμμικής κεκλιμένης ράμπας όπως στο Σχέδιο 15, αλλά λόγω του σύντομου μήκους της κεραίας, αυτό σταματά μετά από το $l/c = 67$ ps και έπειτα οι πολλαπλάσιες αντανakλάσεις στις κεραίες υπερισχύουν. Αυτό είναι παρουσιασμένο εμφανέστατα στο σχέδιο 17 σε μια πιο αργή ταχύτητα 100 ps/div στους οποίους η συχνότητα συντονισμού των 2cm κεραίων είναι προφανείς σαν καμπύλη ημιτόνου.



Σχέδιο K13

Μετάδοση από μονοπολικό σε TEM εξάρτημα .



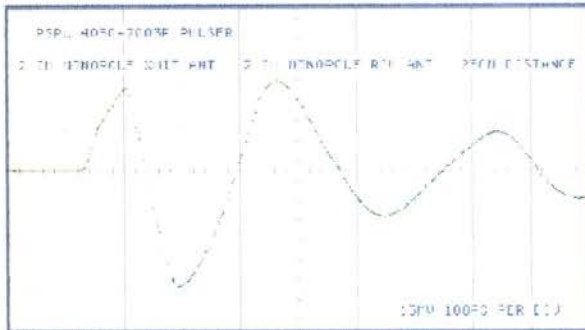
Σχέδιο K14

Μετάδοση από κωνικό σε μονοπολικό.



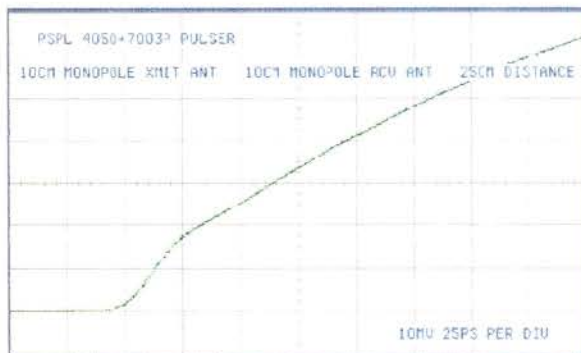
Σχέδιο K15

Μετάδοση μεταξύ ενός ζευγαριού ίδιων μονοπολικών κεραιών 10cm



Σχέδιο K16

Μετάδοση μεταξύ ενός ζευγαριού ίδιων μονοπολικών κεραιών 2 cm 25 ps/div.



Σχέδιο 17

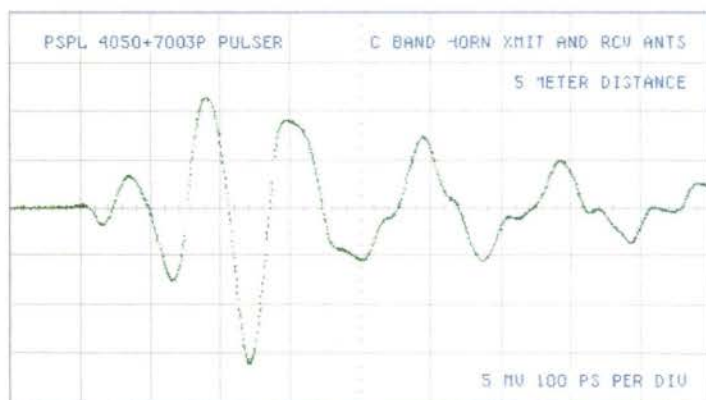
Μετάδοση μεταξύ ενός ζευγαριού ίδιου μονοπολικών κεραιών 2 cm 100 ps/div

GAIN / BANDPASS ΚΕΡΑΙΕΣ

Οι κεραιές που χρησιμοποιούνται είναι E-System, C-band ,οδηγοί κυμάτων, horn

GAIN / BANDPASS ΚΕΡΑΙΕΣ

Οι κεραίες που χρησιμοποιούνται είναι E-System, C-band ,οδηγοί κυμάτων, horn κεραίες . Μία ανάλυση δικτύου VSWR τεστ της συγκεκριμένης κεραίας ότι το pass-band (<3:1 vswr) καλύπτεται από 4.7 σε 10.1 GHz .Το σχέδιο K18 δείχνει τα αποτελέσματα της χρησιμοποίησης ενός ζευγαριού αυτών των C-band horn κεραίων τόσο για λήψη όσο και για εκπομπή . Η κεραία μετάδοσης οδηγήθηκε με 4 V, Παλμό 9 ps, σχέδιο 5. Το separation κεραίων ήταν 5 μέτρα. Η έξοδος δεν μοιάζει πλέον με βήμα,(step pulse) αλλά είναι στην πραγματικότητα η απόκριση βημάτων ενός bandpass φίλτρου. Η συχνότητα του ημιτονοειδούς είναι κοντά στην κεντρική συχνότητα του φίλτρου. Εάν το φίλτρο είναι περιορισμένης ζώνης (narrow-band), τότε το ημιτονοειδές θα εμφανίζεται για πολλούς κύκλους . Όσο πιο ευρύ band-pass φίλτρο, τόσο λιγότεροι κύκλοι εκεί για το ημιτονοειδές. Το κέρδος αυτών των κεραίων είναι τώρα αρκετά προφανές έναντι των κωνικών/ TEM horn συνδυασμών από το σχέδιο 7. Το ημιτονοειδές έχει ένα εύρος 27 mV_{rtp} εναντίον του 2,4 mV εύρους βημάτων.



Σχέδιο K18

Μετάδοση μεταξύ C-band κυματοδηγών

ΛΕΠΤΟΜΕΡΕΙΕΣ ΚΕΡΑΙΩΝ:

Η σειρά μίνι-κεραιών αποτελείται από 36 cm. X 44cm . πιάτο αλουμινίου. Το διάφραγμα τοποθετεί τους γρύλους SMA (CDI p/n 5110CC) όπου χρησιμοποιούνται για τους συνδετήρες της κεραίας . Για την κωνική κεραία ένα φύλλο ορείχαλκου μορφοποιήθηκε σε μια κωνική μορφή και συγκολλήθηκε επάνω στο SMA που είναι ένας εκτεταμένος κεντρικός αγωγός συνδετήρα. Ο εκτεταμένος τεφλόν μονωτής δεν αφαιρέθηκε. Το ύψος του κώνου ήταν 7 cm . Η $\frac{1}{2}$ στερεά γωνία είναι 12 μοίρες. Μια δοκιμή TDR παρουσιάζει την σύνθετη αντίσταση να είναι πολύ ομοιόμορφη στα 132Ω. Το horn TEM κατασκευάστηκε από έναν 0,015 "ορειχάλκινο φύλλο". Το γενικό μήκος ήταν 15 cm. Ήταν υποστηριγμένο στο στόμιο από ένα "νάιλον πλήκτρο διαστήματος 8-32 X 1 με νάιλον βίδες. Το ύψος του στομίου ήταν 2,6cm, το πλάτος του στομίου ήταν 3,8 cm , η αναλογία ύψος , πλάτους πού ήταν ίση με 0,68 διατηρούνταν κατά μήκος της κεραίας.

Η κατά προσέγγιση γωνία κλίσεως ήταν 9μοίρες. το εκλεπτυσμένο τέλος συγκολλήθηκε με το SMA (εκτεταμένος κεντρικός αγωγός) σε ένα ύψος 1,9 mm. Το εκτεθειμένο τεφλόν στο SMA αφαιρέθηκε. Μια δοκιμή TDR παρουσίασε απότομη αύξηση από 50Ω σε 106Ω κατά μήκος της κεραίας . Πρέπει να σημειωθεί ότι προηγούμενες προσπάθειες να κατασκευαστούν τέτοιου είδους κεραίες δεν ήταν ικανοποιητικές. Η παρουσία του διηλεκτρικού υλικού παράλληλα στην επιφάνεια μετάλλων (συγκεκριμένα μόλυβδού) στο σημείο της διαστρέβλωσης φάσης έχει ως επακόλουθο το πιο αργό risetime. Η κεραία ελέγχων D*dot είναι απλά ένα SMA jack με την εκτεταμένη τεφλόν περικοπή. Για να μεγιστοποιηθεί το εύρος ζώνης, το μήκος του εκτεθειμένου κεντρικού αγωγού του γρύλου ήταν 1,8 mm. Αυτό έδωσε μια $\lambda/4$ συχνότητα αποκοπής 42 GHz. Μια δοκιμή TDR τού μονοπολικού παρουσιάζει ότι η σύνθετη αντίσταση είναι 150 στο SMA και 300 στο συν άπειρο. Αυτές οι κεραίες δημιουργήθηκαν απλώς για να καλύψουν τις ιδιότητες των UWB σημάτων ,είναι προσωρινά αποδεκτές και δέχονται συνεχείς αλλαγές . Οι κεραίες που δημιουργούνται για UWB σκοπούς περιλαμβάνουν επίσης στο σχέδιό τους ανθεκτική φόρτωση κατά μήκος της δομής τους. Αυτό γίνεται για να βοηθήσουν να κατασταλούν οι πολλαπλάσιες αντανάκλασεις πού δημιουργούνται όταν αυτές πάλλονται. .

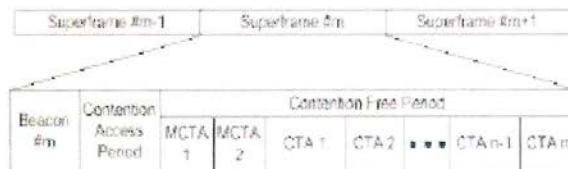
KΩΔ. ΒΙΒΛ. Κ1

Πρωτόκολλα και δρομολογήσεις που θα χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές τεχνολογίας Ultra Wide Band αναγκαίες προϋποθέσεις ανάπτυξης αυτών.

Όπως είναι γνωστό ένα πρωτόκολλο καθορίζει του νόμους και τους κανόνες καθώς και τον τρόπο που θα επιτευχθεί η επικοινωνία έτσι τα προτεινόμενα μέχρι στιγμής πρωτόκολλα που θα κυριαρχήσουν στις οποιοσδήποτε εφαρμογές uwb είναι τα παρακάτω.

IEEE 802.15.3 MAC

Το IEEE 802.15.3 MAC το οποίο βασίζεται στο υπερπλαίσιο το οποίο είναι διευκρινίζεται στον σχήμα Π1.



Σχήμα π1. 802.15.3 superframe format

Το υπερπλαίσιο αποτελείται από τρία μέρη: ένα αναγνωριστικό σήμα, μια Περίοδο Πρόσβασης Επιχειρήματος (CAP) και μια Περίοδο Ελεύθερου Επιχειρήματος (CFP). Το πλαίσιο αναγνωριστικών σημάτων στέλνεται από το PNC στην αρχή κάθε υπερπλαισίου.

Χρησιμοποιείται για να συγχρονιστεί χρονικά όλο το DEVs στο ρολόι του PNC, για να θέσει τις κατανομές συγχρονισμού του υπερπλαισίου, καθώς επίσης και για να μεταβιβάσει τις διοικητικές πληροφορίες για το riconet. Η CAP χρησιμοποιείται για να μεταβιβάσει εντολές και τα ασύγχρονα στοιχεία των μη-ρευμάτων. Κατά τη διάρκεια της CAP, τα DEVs έχουν πρόσβαση στο κανάλι χρησιμοποιώντας CSMA/CA και μια διαδικασία backoff. Το PNC διαιρεί το CFP σε αυλακώσεις χρονικής κατανομής καναλιών (CTA). Το CFP χρησιμοποιείται για τα ασύγχρονα και ισόχρονα ρεύματα στοιχείων. Το πρότυπο δεν ακριβολογεί τον αλγόριθμο που το PNC χρησιμοποιεί για να

στοιχείων. Το πρότυπο δεν ακριβολογεί τον αλγόριθμο που το PNC χρησιμοποιεί για να διαθέσει το χρόνο καναλιών. Η πρόσβαση καναλιών στο CFP είναι βασισμένη σε μια μέθοδο TDMA. Κάθε CTA έχει εγγυηθεί το χρόνο έναρξης ενώ η διάρκεια, μέσα στις αυλακώσεις διοικητικού χρόνου CFP (MCTAs), είναι CTAs, που το PNC ορίζει για την επικοινωνία μεταξύ του DEVs και PNC. Αυτές οι σχισμές χρησιμοποιούνται από DEVs για να στείλουν τις χρονικές απαιτήσεις καναλιού τους και να ανταλλάξουν άλλα μηνύματα ελέγχου με τα PNC. Η ένωση MCTAs χρησιμοποιείται για μη συνδεδεμένα DEVs για να στείλουν στο PNC το αίτημα να συνδεθούν στο piconet. Σε ανοικτό MCTAs κάθε DEV, που συνδέεται ήδη στο piconet, μπορεί να προσπαθήσει να στείλει ένα πλαίσιο εντολής στο PNC.

Το χαραγμένο Aloha χρησιμοποιείται στην ανοικτή πρόσβαση και στην ένωση MCTAs, ενώ ο μηχανισμός πρόσβασης για κανονική MCTAs, δηλ. ούτε ανοικτή ούτε η ένωση MCTAs, είναι η TDMA.

Το Πρωτόκολλο U.C.A.N. MAC

Προσαρμογές στο IEEE 802.15.3 εισήχθησαν για τους ακόλουθους λόγους:

- 1) IEEE 802.15.3 προορίζεται αρχικά για περιορισμένη ζώνη 2.4 GHz WPAN, και ήταν πολύ πιθανό να χρειαστεί τις προσαρμογές για UWB WPAN,
- 2) η πλατφόρμα U.C.A.N. μπορεί να επιβάλει μερικούς περιορισμούς, και
- 3) Η U.C.A.N. ερευνά επίσης μερικές πιθανές αυξήσεις της MAC που θα λάβουν υπόψη τα έμφυτα πλεονεκτήματα της τεχνολογίας UWB, όχι απαραίτητα στην IEEE 802.15.3. MAC U.C.A.N. εισάγει διαδικασίες για να μπορέσει η UWB να εκτείνεται και να αναμεταδίδει.

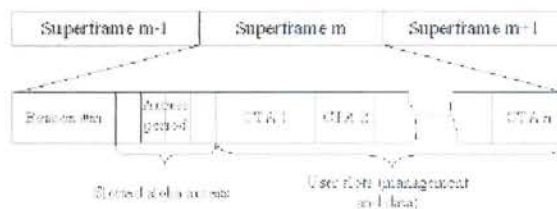
Η U.C.A.N. MAC δεν χρησιμοποιεί τη μέθοδο προσπέλασης καναλιού CSMA/CA. Η CCA (Σαφής Αξιολόγηση Καναλιού) είναι απαραίτητη για τη μέθοδο πρόσβασης καναλιού CSMA/CA. Στην περίπτωση UWB, η CCA από την ενεργειακή ανίχνευση είναι δύσκολη με UWB-PHY λόγω των πολύ χαμηλών εκπομπών ισχύος. Δεδομένου, ότι η ενέργεια διαδίδεται σε ένα μεγάλο εύρος ζώνης συχνότητας, αυτό προκαλεί συνήθως χαμηλή ενέργεια στο δέκτη. Σε UWB η ενέργεια δεν είναι μια καλή

μέτρηση λόγω δέκτη ευρέως ζώνης. Πράγματι, οι μεταδόσεις άλλων θεωρούνται ως θόρυβος.

Αυτό οδηγεί στο συμπέρασμα ότι το CSMA/CA είναι απαιτητικό με το UWB. Επομένως, η MAC U.C.A.N. δεν χρησιμοποιεί την περίοδο CAP μέσα στο υπερπλαίσιο.

Παρομοίως, με το IEEE 802.15.3, ο συγχρονισμός μέσα σε ένα U.C.A.N. piconet είναι βασισμένος στο υπερπλαίσιο που διαιρείται σε τρεις ζώνες:

- Μια φάση αναγνωριστικών σημάτων, που εκπέμπεται από το PNC για να συγχρονίσει το DEVs και να μεταδώσει ραδιοφωνικά τις πληροφορίες για τα χαρακτηριστικά piconet και την απόδοση των πόρων.
- Μια τυχαία φάση πρόσβασης, που αποτελείται από την ιδιαίτερη διαχείριση CTAs (που αποκαλούμε την πρόσβαση CTAs) για την οποία η πρόσβαση είναι βασισμένη στο χαρακωμένο aloha, και όχι CSMA/CA. Όπως αναφέρεται στην IEEE 802.15.3, αυτές οι διοικητικές σχισμές αντιστοιχούν στην ανοικτή και συνδεδεμένη MCTAs. Οι αναγνωρίσεις για αυτήν την φάση γίνονται στο αναγνωριστικό σήμα του επόμενου υπερπλαισίου.
- Μια φάση κατά τη διάρκεια της οποίας τα DEVs είναι διατιθέμενα στα CTAs από το PNC για να διαβιβάσουν τα πλαίσια ελέγχου ή δεδομένων.



Σχήμα 4 U.C.A.N. superframe structure

Όλη η διάρκεια στο υπερπλαίσιο (αναγνωριστικό σήμα, περίοδος πρόσβασης, CTAs) είναι θεωρητικά μεταβλητή. Για την απλότητα της εφαρμογής σε U.C.A.N, το υπερπλαίσιο έχει ένα σταθερό μήκος περίπου 10ms. Η περίοδος πρόσβασης έχει επίσης μια σταθερή διάρκεια περίπου 800ms.

Το CTAs έχει μεταβλητό μήκος και διατίθεται δυναμικά από το PNC. Υπάρχουν δύο τύποι κατανομών: τα ισόχρονα ρεύματα που είναι διατιθέμενα κανονικά στο CTAs, και τα ασύγχρονα ρεύματα όπου δίνεται CTAs κατόπιν παραγγελίας. Τέσσερα επίπεδα προτεραιότητας υπηρεσιών καθορίζονται. Οι προσομοιώσεις θα παρουσιάσουν ποία είναι η καλύτερη στρατηγική για το σχεδιασμό των πόρων.

Η U.C.A.N. MAC καθορίζει διάφορους τύπους σχημάτων πλαισίων, δηλαδή πλαίσια ελέγχου, πλαίσια στοιχείων και πλαίσια μέτρησης. Τα πλαίσια ελέγχου χρησιμοποιούνται για τα DEVs για να επικοινωνήσουν με το PNC, τα πλαίσια στοιχείων χρησιμοποιούνται στην ερευνητική επικοινωνία μεταξύ DEVs, ενώ τα πλαίσια μέτρησης χρησιμοποιούνται για να υποστηρίξουν την κυμαινόμενη λειτουργία της UWB. Οι μακροχρόνιες Μονάδες Υπηρεσιών Δεδομένων της MAC (MSDUs) μπορούν να αποκοπούν για να βελτιώσουν το ποσοστό λάθους πλαισίου. Διάφοροι τύποι σχεδίων αναγνώρισης (ACK) μπορούν να χρησιμοποιηθούν: κανένα-ACK, άμεσο ACK ή καθυστερημένο ACK.

Το επίπεδο αναμετάδοσης της MAC έχει προστεθεί. Μόνο μια μικρή τροποποίηση στις πιθανές ερμηνείες του πόρου που απαιτούσαν εντολές ήταν απαραίτητη. Είναι χρήσιμο για το PNC να γνωρίζει πότε ένα DEV θέλει να αναμεταδώσει και επιτρέπει, φυσικά, να διαθέσει τον πόρο αποτελεσματικότερα. Προτεραιότητα δίνεται στην αναμετάδοση των ρευμάτων πάνω από τα νέα ρεύματα, για να αποφευχθούν τα προβλήματα του «μισού μπλοκαρίσματος», όταν DEVs που χρειάζονται δύο hops για να φθάσουν σε έναν προορισμό όπου είναι διατιθέμενοι πόροι μόνο για τον πρώτο hop. Ο αλγόριθμος καθιερώσεων αναμετάδοσης στον παρασκευαστή είναι μια απλοποίηση του αλγορίθμου δρομολόγησης που εξηγείται σε IV. Το κόστος αναμετάδοσης είναι βασισμένο μόνο στην απόσταση και η συνάρτηση κόστους μπορεί να γραφτεί:

$$C(x,z) = [d(x,y)]^2 + [d(y,z)]^2$$

Εφαρμογή παρασκευαστή

Το U.C.A.N. MAC πρωτόκολλο αναπτύσσεται στην πλατφόρμα της Motorola ART. Η εφαρμογή MAC έχει δύο μέρη: το πρώτο αποκαλείται firmware της MAC (MAC

διαχείριση των κρίσιμων λειτουργιών χαμηλού επιπέδου χρόνου. Η MAC H/W ενσωματώνεται στο FPGA. Οι σημαντικότερες χρονικές βασικές λειτουργίες είναι: Η μετάδοση MSDU συμπεριλαμβανομένων των απαραίτητων διαδικασιών που απαιτούνται για να παραδοθεί η σύνδεση MPDU στο PHY, ανίχνευση αναγνωριστικών σημάτων στην πλευρά δεκτών, υποδοχή MPDU και συνδυασμένη μεταφορά για να παραδοθεί το MSDU στο firmware MAC, τον θρυμματισμό και το μη θρυμματισμό, και όλη τη σχετική διαχείριση πλαισίων ελέγχου συμπεριλαμβανομένου του μηχανισμού αναγνώρισης.

Αφ' ετέρου, το firmware MAC είναι υπεύθυνο για τις διοικητικές λειτουργίες της MAC όπως η ένωση, η αποσύνδεση ή ο έλεγχος ισχύος, προετοιμασία MSDU για να διαβιβαστεί και να παραδοθεί στη MAC H/W, προετοιμασία των αιτημάτων για την κατανομή CTA, κατανάλωση του λαμβανόμενου MSDU. Εκτός από αυτό, το PNC είναι επίσης υπεύθυνο για την προετοιμασία και το σχεδιασμό των υπερπλαισίων, και της διαχείρισης piconet.

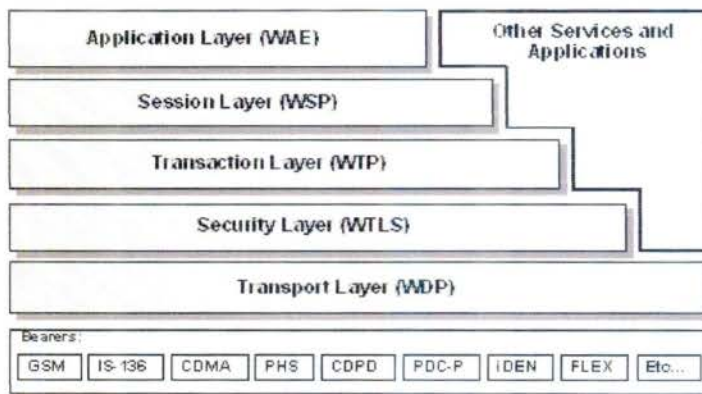
Τα πρωτόκολλα της αρχιτεκτονικής WAP

Πρέπει να σημειωθεί εδώ ότι για να χρησιμοποιηθεί το πρωτόκολλο αυτό απαιτείται «πάντρεμα» uwb και wap τεχνολογίας .

Η αρχιτεκτονική WAP προάγει ένα κλιμακούμενο κι επεκτάσιμο περιβάλλον κατάλληλο για την ανάπτυξη εφαρμογών κι υπηρεσιών που προορίζονται για κινητές ασύρματες συσκευές. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του διαστρωματωμένου σχεδιασμού ολόκληρου του σωρού πρωτοκόλλων που υποστηρίζονται από την αρχιτεκτονική WAP (Σχήμα 1). Καθένα από τα στρώματα της αρχιτεκτονικής είναι προσβάσιμο από τα υπερκείμενα στρώματα, όπως και από άλλες υπηρεσίες κι εφαρμογές.

Προκειμένου να επιτρέψει στους δικτυακούς λειτουργούς και τους κατασκευαστές να αντιμετωπίσουν τις απαιτήσεις της νέας δικτυακής εποχής για εξελιγμένες υπηρεσίες, διαφοροποίηση στην παροχή των υπηρεσιών και γρήγορη/ευέλικτη δημιουργία υπηρεσιών κι εφαρμογών, το WAP Forum προχώρησε στον ορισμό ενός συνόλου πρωτοκόλλων τα οποία αντιστοιχούν στα στρώματα Μεταφοράς (Transport), Ασφάλειας (Security), Συνδιαλλαγής (Transaction), Συνόδου (Session) κι Εφαρμογής (Application). Τα πρωτόκολλα αυτά, αντίστοιχα, είναι: το Wireless Datagram Protocol (WDP), το Wireless

Transport Layer Security (WTLS), το Wireless Transaction Protocol (WTP), το Wireless Session Protocol (WSP) και το Wireless Application Environment (WAE). Όσον αφορά το WAE μπορεί να θεωρηθεί ως ένα γενικού σκοπού περιβάλλον εφαρμογής, το οποίο βασίζεται σε ένα συνδυασμό του World Wide Web (WWW) με διάφορες τεχνολογίες κινητής τηλεφωνίας.



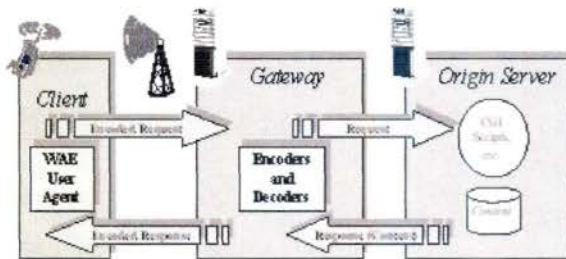
Σχήμα 1. Τα πρωτόκολλα της αρχιτεκτονικής WAP

Το WSP αποτελεί μια οικογένεια πρωτοκόλλων του επιπέδου Συνόδου που εξυπηρετεί απομακρυσμένες λειτουργίες μεταξύ πελατών (clients) κι εξυπηρετητών (servers). Το WSP παρέχει στο υπερκείμενο στρώμα Εφαρμογής μια αξιόπιστη διεπαφή με δύο υπηρεσίες συνόδου: Η πρώτη είναι προσανατολισμένη στην αποκατάσταση συνδέσεων (connection-oriented) και λειτουργεί πάνω από WTP, ενώ η δεύτερη είναι μια ασύνδετη (connectionless) υπηρεσία που λειτουργεί πάνω από ασφαλείς και μη υπηρεσίες μεταφοράς πακέτων.

Το μοντέλο της αρχιτεκτονικής WAP

Το προγραμματιστικό μοντέλο του WAP (Σχήμα 2) είναι συγγενικό με το μοντέλο που υποστηρίζεται από το WWW. Παρέχει αρκετά πλεονεκτήματα και διευκολύνσεις στους σχεδιαστές και τους προγραμματιστές εφαρμογών μεταξύ των οποίων περιλαμβάνονται το φιλικό προγραμματιστικό περιβάλλον, η προτυποποιημένη/σταθερή αρχιτεκτονική και η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης των υπάρχουσών τεχνολογιών κι εργαλείων (π.χ. των Web servers, των εργαλείων της XML, κτλ.). Βελτιστοποιήσεις κι

αρχιτεκτονική και η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης των υπάρχουσών τεχνολογιών κι εργαλείων (π.χ. των Web servers, των εργαλείων της XML, κτλ.). Βελτιστοποιήσεις κι επεκτάσεις έχουν γίνει όπου κρίθηκε αναγκαίο προκειμένου να ικανοποιηθούν οι ιδιαίτερες απαιτήσεις και τα χαρακτηριστικά των ασύρματων περιβαλλόντων. Τα υπάρχοντα πρότυπα υιοθετήθηκαν όπου ήταν δυνατό, ενώ σε άλλες περιπτώσεις χρησιμοποιήθηκαν ως βάση για την τεχνολογία WAP.



Σχήμα 2. Το μοντέλο της αρχιτεκτονικής WAP

Το αρχιτεκτονικό μοντέλο του WAP περιλαμβάνει τις ακόλουθες οντότητες:

- Protocol Gateway – Ο protocol gateway μεταφράζει τις αιτήσεις από το σωρό πρωτοκόλλων του WAP (WSP, WTP, WTLS, and WDP) σε αυτόν του WWW (δηλαδή HTTP και TCP/IP) και αντίστροφα.
- Κωδικοποιητές και Αποκωδικοποιητές Περιεχομένου (Content Encoders και Decode) – Οι κωδικοποιητές περιεχομένου μεταφράζουν το WAP περιεχόμενο σε πιο συμπυκνωμένες κωδικοποιημένες μορφές προκειμένου να περιορίσουν το μέγεθος των δεδομένων που μεταδίδονται μέσω του δικτύου.

Το περιεχόμενο και οι εφαρμογές που προορίζονται για το WAP ορίζονται σε κάποια από τις γνωστές και ευρέως αποδεκτές μορφές περιεχομένου που χρησιμοποιούνται και στο WWW. Ένας μικρό-φυλλομετρητής (micro-browser) στο ασύρματο τερματικό, ανάλογος με τους κοινούς web browsers, ελέγχει τη διεπαφή με το χρήστη (user interface).

ΔΡΟΜΟΛΟΓΗΣΗ ΣΤΑ UWB ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Η φάση επίδειξης του U.C.A.N. δεν θα επιτρέψει την επέκταση ενός μεγάλου αριθμού τερματικών UWB, και κατά συνέπεια η μελέτη δρομολόγησης έχει διεξαχθεί

θεωρητικά και μέσω των προσομοιώσεων. Η έρευνα που διεξήχθη μέσα στο πρόγραμμα U.C.A.N. για τις δρομολογημένες στρατηγικές εστίασε σε δύο κύριες πτυχές:

- Μετρική Δρομολόγηση
- Δρομολογημένος Αλγόριθμος

Ο συνδυασμός αυτών των δύο πτυχών οδηγεί στον πλήρη καθορισμό του πρωτοκόλλου δρομολόγησης. Οι πιθανές λύσεις και για τις δύο έχουν αναπτυχθεί μέσα στο πρόγραμμα U.C.A.N.

Μετρική Δρομολόγηση

Τα παραδοσιακά πρωτόκολλα δρομολόγησης για ειδικά δίκτυα στηρίζονται γενικά στους ορισμούς διαδικασίας (αναζήτηση πορειών, διάδοση πληροφοριών, αποκατάσταση λάθους). Η χαμηλή προσοχή αφιερώνεται στον καθορισμό της μετρικής δρομολόγησης, ο οποίος υποτίθεται ότι συνέπεσε με έναν αριθμό από hops. Λίγες εξαιρέσεις μπορούν να βρεθούν σε αυτήν την δήλωση [10].

Η μετρική δρομολόγηση είναι μια βασική πτυχή για τον καθορισμό της δρομολόγησης του πρωτοκόλλου, δεδομένου ότι επηρεάζει βαθιά την απόδοση πρωτοκόλλου. Στην πραγματικότητα, μια μετρική, που προσαρμόζεται σωστά για τα χαρακτηριστικά του δικτύου, μπορεί να οδηγήσει σε μια βελτιστοποίηση της δρομολόγησης, αυξάνοντας σημαντικά την απόδοση δικτύων.

Στην περίπτωση ενός δικτύου UWB, οι αυστηροί περιορισμοί ισχύος, λόγω των απαιτήσεων συνύπαρξης, οδηγούν στο συμπέρασμα ότι η βασική παράμετρος συστημάτων είναι εκπεμπόμενη δύναμη. Μετά από αυτήν την υπόθεση, μια μετρική καθορίστηκε η οποία ευνοεί μια αποδοτική χρήση ισχύος, αυξάνοντας κατά συνέπεια τις ικανότητες συνύπαρξης [11][12]. Συγχρόνως, άλλες πτυχές, που επηρεάζουν την απόδοση δικτύων, λήφθηκαν υπόψη στο μετρικό καθορισμό. Μερικοί από αυτούς συσχετίζονται με τα ζητήματα φυσικού στρώματος, όπως ο υπεράνω συγχρονισμός και η παρέμβαση πολλών χρηστών, ενώ άλλοι θεωρούν το στρώμα δικτύων, ως μια κοντινή καθυστέρηση, ποιότητα δρομολογίων και εξισορρόπηση κίνησης.

Η μετρική δρομολόγηση είναι βασισμένη στην εισαγωγή μιας πρόσθετης συνάρτησης κόστους συνδέσεων που λαμβάνεται ως το ποσό διάφορων όρων λαμβάνοντας υπόψη τις ανωτέρω πτυχές, με τη γενική μορφή:

$$C(x, y) = C(\text{power}) + C(\text{setup}) + C(\text{interference}) + C(\text{quality}) + C(\text{delay})$$

Το κόστος μιας πορείας επικοινωνίας είναι το ποσό του κόστους από τις συνδέσεις του:

$$C(\text{path}) = \sum C(x, y)$$

$$(x, y) \in \text{path}$$

Γενικά, θα υπάρξουν πολλές πιθανές πορείες επικοινωνίας μεταξύ της πηγής και του προορισμού. Η βασική στρατηγική δρομολόγησης θα επιλέξει την πορεία με το ελάχιστο κόστος. Ας σημειώσουμε ότι ο τρόπος, που μια τέτοια πορεία είναι εξατομικευμένη, θα εξαρτιέται από τη διαδικασία αναζήτησης πορείας, αλλά αυτό όμως δεν έχει επιπτώσεις στον καθορισμό των δαπανών σύνδεσης και πορείας.

Το κόστος μιας σύνδεσης ποικίλλει στο χρόνο και εξαρτάται επίσης από τις παραμέτρους (π.χ., ζητούμενη τιμή) του επινοημένου αιτήματος από τη πηγή τερματικού. Για παράδειγμα, ο όρος ισχύος της συνάρτησης κόστους $C(\text{ισχύς})$ ορίζεται ως:

$$C(\text{power}) = C_l * R(x, y) * d^{\alpha}(x, y)$$

όπου R είναι το ζητούμενο ποσοστό στη σύνδεση, d είναι η απόσταση μεταξύ των δύο τερματικών και α ένας θετικός αριθμός που εξαρτιέται από τα χαρακτηριστικά διάδοσης (συνήθως μεταξύ 2 και 4). Ας σημειώσουμε, ότι ένας τέτοιος καθορισμός είναι βασισμένος στην κυμαινόμενη ικανότητα που προσφέρεται από την τεχνολογία UWB.

Μια απλουστευμένη έκδοση της μετρικής δρομολόγησης που περιγράφεται ανωτέρω θα διαμορφώσει τη βάση της λειτουργίας αναμετάδοσης που περιλαμβάνεται στο βοηθό U.C.A.N. Συγκεκριμένα, μια μετρική βασισμένη στην απόσταση μεταξύ των τερματικών στο *risconet* θα υιοθετηθεί με σκοπό να επιλέξει το αναμεταδιδόμενο τερματικό όταν καμία άμεση συνδετικότητα μεταξύ της πηγής και του προορισμού δεν είναι διαθέσιμη.

Δρομολογημένος Αλγόριθμος

Η επιλογή του δρομολογημένου αλγορίθμου λαμβάνει υπόψη δύο κύρια κριτήρια, μερικώς αντίθετα μεταξύ τους:

- Εκμετάλλευση προσδιορισμού θέσης των πληροφοριών στη δρομολόγηση: η ικανότητα του UWB να παρασχεθούν οι κυμαινόμενες πληροφορίες και, μέσω του διανεμημένου υπολογισμού, να προσδιορίζει πληροφορίες, έχει θεωρηθεί βασική πτυχή για να ληφθεί υπόψη έπειτα στην ανάπτυξη της δρομολόγησης του πρωτοκόλλου. Έτσι, επιλέχθηκε ένα τέτοιο πρωτόκολλο δρομολόγησης ικανό να αξιοποιεί τέτοιες πληροφορίες.
- Ανεξαρτησία της δρομολόγησης από τον προσδιορισμό θέσης: ακόμα κι αν ο προσδιορισμός θέσης μπορεί σημαντικά να βοηθήσει στη δρομολόγηση, στην περίπτωση του δικτύου UWB, τέτοιες πληροφορίες δεν θα είναι πάντα διαθέσιμες: η ανάγκη να χτιστεί ένας αρχικός προσδιορισμός θέσεως βάσης δεδομένων στην οργάνωση δικτύων και πιθανά λάθη και ελλείψεις πληροφοριών, θα προκαλέσουν τελικά όχι μόνο κλιμάκωση αλλά και προσδιορισμό θέσης πληροφοριών που θα είναι μη διαθέσιμη σε μερικά ή σε όλα τα τερματικά. Τέτοια τερματικά πρέπει να είναι ικανά επίσης να καθοδηγούν, ακόμη και χωρίς τα πλεονεκτήματα που προσφέρονται από τον προσδιορισμό θέσης πληροφοριών.

Επιπλέον, έπρεπε να γίνει μια επιλογή μεταξύ του δυναμικού και αντιδραστικού πρωτοκόλλου δρομολόγησης. Τα πρωτόκολλα, ενήμερα για τη θέση που είναι διαθέσιμα στη λογοτεχνία, δείχνουν ότι ο προσδιορισμός θέσεως πληροφοριών, μπορεί να χρησιμοποιείται καλύτερα στην περίπτωση των αντιδραστικών πρωτοκόλλων. Επιπλέον, ακόμα κι αν το μέγεθος δικτύων που προβλέπεται στο πρόγραμμα U.C.A.N. (10-100 τερματικά) είναι αρκετά μικρό για να επιτρέψει στις περισσότερες από τις περιπτώσεις και τις δύο προσεγγίσεις, τα αντιδραστικά πρωτόκολλα προσαρμόζονται καλύτερα στις γρήγορες αλλαγές τοπολογίας που είναι παρούσες στα ειδικά κινητά δίκτυα.

Τέτοιες εκτιμήσεις οδήγησαν στην επιλογή ενός κατόπιν παραγγελίας πρωτοκόλλου δρομολόγησης, στο οποίο ο προσδιορισμός θέσης πληροφοριών αξιοποιείται για να μειώσει σημαντικά τα γενικά έξοδα πρωτοκόλλου, αλλά δεν είναι

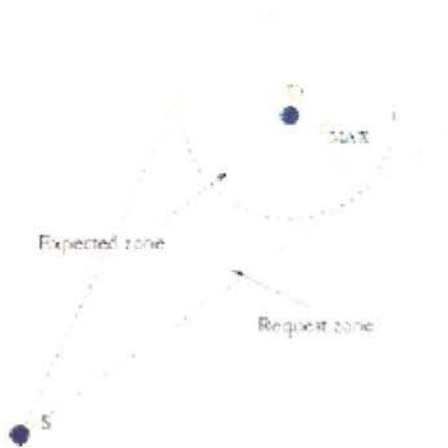
ουσιαστικές για την εκτέλεση τη λειτουργία της δρομολόγησης. Ένα παρόμοιο πρωτόκολλο είναι το πρωτόκολλο Δρομολόγησης Βοήθειας Θέσεως [13][14] που αποτελεί μια ενδιαφέρουσα βάση για το πρωτόκολλο δρομολόγησης που υιοθετείται για το πρόγραμμα U.C.A.N.

Το πρωτόκολλο LAR είναι ένα χαρακτηριστικό κατόπιν παραγγελίας πρωτόκολλο δρομολόγησης. Προκειμένου να βρεθεί μια διαδρομή μεταξύ της πηγής και του τερματικού προορισμού, στηρίζεται σε μια διαδικασία βασισμένη στην *Ανακάλυψη Διαδρομών*.

Το σημαντικότερο μειονέκτημα ενός τέτοιου πρωτοκόλλου είναι ότι αποτελείται από το τεράστιο ποσό δρομολόγησης που δημιουργείται κατά τη διάρκεια των διαδικασιών αναζήτησης πορειών. Η LRA εκμεταλλεύεται τις πληροφορίες θέσης προκειμένου να μειωθεί το ποσό δρομολόγησης των γενικών εξόδων. Στην πραγματικότητα, ανάλογα με τη θέση πηγής και *αναμενόμενης* θέσης προορισμού, μια *ζώνη διαβίβασης* καθορίζεται και μόνο τα τερματικά που βρίσκονται μέσα σε αυτήν την ζώνη επιτρέπονται στα διαβιβάσιμα απαιτούμενα πακέτα κατά τη διάρκεια της διαδικασίας ανακαλύψεων διαδρομών.

Προκειμένου να βελτιστοποιηθεί το αρχικό πρωτόκολλο και να το προσαρμόσουν στο σενάριο U.C.A.N., απαιτήθηκαν δύο κύριες τροποποιήσεις:

- Στον LAR, ένα ενδιάμεσο τερματικό διαβιβάζει μόνο το πρώτο πακέτο αιτήματος διαδρομών που παραλαμβάνεται για κάθε αίτημα σύνδεσης. Εάν, η μετρική δρομολόγηση δεν είναι κανένας αριθμός από hops, μια τέτοια στρατηγική αποστολής θα απέρριπτε γενικά τα πακέτα που ταξιδεύουν πέρα από τις πορείες με χαμηλότερο κόστος από το πρώτο. Στο U.C.A.N., τα ενδιάμεσα τερματικά επιτρέπονται για να διαβιβάσουν περισσότερα από ένα πακέτα σχετικά με το ίδιο αίτημα.
- Προκειμένου να περιοριστούν όσο το δυνατόν περισσότερο οι εκπομπές ισχύος, μια βελτιστοποιημένη κωνική ζώνη αιτήματος επιλέχτηκε, η οποία εγγυάται το χαμηλότερο αριθμό εκπεμπόμενων πακέτων αιτημάτων διαδρομών κατά τη διάρκεια μιας διαδικασίας ανακαλύψεων διαδρομών. Το σχήμα Π5 παρουσιάζει ένα παράδειγμα κωνικής ζώνης αιτήματος.



Σχήμα Π5.Μορφοποιημενο-σχήμα request zone σε LAR.

Αποδείχθηκε, ότι η προσαρμογή των προτύπων του 802.15.3 για 2.4GHz περιορισμένης ζώνης WPAN, απαιτήσε μόνο ελάχιστες αλλαγές για να αντιμετωπίσει UWB - PHY. Επιπλέον, το στρώμα MAC μπορεί να ενισχυθεί με την προσθήκη μιας λειτουργίας χαμηλού επιπέδου αναμετάδοσης και χρησιμοποίηση της κυμαινόμενης ικανότητας UWB. Επίσης, δόθηκαν μερικοί υψαινιγμοί για την εφαρμογή της MAC. Τέλος, οι αρχές του πρωτοκόλλου για τη βοήθεια θέσης δρομολόγησης προέκυψαν ενώ εξηγήθηκε η βελτιστοποίησή του για τα σενάρια U.C.A.N.

3. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΡΟΥΠΟΘΕΣΕΙΣ ΑΝΑΠΤΥΞΗΣ ΤΟΥ UWB.

3.1 ΦΑΣΜΑΤΙΚΗ ΕΥΕΛΙΞΙΑ ΜΙΑ ΠΡΟΥΠΟΘΕΣΗ ΣΤΗΝ ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΠΡΟΤΩΚΟΛΛΩΝ UWB

Φασματική ευελιξία στα σχέδια των UWB συστημάτων επικοινωνιών

Τα ακριβή όρια ισχύος της ραδιοσυχνότητας πρέπει να είναι αποδεκτά από τις ultra-ευρείας ζώνης (UWB) συσκευές που λειτουργούν σε διαφορετικό φυσικό περιβάλλον. Εξω από τις ΗΠΑ, τα όρια της ρυθμιστικής δύναμης δεν έχουν τεθεί ακόμα αλλά είναι δυνατό να απαιτηθούν οι UWB συσκευές να προσαρμόσουν διαφορετικές φασματικές μάσκες εκπομπής. Επιπλέον, μια UWB συσκευή πρέπει να δεχτεί όλη την παρεμβολή της ραδιοσυχνότητας (RFI) που λαμβάνεται τόσο από τις αρχικές εξουσιοδοτημένες συσκευές αλλά και από τις συσκευές χωρίς εξουσιοδότηση. Αυτές οι απαιτήσεις αυξάνουν την ανάγκη για τη φασματική ευελιξία και την ανθεκτικότητα που δεν παρέχονται από τις μέχρι προσφάτως συσκευές, οι οποίες λειτουργούν χωρίς εξουσιοδότηση και ρυθμιστικούς κανόνες. Συνεπώς, μια ιδανική UWB συσκευή πρέπει να περιλαμβάνει τα μέσα για να αλλάζει τα χαρακτηριστικά της ισχύος σε σχέση με τη συχνότητα ώστε να είναι σε συμφωνία με ενδεχομένως διαφορετικές γεωγραφικές ρυθμιστικές απαιτήσεις. Επίσης πρέπει να περιλαμβάνει τα μέσα για αποτελεσματική δοσοληψία τόσο με στατικό όσο και με δυναμικό RFI. Όταν συγκρίνονται οι τεχνικές κατάστασης προόδου για τη εφαρμογή UWB συστημάτων επικοινωνιών, πρέπει πρώτα να αξιολογηθούν οι ακόλουθες εκτιμήσεις. Κατ' αρχάς, τι είναι πολυπλοκότητα εφαρμογής και ποιο είναι το αντίστοιχο κόστος συστημάτων; Δεύτερον, ποιο είναι το υπονοούμενο (inherent) σύστημα το οποίο είναι ικανό να απορρίψει την RFI και το οποίο θα υποβιβάσει την απόδοση των συστημάτων επικοινωνιών; Στο ακόλουθο κείμενο παρουσιάζονται τεκμηριωμένα γεγονότα που οδηγούν σε ένα μόνο συμπέρασμα. Αυτό το συμπέρασμα είναι ορθό όταν τα UWB συστήματα επικοινωνιών είναι βασισμένα στο πραγματικό ράδιο παλμού, παρά στα συστήματα που είναι βασισμένα στις παλόμενες τεχνικές υποζωνών. Τα ραδιο συστήματα παλμού είναι λιγότερο δαπανηρά και λιγότερο σύνθετα στην εφαρμογή τους, έχουν γενικά καλύτερη απόρριψη και ανοχή RFI, και είναι περισσότερο εύκαμπτα όσον αφορά την προσαρμογή των διαφορετικών φασματικών μασκών εκπομπής.

Η φασματική ευελιξία έχει προσδιοριστεί σαν ένα χαρακτηριστικό που θα παράσχει μεγάλη απόδοση στην παρουσία παρεμβολών περιορισμένης ζώνης, και επίσης θα επιτρέψει τη λειτουργία σε περιοχές που έχουν ρυθμιστεί διαφορετικά, αφού μόνο στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής ισχύουν οι κανονισμοί για σήμερα και προβλέπεται η

επεκτασή τους. Σε διάφορες προτάσεις που έγιναν πριν από την ομάδα της IEEE 802.15.α, (βλ. π.χ. [1] [2], και [3]) η "φασματική ευελιξία" εξετάζεται απο τρεις διαφορετικές πλευρές. Αυτό το έγγραφο επιδιώκει να εξετάσει κάθε πλευρά ανεξάρτητα από την άλλη παραθέτωντας κάθε τελικό αποτέλεσμα για την καλύτερη σαφήνεια της διαδικασίας. Οι πρώτες μελέτες ασχολήθηκαν αυστηρά με το πόσο μπορούν να επεκταθούν οι προτεινόμενες εφαρμογές και κατά ποσο μπορούν να ελίσσονται σε διαφορετικούς κανονισμούς. Με άλλα λόγια, πόσο εύκολα μπορούν άλλοι να αλλάξουν τα φασματικά χαρακτηριστικά τους για ρυθμιστικούς λόγους, και ποιοι είναι οι ρυθμιστικοί περιορισμοί; Στην πρώτη περίπτωση η μελέτη δεν ασχολείται με το δέκτη αλλά ασχολείται με τους κανονισμούς και τις συσκευές αποστολής σημάτων. Για παράδειγμα ας υποθέσουμε, ότι σε μερικά χρόνια από τώρα προστίθεται FCC 10,6 – 24 GHz στο φάσμα που διατίθεται για UWB. Μπορούν οι αρχιτεκτονικές της UWB να επεκταθούν εύκολα, (δηλ. χωρίς αλλαγή της MAC ή σταματώντας τη συμβατότητα), να ανταποκριθούν στο νέο διατιθέμενο φάσμα;

Η δεύτερη πλευρά εξετάζει την απόδοση των προτεινόμενων εφαρμογών εάν είναι κατάλληλες δηλαδή στην παρουσία των παρεμβολών ραδιοσυχνότητας (RFI) στο δέκτη. Με άλλα λόγια, πόσο καλά μπορούν να χωριστούν οι UWB κυματομορφές από τις παρεμβολές στενής ζώνης (NBI). Σ' αυτή την περίπτωση δηλαδή ασχολούμαστε με το δέκτη και δεν έχει καμία σχέση με κανονισμούς ή μεταδόσεις.

Στην τρίτη περίπτωση εξετάζεται η δυνατότητα των UWB αρχιτεκτονικών που συνδυάζονται με άλλες ασύρματες συσκευές. Ενώ και οι τρεις από αυτές τις εκτιμήσεις καθορίζονται από την UWB κυματομορφή και από το υλικό που απαιτείται για να παράγουμε και να λάβουμε αυτήν την κυματομορφή, είναι, εν τούτοις, ανεξάρτητα ζητήματα που αντιμετωπίζονται καλύτερα χωριστά.

Αυτό το έγγραφο αξιολογεί και συγκρίνει προσεγγίσεις που είναι βασισμένες σε μονο-pulse διαμόρφωση. Για το σκοπό αυτού του εγγράφου ο όρος μονο-pulse διαμόρφωση αναφέρεται στην κωδικοποίηση των στοιχείων σε απλούς παλμούς που καλύπτουν ολόκληρες τις ζώνες, σε αντιδιαστολή με την κωδικοποίηση των στοιχείων από τις παλόμενες υποζώνες. Ένα παράδειγμα μονο-pulse διαμόρφωσης θα ήταν η DSSS διαμόρφωση (Direct Sequence Spread Spectrum) όπου τα σύμβολα είναι φτιαγμένα από κωδικοποιημένη ακολουθία παλμών μεταφερόμενων N-bits ανα σύμβολο μέσω (M-BOK, m-ary bi-orthogonal keying) όπου το M-BOK γίνεται μέσω διαφορετικών κωδικοποιημένων ακολουθιών. Ένα άλλο παράδειγμα θα ήταν οι προσαρμοζόμενης – ζώνης διφασικοί κωδικοποιημένοι παλμοί που χρησιμοποιούν τη θέση του παλμού για

MBOK(PP-MBOK). Η ανάλυση δείχνει εκείνη την monopulse διαμόρφωση που παρέχει μια καλύτερη ισορροπία της φασματικής ευελιξίας με χαμηλή πολυπλοκότητα και η οποία είναι καλή στη αντιμετώπιση αυτών των προβλημάτων.

Φασματική ευελιξία για τη σφαιρική ρυθμιστική συμμόρφωση

Η FCC έχει κανονίσει να επιτρέψει τις UWB φορητές συσκευές για επικοινωνίες με μια ομοίμορφη δύναμη φασματικής πυκνότητας να κυμαίνεται από 3.1-10.6 GHz. Αναμένεται ότι οι κανονισμοί που θα τεθούν από άλλους οργανισμούς θα εναρμονιστούν με εκείνους της FCC. Εν τούτοις, τα μέσα προτείνονται για να διευθυνσεοδοτήσουν πιθανές περιπτώσεις όπου άλλες χώρες υιοθετούν τροποποιημένες απαιτήσεις εκπομπής, ή όπου επιτρεπόμενες ζώνες προστίθενται στο μέλλον.

Οι pulsed-sub-band προσεγγίσεις μπορούν να συμμορφωθούν φορτώνοντας συσκευές με τις προγραμματισμένες εκ των πρότερων ζώνες συχνοτήτων turned off. Η μέθοδος turning off της ζώνης συχνοτήτων, εντούτοις, μειώνει σημαντικά τη ραδιο απόδοση. Καταλήγουμε σ' αυτό το συμπέρασμα από δύο γεγονότα. Κατ' αρχάς, ο συντονισμός έχει 500 MHz coarse granularity εύρους ζώνης. Δεύτερον, η μέθοδος turning off της ζώνης συχνοτήτων έχει σημαντικές επιπτώσεις στην απόδοση της διαμόρφωσης. Το τελευταίο σχετίζεται με το ότι υπάρχουν πολύ λίγες διαθέσιμες hop συχνοτήτες ιδίως αν θεωρήσουμε ότι εγγυούνται συγκρούσεις με πολλαπλές διαδρομές και με άλλα χρονικά επικαλυπτόμενα piconets ακόμα κι αν όλα είναι turned on.

Η monopulse UWB (όπως πολλαπλής ζώνης DSSS – UWB ή η προσαρμοστικής-ζώνης συχνοτήτων PP - MBOK) μπορεί να συμμορφωθεί φορτώνοντας προγραμματισμένες εκ των πρότερων κυματομορφές που συναντούν τους κανονισμούς φάσματος. Οι αλλαγές κυματομορφών μπορούν να μειώσουν τη ραδιο απόδοση αλλά η αρχιτεκτονική τείνει να ελαχιστοποιήσει τη μείωση. Σ' αυτό το συμπέρασμα οδηγούμαστε πλήρως από το γεγονός ότι η συχνότητα-συντονισμός μπορεί να γίνει σε μία κλίμακα και με ελάχιστη επιρροή στην απόδοση της διαμόρφωσης — ιδιαίτερα όταν η απόδοση πρέπει να είναι στα πλαίσια της απαίτησης να υποστηριχθούν το πολλαπλάσια χρονικά επικαλυπτόμενα piconets σε πολλαπλές διαδρομές.

Φασματική ευελιξία για τόν μετριασμό της παρεμβολής σε περιορισμένες ζώνες

Η παρεμβολή ραδιοσυχνότητας (RFI) από τις περιορισμένες ζώνες σε συχνότητα πηγές εμπίπτει σε τρεις κατηγορίες: ήπια, μέτρια, και αυστηρή. Και στις τρεις περιπτώσεις τα σχέδια που βασίζονται σε μονο-pulse UWB δείχνουν να έχουν το πλεονέκτημα στην απόδοση και την πολυπλοκότητα.

Στο ήπιο RFI, το σήμα στην παρέμβαση (SIR) είναι μέσα στο περιθώριο σχεδίου του συστήματος. Η πρόσθετη επεξεργασία του κέρδους στις ευρείες παρακείμενες ζώνες συχνοτήτων δίνει περισσότερο περιθώριο σχεδίου σε DSSS – UWB και τα PP- MBOK.

Στο μέτριο RFI, η μονο-pulse - uwb έχει το πλεονέκτημα πάλι. Η επιθυμητή λύση πρέπει να καλύψει τρεις απαιτήσεις ταυτόχρονα: (1) να ενεργοποιήσει 4 ασυντόνιστα χρονικά επικαλύπτομενα δίκτυα (ένα επιθυμητό, τα άλλα να παρεμβαίνουν) (2) να λειτουργήσουν όλα αυτά σε ένα πραγματικό περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών και (3) να χειριστούν ένα NBI όπως μια φτιαχτή ανταπόκριση από ένα ασύρματο τηλέφωνο. Για να καλυφτούν όλες οι απαιτήσεις ταυτόχρονα, τα παλόμενα συστήματα υποζωνών θα υποστούν σημαντική υποβάθμιση. Όταν το NBI είναι αντιμετωπίσιμο, μια ή περισσότερες ζώνες πρέπει "να κλειστούν (turned off)." Αλλά αυτός ο συντονισμός turning off ζωνών συχνοτήτων συμβαίνει μέσα στο πλαίσιο της υποστήριξης χρονικά επικαλυπτόμενων riconets σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών. Η ανάκληση αυτών των τριών απαιτούμενων χρονικά επικαλύπτομενων riconet εγγυάται συγκρούσεις σε τρεις ζώνες συχνοτήτων ακόμη και χωρίς πολλαπλές διαδρομές. Επομένως, η μέθοδος turning off ζώνης συχνοτήτων πραγματοποιείται όταν είναι ένα υψηλό ποσοστό των ζωνών ήδη υφίσταται τις συγκρούσεις. Το FEC δεν είναι αρκετά γερό να χειριστεί την απώλεια 4 + ζωνών από τις 7 ή τις 8 ζώνες συχνοτήτων.

Αν εναντιωθούμε στη σοβαρή μείωση απόδοσης που γίνεται από τα παλόμενα συστήματα υποζωνών, ψηφιακές τεχνικές επεξεργασίας σήματος (DSP) δίνουν στις περισσότερες μονο-pulse – UWB προσεγγίσεις ένα πρόσθετο πλεονέκτημα > 10dB σχετικά με το ήδη ανώτερο περιθώριο από την ήπια-παρέμβολή τους, όμως με καμία ουσιαστικά μείωση απόδοσης. Ενώ αυτή η ικανότητα DSP είναι ένα έξαφνο αποτέλεσμα για μερικούς ερευνητές στις επικοινωνίες UWB, υποστηρίζεται από μία ποικιλία καλά αναπτυγμένων και κατανοητών τεχνικών.

Το αυστηρό RFI είναι ένα ζήτημα που αντιμετωπίζεται από όλα τα UWB συστήματα αφού διαποτίζει ένα μη προστατευμένο front-end δεκτών.

Εν τούτοις, η monopulse - uwb έχει το πλεονέκτημα πάλι. Επειδή ένα φίλτρο εγκοπών μπορεί να είναι "σχετικά (στενό) narrow" σε σχέση με την πλήρη- ζώνη συχνοτήτων των monopulse – UWB συστημάτων, τα front-end φίλτρα εγκοπών μπορούν να γίνουν με λίγο επίδραση στη ραδιο απόδοση. Επειδή το ίδιο φίλτρο εγκοπών δεν είναι είναι "σχετικά (στενό) narrow" σε μια ευρεία υποζώνη των 500 MHz, η απόδοση της υποζώνης μπορεί να είναι σημαντικά υποβιβασμένη, αναγκάζοντας έτσι αποτελεσματικά την υποζώνη "να κλεισθεί" (turned off).

Φασματική ευελιξία για τη σφαιρική ρυθμιστική συμμόρφωση

Οι κατασκευαστές πρέπει να σχεδιάσουν τις UWB συσκευές τους έτσι ώστε μπορούν να λειτουργήσουν ενδεχομένως σε διαφορετικές ρυθμιστικές περιοχές που μπορούν να έχουν διαφορετικές φασματικές απαιτήσεις εκπομπής, αφού σήμερα, οι κανονισμοί υπάρχουν μόνο στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής.

Αυτή η απαίτηση οδηγεί σε δύο σημαντικά συμπεράσματα:

- Κατ' αρχάς, οποιαδήποτε ευελιξία παραπάνω από αυτήν που απαιτείται για να συναντήσει τους συγκεκριμένους κανονισμούς στο χρόνο που απαιτείται για την κατασκευή από ρυθμιστική άποψη, και είναι πιθανό να μειώσει την απόδοση σε μερικούς από τους δυναμικούς τρόπους, καθώς επίσης να προσθέσει περιττό κόστος ή και κατανάλωση ισχύος.
- Δεύτερον, ο καλύτερος τρόπος να παρασχεθεί η φασματική ευελιξία είναι με έναν τρόπο που ελαχιστοποιεί την επιρροή στην απόδοση συστημάτων.

Η τεχνική ανάλυση δείχνει ότι τα παραπάνω συμπεράσματα μπορούν να ολοκληρωθούν καλύτερα σχεδιάζοντας έτσι το σύστημα ώστε να χρησιμοποιεί ευρύτερο contiguous coherent εύρος ζώνης, το οποίο είναι δυνατό. Αυτό το συμπέρασμα προκύπτει από δύο γεγονότα.

Καταρχήν είναι γνωστό ότι το ευρύτερο coherent εύρος ζώνης επιτρέπει στα συστήματα να χρησιμοποιήσει τον καλύτερο συνδυασμό από τα αποτελέσματα διάδοσης και διείσδυσης UWB, συμπεριλαμβανομένης της ελάχιστης πολλαπλών διαδρομών εξασθένισης με μέγιστο χρόνο και πολλαπλών διαδρομών διακριτική ικανότητα. Τελικά, εκμεταλλευόμενοι αυτή την φυσική οδηγεί στην πιο καλή ποιότητα της υπηρεσίας για τους χρήστες. Δεύτερον, με ο,τιδήποτε τρόπο ένας κανονισμός περιορίζει τις εκπομπές σε μια χώρα, το σύστημα UWB θα μεγιστοποιήσει την απόδοσή του με συνοχή γεμίζοντας

αυτήν την διαθέσιμη κατανομή κατά το μεγαλύτερο μέρος. Αυτή η πλήρωση μεγιστοποιεί το μέσο όρο της διαβιβασθείσας δύναμης και αξιοποιεί περισσότερο μέρος των οφελών από τη διάδοση της UWB —χρησιμοποιώντας ένα ευρύ contiguous coherent εύρος ζώνης. Σαφώς, το χαμηλότερο κόστος και το αποτέλεσμα της υψηλότερης απόδοσης θα εμφανιζόταν εάν τα ρυθμιστικά πρότυπα ήταν τα ίδια σε όλο τον κόσμο. Λόγω έλλειψης τέτοιων προτύπων εναρμόνισης, οι κατασκευαστές θα μπορούσαν, παραδείγματος χάριν, να δημιουργήσουν συσκευές που προγραμματίστηκαν για μια ζώνη. Για παράδειγμα, το (3.1-4.9 GHz) να χρησιμοποιείται για την πώληση του σε μια χώρα, και οι ίδιες συσκευές που προγραμματίστηκαν για την υψηλή επικάλυψη της ζώνης συχνοτήτων (παραδείγματος χάριν 3.1-5.1 GHz) για την πώληση σε μια διαφορετική χώρα.

Για παράδειγμα, ας υποθέσουμε ότι ένας κανονισμός ήταν να παράσχει για μια ευρεία λειτουργούσα ζώνη συχνοτήτων, αλλά με το α να στενεύει την εγκοπή στη μέση του για να προστατεύσει τον υπάρχοντα χρήστη φάσματος. Σε αυτήν την περίπτωση, το UWB σύστημα θα έπρεπε ιδανικά να προστατεύσει τη χαραγμένη ζώνη συχνοτήτων χρησιμοποιώντας παλμούς -διαμόρφωσης ή φιλτράροντας τη συσκευή αποστολής σημάτων για να ελαχιστοποιήσει το χαμένο φάσμα. Κάνοντας αυτό με την ελάχιστη επίδραση στην απόδοση και στην αποδοτικότητα διαμόρφωσης, πρόκειται να χρησιμοποιήσει την ευρύτερη παρακείμενη ζώνη έτσι ώστε η εγκοπή να αποτελεί πολύ μικρό ποσοστό ολόκληρης της ζώνης.

Ενα άλλο παράδειγμα, ας υποθέσουμε ότι μερικά χρόνια από τώρα, οι ρυθμιστικές αντιπροσωπείες προσθέτουν 10,6 – 24 GHz στο φάσμα που διατίθεται για UWB. Η αρχιτεκτονική συστημάτων UWB θα έπρεπε να περιλάβει το πρόσφατα διατιθέμενο φάσμα ως φυσική επέκταση σε αυτό που ήδη υπάρχει χωρίς αλλαγή της MAC ή χωρίς να σταματήσει την backward συμβατότητα.

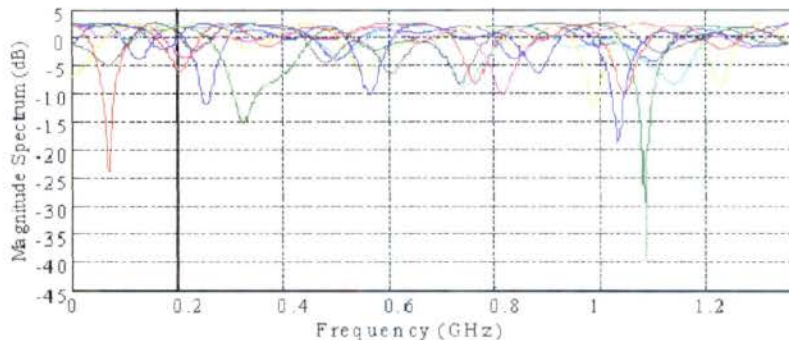
Τα προτεινόμενα συστήματα UWB που είναι βασισμένα σε monopulse - UWB κάνουν ακριβώς αυτά τα πράγματα. Κατ' αρχάς, παρέχουν την ευελιξία λεπτής (fine)-κλίμακας στην κεντρική συχνότητα και εύρος ζώνης αυτών των ζωνών συχνοτήτων ώστε ακριβώς να συμπίπτει ή να διαφέρει από τους μεταβαλλόμενους κανονισμούς (βλ. παραδείγματος χάριν, [1] και [2]). Δεύτερον, σαν αποτέλεσμα, λειτουργούν στις ευρύτερες coherent ζώνες συχνοτήτων που είναι σύμφωνες με τους κανονισμούς. Αυτό τους αφήνει να μπορέσουν να κρατήσουν το πιο μεγάλο όφελος από τη διάδοση της UWB.

Τρίτον, είναι επεκτεινόμενοι. Η συχνότητα και το εύρος ζώνης των ζωνών συχνοτήτων μπορούν απλά να είναι μέρος του "κώδικα" που ορίζεται σε ένα piconet. Η

προσθήκη μιας ζώνης συχνοτήτων 10,6-24 GHz, παραδείγματος χάριν, είναι μια απλή και φυσική επέκταση στην υπάρχουσα αρχιτεκτονική. Η MAC χειρίζεται την αλλαγή απλά με το να ορίζει αυτήν την νέα ζώνη σε έναν ήδη υπάρχοντα τομέα στη MAC ο οποίος ήδη ενισχύει τις ζώνες συχνοτήτων που διατίθενται σήμερα. Το PHY χειρίζεται αυτήν την σημαντική ρυθμιστική αλλαγή κάνοντας προσθήκη των απαραίτητων στοιχείων κυκλώματος συσκευών αποστολής σημάτων και δεκτών ώστε να υποστηρίζουν το κατά 50% πρόσθετο εύρος ζώνης της UWB ζώνης συχνοτήτων.

Τέταρτο, οι κώδικες που χρησιμοποιούν τα συστήματα DSSS μπορούν να επιλεγτούν για να δώσουν τις φασματικές εγκοπές. Ενώ οι κανονισμοί που αναγκάζουν αυτόν τον πρόσθετο περιορισμό σε οποιοδήποτε σύστημα UWB δεν θα έπρεπε να είναι ευπρόσδεκτοι, το σύστημα DSSS παρέχει έναν μηχανισμό που επιτρέπει την πραγματοποίησή του, όμως με λίγη επιρροή στην απόδοση συστημάτων. Το παραπάνω απεικονίζεται στο σχήμα 1 με μια πλοκή πλεονάσματος οκτώ διαφορετικών φασμάτων κώδικα.

Στο **σχήμα 3** επίσης παρουσιάζεται η ίδια επιρροή σε 32 κώδικες. Εναλλακτικές μονοpulse-UWB προσεγγίσεις εγκοπών δίνονται στο [2].



Σχήμα 1. Πλοκή οκτώ φασμάτων κώδικα για να απεικονισθούν οι εγκοπές του φάσματος από τους κώδικες. Στον οριζόντιο άξονα απεικονίζεται η συχνότητα που είναι σχετική με την κεντρική συχνότητα ζώνης. Στον κάθετο άξονα απεικονίζεται το PSD σε σχέση με το συνολικό μέσο όρο του PSD.

Σε αντίθεση, τα προτεινόμενα συστήματα UWB που είναι βασισμένα σε προσεγγίσεις σε σχέση με τον παλόμενο λυκίσκο συχνότητας υποζωνών, δεν έχουν κανένα από τα ανωτέρω τέσσερα χαρακτηριστικά γνωρίσματα. Κατ' αρχάς, έχουν σχετικά χονδροειδή 500 έως 700 MHz granularity στις ρυθμίσεις εύρους ζώνης τους. Δεύτερον, σαν αποτέλεσμα, δεν μπορούν να λάβουν όλο το εύρος ζώνης ή το πλήρες εύρος ζώνης που οι κανονισμοί επιτρέπουν. Έτσι δεν είναι ακριβώς κατάλληλα να λάβουν τα οφέλη διάδοσης της UWB. Τρίτον, σχετικά με τις επεκτεινόμενες νέες ζώνες συχνότητων, και οι δύο προσεγγίσεις θα το επιθυμούσαν αυτό, υποθέτοντας ότι και οι δύο θα πρόσθεταν τη νέα ζώνη σαν μια ουσιαστικά ξεχωριστή οντότητα. Το κλειδί γι' αυτό το ζήτημα είναι ότι ο σχεδιασμός και η ανάλυση υποζωνών συχνότητων πρέπει να λάβουν υπόψη ότι οι οπές της κεραίας στις υψηλότερες συχνότητες θα είχαν σαν αποτέλεσμα το SNR σε υποζώνες συχνότητων από 10,6 έως 24 GHz να συνδυαστεί, πολύ κακώς, με το SNR σε υποζώνες από 3,1-5 GHz ζώνης συχνότητων.

Τέταρτο, οι φασματικές εγκοπές αποτελούνται από μια ελλειπή ζώνη συχνότητων και είναι πολύ ευρείες "εγκοπές." Αυτές οι εγκοπές έχουν σοβαρές επιπτώσεις στη ραδιο απόδοση. Η επίδραση της απόδοσης συμβαίνει επειδή το διάστημα ή ο αστερισμός διαμόρφωσης (δηλ. ο αριθμός διαθέσιμων συχνότητων λυκίσκου) μειώνεται. Αυτή η μείωση δεν έχει μόνο επιπτώσεις στη διάταξη/το ποσοστό των συμβόλων, αλλά έχει και επιπτώσεις στη δυνατότητα του ραδιοφώνου να εργαστεί σε πολλαπλές διαδρομές και να γίνει δυνατή η απόδοση πολλών χρηστών. Έτσι υπάρχουν 3 εγγυημένες συγκρούσεις υποζωνών από τους πολλαπλάσιους χρήστες, μειώνοντας ακόμη περισσότερο μια υποζώνη να τείνει να είναι καταστροφική, υποβάλλοντας έτσι το FEC ώστε να μην μπορεί να ανακτήσει τα στοιχεία. Το καθαρό αποτέλεσμα είναι οι χρονικά επικαλύπτομενες risonet αποστάσεις χωρισμού να πρέπει να αυξηθούν σημαντικά και στον ίδιο χρόνο, τα στοιχεία να μειώνονται.

Συνοψίζοντας, η FCC έχει εκδώσει κανόνες ώστε να επιτρέψει στις UWB φορητές συσκευές να επικοινωνούν με μια ομοιόμορφη φασματική πυκνότητα δύναμης στη διάταξη των 3.1-10.6 GHz. Αναμένεται ότι οι κανονισμοί που θα τεθούν από άλλες περιοχές θα εναρμονιστούν με εκείνους της FCC. Σε περίπτωση που άλλες χώρες τροποποιήσουν τις απαιτήσεις εκπομπής, ή αν οι επιτρεπόμενες ζώνες αλλάξουν ή διευρυνθούν, θα ήταν προς συμφέρον της αρχιτεκτονικής ώστε να έχει την ευελιξία να μπορεί εύκολα να προσαρμοστεί σε αυτούς. Οι παλόμενες προσεγγίσεις υποζωνών μπορούν να συμμορφωθούν με το φόρτωμα (shipping) των συσκευών προγραμματίζοντας εκ των πρότερων ζώνες που κλείνονται (turned off).

Αυτή η προσέγγιση, εντούτοις, μειώνει σημαντικά τη ραδιο απόδοση, δεδομένου ότι πρέπει ταυτόχρονα να υποστηρίζεται η χρονική επικάλυψη riconets υψηλών πολλαπλών διαδρομών. Η Monopulse -UWB μπορεί να συμμορφωθεί φορτώνοντας συσκευές με τις εκ των πρότερων προγραμματισμένες κυματομορφές σύμφωνα με τους κανονισμούς φάσματος. Αλλαγές κυματομορφών με μειωμένο φάσμα είναι δυνατό να μειώσουν τη ραδιο απόδοση αλλά οι monopulse αρχιτεκτονικές τείνουν να ελαχιστοποιήσουν τη μείωση απόδοσης.

Φασματική ευελιξία για RFI/NBI απόρριψη

Το RFI εμπίπτει σε τρεις κατηγορίες: ήπια, μέτρια, και αυστηρή. Στο ήπιο RFI, η παρεμβολή του σήματος (SIR) είναι μέσα στο περιθώριο σχεδίου του συστήματος. Στο μέτριο RFI, η παρεμβολή του σήματος SIR υπερβαίνει τα περιθώρια του σχεδίου αλλά το front-end δεν διαποτίζεται. Στο αυστηρό RFI η παρέμβολή διαποτίζεται με μη προστατευμένο front-end. Το αυστηρό RFI είναι μια κοινή πρόκληση για όλες τις UWB λύσεις. Αυτό έχει αναγνωριστεί και στις Monopulse -UWB προτάσεις (π.χ. [1] ..2)), και στις προτάσεις των παλόμενων υποζώνων (π.χ. [3]). Παρακάτω θα εξετάσουμε κάθε μια από αυτές τις περιπτώσεις.

Η διαδικασία ανάλυσης που χρησιμοποιείται για να υπολογιστεί η απόρριψη της παρεμβολής DSSS εναντίον της παλόμενης υποζώνης απεικονίζεται στο διάγραμμα που παρουσιάζεται στο σχήμα 2. Εδώ, και τα δύο συστήματα είναι ομαλοποιημένα στο ίδιο PSD όπως μετρείται από τα ρυθμιστικά πρότυπα. Ομοίως, και τα δύο συστήματα "φράσσονται" από το ίδιο περιορισμένης ζώνης σήμα. Υποθέτουμε ότι και τα δύο συστήματα χρησιμοποιούν αντίστοιχα ένα ιδανικό φίλτρο. Για το DSSS σύστημα, το αντίστοιχο φίλτρο περιλαμβάνει και τον κώδικα και τη μορφή παλμού. Για να συγκρίνουμε την απόδοση, αξιολογούμε το RMS SIR στην έξοδο του φίλτρου. Το RMS SIR είναι υπολογισμένο με τη λήψη του RMS του SIR από μια ομοιόμορφη διανομή των φάσεων της παρέμβολής³

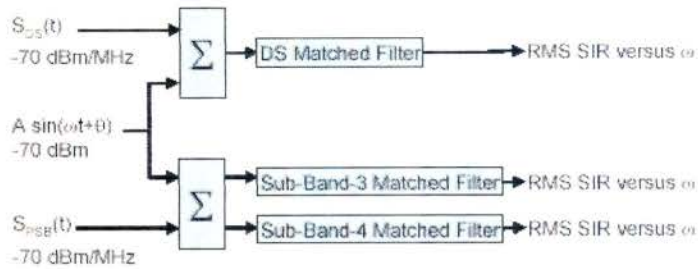
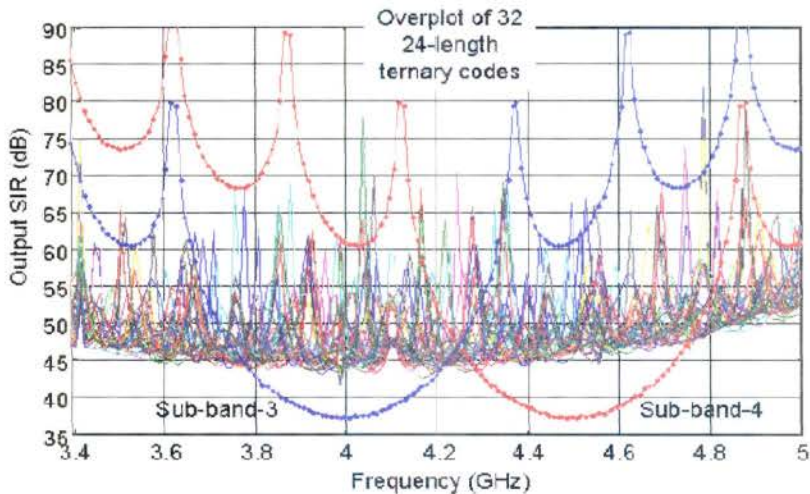


Figure 2 Methodology used to compute the interference rejection shown in Figure 3.

Το DSSS – UWB σύστημα μπορεί να αντέξει περισσότερο RFI προτού κινηθεί από την "ήπια" κατηγορία προς την "μέτρια" κατηγορία. Αυτό το αποτέλεσμα συμβαίνει επειδή η DSSS – UWB αρχίζει με κώδικα ο οποίος επεξεργάζεται περισσότερο το κέρδος –6 DB σε 3.1-5.1 GHz DSSS – UWB ζώνης συχνοτήτων σε σχέση με τις υποζώνες των 500 MHz, και 9 DB περισσότερο σε 6-10.6 GHz DSSS – UWB ζώνης συχνοτήτων. Το σχήμα 3 παρουσιάζει RMS SIR σαν μια λειτουργία της συχνότητας του NBI για DSSS – UWB και τις προσεγγίσεις των παλόμενων υποζωνών. Το overplot των 32 καμπυλών παρουσιάζει τα αποτελέσματα των 32 τριαδικών κωδικών μήκους 24 που προτείνονται για DSSS – UWB. Οι άλλες δύο καμπύλες παρουσιάζουν την ίδια ανάλυση για δύο παρακείμενες 500 MHz παλόμενων υποζωνών χρησιμοποιώντας το μισό του ημιτόνου στους παλμούς.



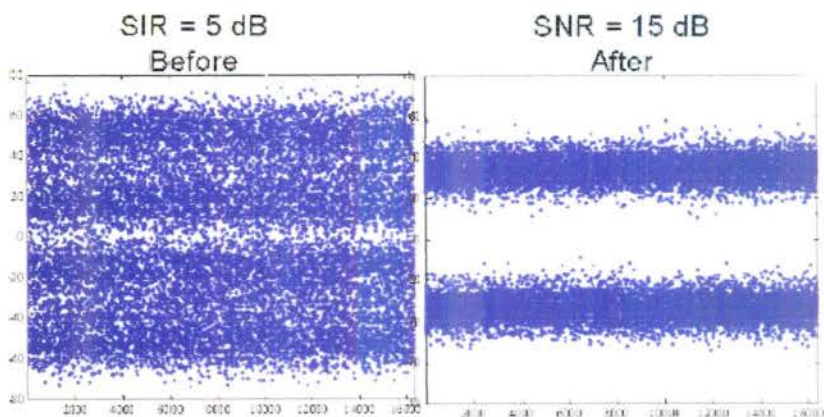
Σχήμα 3. Η απόρριψη παρεμβολής για DSSS – UWB και τα παλόμενα συστήματα υποζωνών παρουσιάζουν τα συνδυασμένα αποτελέσματα της επεξεργασίας του κέρδους και του φίλτραρίσματος της μορφής του παλμού.

Για μέτριο RFI όπου το σήμα στην παρεμβολή (SIR) δεν υπερφορτώνει το front-end αλλά η παρεμβολή είναι περισσότερη από αυτή που το σύστημα σχεδιάστηκε για να αντέξει, το παλόμενο σύστημα υποζωνών απλά κλείνει (turns off) (ή σταματάει να χρησιμοποιεί τη ζώνη και το RFI σε αυτή). Αυτή η προσέγγιση ελαττώνει κάθε πτυχή απόδοσης του παλόμενου ραδιου υποζωνών επειδή ο αστερισμός διαμόρφωσης είναι μειωμένος. Αυτή η μείωση έχει επιπτώσεις στην ακατέργαστη ικανότητα του ποσοστού συμβόλων καθώς επίσης και την ικανότητά της να υποστηρίζει πολλές διαδικασίες χρηστών όπως και τις διαδικασίες υποστήριξης σε πολλαπλές διαδρομές.

Για RFI στη μέτρια κατηγορία, οι καλά γνωστοί αλγόριθμοι DSP [4,5,6 ,7,8,9 ,10] μπορούν να εφαρμοστούν για να παρέχουν > 10 DB του πρόσθετου περιθωρίου στα συστήματα της monopulse-UWB. Το XtremeSpectrum, για παράδειγμα, έχει καταδείξει >10 DB βελτιώσεις στο SIR χρησιμοποιώντας ένα χαμηλής σε πολυπλοκότητα αλγόριθμο DSP, όπως φαίνεται στο σχήμα 4. Εδώ χωρίς την παρεμβολή, το SNR ήταν 15 DB. Το NBI μείωσε το μάτι ανοίγοντας το SIR στα 5 DB. Μετά από την αφαίρεση του NBI το SNR ήταν πίσω στα αρχικά 15 DB.

Το κλειδί με το οποίο θα μπορέσουν να χρησιμοποιηθούν οι γρήγοροι αλγόριθμοι DSP είναι να υπάρξουν τα ισοδιάστατα δείγματα συνβόλων. Τα Διφασικά και τα συστήματα QPSK DSSS – UWB και τα συστήματα PP-MBOK, δυνάμει του χαμηλού σταθερού jitter ποσοστού τους στα ρολόγια, διατηρούν την ικανότητα να εφαρμόσουν όλους τους γρήγορους αλγόριθμους DSP στην αλυσίδα επεξεργασίας σήματός τους. Αυτό το γεγονός δίνει σημαντικά πλεονεκτήματα στα συστήματα DSSS – UWB και είναι πολύ ξεχωριστό επειδή οι DSP ικανότητες είναι καλές για πολύ περισσότερο από τον μετριασμό του NBI. Η αρχιτεκτονική βάζει τις βάσεις για να υποστηρίξει το DSP που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ποικίλες βελτιώσεις ώστε να επεκταθεί η απόδοση.

Ενώ οι περισσότερες PPM λύσεις δεν έχουν αυτήν την ικανότητα λόγω του τυχαίου δείγματος του χρόνου, οι διφασικές λύσεις PP - MBOK που χρησιμοποιούν παραδείγματος χάριν, το αναλογικό 20 Gsps στους ψηφιακούς μετατροπείς είναι σε θέση να εφαρμόσουν τους αλγορίθμους DSP.



Σχήμα 4. Το σχέδιο του ματιού (αριστερά) για 15 DB SNR σήμα με NBI που δίνει 5 DB SNR, και (δεξιά) το μάτι μετά από την αφαίρεση του DSP από το NBI παρουσιάζοντας 15 DB SNR.

Αυστηρό RFI είναι μια κοινή πρόκληση για όλες τις UWB λύσεις . Αυτό έχει αναγνωριστεί και από τις monopulse –UWB προτάσεις (π.χ. [1] ..2]), και από τις παλόμενες προτάσεις υποζωνών (π.χ.[3]).Το αυστηρό RFI θα θέσει εκτός λειτουργίας ολόκληρη τη ζώνη για οποιοδήποτε σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί ένα ενιαίο ευρείας ζώνης LNA.

Για ένα monopulse – UWB σύστημα, μια αποτελεσματική λύση για το σοβαρό πρόβλημα του RFI είναι ο προγραμματισμός ενός φίλτρου εγχοπών με χαμηλή πολυπλοκότητα. Η προσέγγιση του φιλτραρίσματος που συνδυάζεται με το ευρύ και παρακείμενο εύρος ζώνης των monopulse συστημάτων συμφέρει επειδή η αναλογία του εύρους ζώνης της UWB κυματομορφής στο εύρος ζώνης του φίλτρου εγχοπών είναι μεγάλο. Αυτή η μεγάλη αναλογία στα αποτελέσματα έχει μια μικρή απώλεια απόδοσης. Μια πρόταση για να αποφευχθεί αυτό για το παλόμενο σύστημα υποζωνών είναι να χρησιμοποιηθεί μια τράπεζα φίλτρων και να χωρίσει το LNA για κάθε ζώνη συχνοτήτων. Αυτή η προσέγγιση, εντούτοις, οδηγεί σε ένα υψηλό σύστημα πολυπλοκότητας υψηλής δύναμης με οριακή αποτελεσματικότητα λόγω της σύγκρουσης μεταξύ της κατοχής του αιχμηρού φίλτρου που περιζώνει ακόμα το χαμηλό χρόνο των πλευρικών λοβών.

Ένα φίλτρο εγκοπών είναι απλό σε σχέση με μια τράπεζα φίλτρων αιχμηρών-skirt που συνδυάζεται με μια τράπεζα LNAs. Ενώ μπορεί πρώτα να φανεί ότι το φίλτρο εγκοπών θα είχε επιπτώσεις και στη monopulse-UWB και στις προσεγγίσεις των παλόμενων υποζώνων, αυτό τελικά δεν έγινε. Αν η προσέγγιση του προγραμματισμένου φίλτρου εγκοπών με χαμηλή πολυπλοκότητα γίνει σε μια υποζώνη συχνοτήτων ή σε ένα παλόμενο σύστημα υποζωνών συχνοτήτων, η αναλογία μεταξύ του εύρους ζώνης της υποζώνης και του εύρους ζώνης της εγκοπής θα ήταν πάρα πολύ μικρή για να συνεχίσει να ενεργοποιεί την υποζώνη. Η παλόμενη λύση υποζωνών (που ρίχνει μια ζώνη συχνοτήτων) θα έχανε τουλάχιστον πάντα μια ζώνη συχνοτήτων 500 MHz. Είτε μια ζώνη, είτε παραπάνω από μία ζώνη είναι εκτός λειτουργίας, αυτή η μείωση των διαθέσιμων hopping θέσεων θα είχε σαν αποτέλεσμα μια σημαντική επιρροή στην ακατέργαστη ραδιο απόδοση και θα οδηγούσε σε μια έντονη επιρροή στην ικανότητά του να προσφέρει πολυχρηστική ικανότητα σε προσδοκώμενο περιβάλλον υψηλών πολλαπλών διαδρομών. Κάτω από ιδανικές συνθήκες, οι 3 από τις 7 ζώνες συχνοτήτων δοκιμάζουν τις συγκρούσεις στην περίπτωση που λειτουργούν 3 χρονικά επικαλυπτόμενα piconets. Αυτό αφήνει να λειτουργήσουν μόνο 4 ζώνες συχνοτήτων. Το FEC πρέπει να είναι ικανό να κωδικοποιήσει πέρα από τα λάθη. Εάν πέσει ακόμα περισσότερο από μια υποζώνη συχνοτήτων ώστε να επηρεάσει το RFI, θα πρέπει να μας απομείνουν μόνο 3 ζώνες συχνοτήτων, κάνοντας την εργασία του FEC ακόμα πιο δύσκολη.

Έτσι για τη δύσκολη περίπτωση της παρεμβολής, οι προσεγγίσεις της monopulse – UWB έχουν και πάλι το πλεονέκτημα.

Συνοψίζοντας σε ήπιο RFI, το σήμα στην παρεμβολή (SIR) είναι μέσα στο περιθώριο σχεδίου του συστήματος. Η πρόσθετη επεξεργασία του κέρδους δίνει περισσότερο περιθώριο σχεδίου στη monopulse UWB. Έτσι η monopulse UWB έχει το πλεονέκτημα.

Σε μέτριο RFI, η monopulse UWB έχει το πλεονέκτημα πάλι. Τα παλόμενα συστήματα υποζωνών υποφέρουν από τη ραδιο απόδοση και την ποιότητα της υπηρεσίας λόγω μιας ή περισσότερων ζωνών συχνοτήτων "που κλείνονται (turned off)" ειδικά στην πολυχρηστική απόδοση. Το DSP δίνει στη monopulse UWB ένα πρόσθετο πλεονέκτημα > 10dB πέρα από την ήπια απόδοση της παρεμβολής του. Αυτή η ικανότητα DSP είναι ένα αιφνιδιαστικό αποτέλεσμα για μερικούς ερευνητές στις UWB επικοινωνίες. Εν τούτοις, διάφορες τεχνικές έχουν αναπτυχθεί σχολαστικά και έχουν γίνει κατανοητές. Το DSP είναι μια φυσική ικανότητα της άμεσης δειγματοληψίας.

Το αυστηρό RFI είναι ένα ζήτημα που αντιμετωπίζεται από όλα τα UWB συστήματα δεδομένου ότι διαποτίζει μη προστατευμένο front-end δέκτη. Η monopulse –

UWB έχει ένα πρόσθετο πλεονέκτημα επειδή η απόδοσή της υποφέρει λιγότερο. Η monopulse – UWB υφίσταται λιγότερη απώλεια απόδοσης για τρεις λόγους: (1) λόγω της μεγάλης αναλογίας μεταξύ του εύρους ζώνης του monopulse – UWB σήματος και του εύρους ζώνης του χαμηλού φίλτρου εγκοπών πολυπλοκότητας (2) επειδή η monopulse – UWB δεν αναγκάζεται να ρίξει μια ολόκληρη ευρεία ζώνη από 500 στα 700 MHz, έχοντας έτσι πιο στενή εγκοπή και (3) δεν υφίσταται την απώλεια κωδικοποίησης της ελλείπουσας ζώνης συχνοτήτων στο σχέδιο διαμόρφωσης σε μια παλόμενη υποζώνη συχνοτήτων όπου οι περισσότερες ζώνες λείπουν λόγω του συνδυασμού πολλών χρηστών, πολλαπλών διαδρομών και RFI.

Μια ανησυχία που έχει σχέση με μια ειδική περίπτωση αυστηρού RFI έχει να κάνει με τη δυνατότητα της εφαρμογής να συνδυάζεται με άλλες ασύρματες συσκευές όπως τα 802.11a ή 5,8 GHz ασύρματα τηλέφωνα. Σε αυτήν την περίπτωση, η απομόνωση της παρεμβολής που απαιτείται είναι στην παραγγελία των 70 DB. Σημειώστε ότι αυτό είναι και για τη μετάδοση και για τη λήψη —το LNAs και των δύο συνδυασμένων ραδιο πρέπει να προστατευθεί. Αυτό το ποσό απομόνωσης που είναι πολύ περισσότερο από μια προσέγγιση παλόμενης υποζώνης μπορεί να καταφέρει να θέσει εκτός λειτουργίας μια ζώνη συχνοτήτων. Για αυτήν την ειδική περίπτωση των συνδυασμένων εφαρμογών, ούτε η παλόμενη υποζώνη ούτε οι προσεγγίσεις της monopulse - UWB έχουν την οποιαδήποτε ευελιξία.

Οι προσεγγίσεις πολλαπλής ζώνης της monopulse UWB (όπως [1]) εγγενώς υποστηρίζουν το συνδυασμό στην ίδια κάρτα (όπως μια συμπαγής-στιγμιαία κάρτα) επειδή σχεδιάζονται από το έδαφος και απομονώνονται από την deep ζώνη συχνοτήτων στη ζώνη συχνοτήτων U-NII. Η προσέγγιση PP - MBOK δεν περιορίζει την απασχόληση του φάσματος του παλμού με το να μειώνει κάποια συγκεκριμένη ζώνη αλλά χρησιμοποιεί μια προσαρμοστική προσέγγιση ζωνών συχνοτήτων δεδομένου ότι είναι ανεξάρτητη από τη μορφή του παλμού που συνδυάζεται με ένα προγραμματισμένο φίλτρο εγκοπών.

Πάλι, τα πολλαπλής ζώνης monopulse – UWB συστήματα έχουν ένα πλεονέκτημα λόγω της ευελιξίας της τοποθέτησης των deep-stop ζωνών συχνοτήτων ακριβώς εκεί που απαιτούνται. Αντίθετα, τα συστήματα υποζώνης συχνοτήτων πρέπει να ταιριάζουν την επίδραση των deep-stop ζωνών συχνοτήτων στις προκαθορισμένες υποζώνες. Το αποτέλεσμα είναι ότι οι επηρεασθείσες ζώνες συχνοτήτων λείπουν, οι οποίες όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, επηρεάζουν σημαντικά την απόδοση του συστήματος. Όλα τα metrics της απόδοσης στις προσεγγίσεις monopulse-UWB πολλαπλής ζώνης υποθέτουν

ότι υπάρχει η δυνατότητα να συνδυάσουνε 802.11a,GPS,PCS, U-NII ζώνης συχνοτήτων ασύρματα τηλέφωνα. Σ' αυτό την παράγραφο εξετάστηκε χωριστά η εφαρμογή του όρου "φασματική ευελιξία" σε τρεις ανεξάρτητες έννοιες. Η πρώτη εξετάζει τους διεθνείς κανονισμούς και πόσο επεκτεινόμενη μπορεί να είναι η προτεινόμενη εφαρμογή σε διαφορετικούς ή μεταβαλλόμενους κανονισμούς συνεδριάσεων. Η δεύτερη διαπραγματεύεται με RFI και την απόδοση της προτεινόμενης εφαρμογής σε RFI και το τρίτο εξετάζει την θέση. Σε όλες τις περιπτώσεις, οι προσεγγίσεις της monopulse – UWB έχουν δεχτεί τα πλεονεκτήματα από την απόδοση πέρα από τις προσεγγίσεις παλόμενων υποζωνών συχνοτήτων.

ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΤΗΣ MAC ΣΕ U.C.A.N. (Ultra wideband Concepts for Ad-hoc Networks)

Οι επιλεγμένες εφαρμογές στο πρόγραμμα U.C.A.N. είναι σύντομες (WPAN) και μέσες εφαρμογές περιοχής (WLAN). Αυτή η επιλογή επηρέασε πολύ την αρχιτεκτονική της MAC U.C.A.N.

Καταρχήν, ο τρέχων κανονισμός που εκδίδεται από τη FCC είναι αρκετά περιοριστικός και επιτρέπει μια μειωμένη μέγιστη σειρά για τα συστήματα UWB. Επιπλέον, η διαδικασία τυποποίησης UWB στο IEEE είναι προσανατολισμένη στις εφαρμογές WPAN, κάτι που είναι επίσης μια συνέπεια από τον κανονισμό. Τελικά, το πρόγραμμα U.C.A.N. στοχεύει στην επίδειξη μερικών εννοιών UWB σε μια πλατφόρμα με μερικούς κόμβους, αποκλείοντας τις εφαρμογές μεγάλης κλίμακας. Κατά συνέπεια, η MAC που αναπτύσσεται και καταδεικνύεται στην U.C.A.N. ταιριάζει ειδικά για WPAN, και είναι σε θέση να αντιμετωπίσει και τις μη σύγχρονες μεταφορές δεδομένων και τις εφαρμογές πολυμέσων με QoS.

Τα WPANs είναι μικρής κλίμακας δίκτυα αποκαλούμενα Piconets, με έναν μειωμένο αριθμό χρηστών (π.χ. μέχρι 10 ανά piconet). Διάφορα ανεξάρτητα WPANs μπορεί να χρειαστεί να συνυπάρξουν στην ίδια περιοχή χωρίς παρέμβαση, και κατά συνέπεια πρέπει να ληφθεί υπόψη ένα μέσο διαχωρισμού τους. IEEE 802.15.3 προτείνει να χρησιμοποιηθούν διάφορα κανάλια συχνότητας για τη συνύπαρξη περιορισμένης ζώνης

WPANs. Εντούτοις, αυτή η έννοια δεν ισχύει σε ένα ενιαίο σύστημα ευρέως ζώνης UWB. Σε αυτά τα συστήματα, είναι καταλληλότερες άλλες τεχνικές όπως το χρονικό hopping τμήμα κώδικα (TH).

Το πρωτόκολλο της MAC συντονίζεται κεντρικά, με έναν Συντονιστή PicoNet (PNC) που συγχρονίζει τις συσκευές (DEVs) και που διαθέτει τους πόρους. Ακόμα κι αν το πρωτόκολλο της MAC είναι συγκεντρωμένο, η τοπολογία είναι ειδική και οι επικοινωνίες ερευνητικές. Το PNC μπορεί να επιλεγεί δυναμικά, δηλ. αυτόματη απαίτηση κάθε φορά που δημιουργείται ένα νέο piconet. Προκύπτει μερικώς από τον περιορισμό ότι το ίδιο υλικό πρέπει να χρησιμοποιηθεί για όλο το DEVs. Με αυτό το πρωτόκολλο, σημαντικό μέρος της εξελικτικής ισχύος συγκεντρώνεται στο PNC. Εντούτοις, εάν το PNC εξαφανιστεί, ένας άλλος σταθμός μπορεί να πάρει το ρόλο του, κάτι που αποτελεί ένα πλεονέκτημα πέρα από τη στατική συγκεντρωμένη διαχείριση.

Ένας συνδυασμός του TDMA (Intra-piconet) και TH-CDMA (intra-piconet) επιλέχτηκε λόγω των στοχοθετημένων εφαρμογών. Ειδικότερα, φωνή και βίντεο δεν μπορούν να αντιμετωπίσουν πάρα πολύ μεγάλες καθυστερήσεις μετάδοσης και έντασης, κάτι που εξαλείφει τη σύγκρουση που βασίζεται στην πρόσβαση του πρωτοκόλλου όπως CSMA/CA.

Η επιλεγμένη MAC είναι βασισμένη σε μια προσαρμογή των προτύπων σχεδίων της MAC 802.15.3 [9] στο φυσικό στρώμα UWB, με πρόσθετα κυμαινόμενα και αναμεταδιδόμενα χαρακτηριστικά γνωρίσματα. Η ίδια ορολογία όπως στην 802.15.3 έχει εφαρμοστεί για σαφήνεια. Δίνουμε αρχικά μια επισκόπηση IEEE 802.15.3 και περιγράφουμε έπειτα το συγκεκριμένο πρωτόκολλο της MAC U.C.A.N.

ΚΩΔ.ΒΙΒΛ. Π

4.ΤΟ UWB ΣΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ –ΕΡΕΥΝΕΣ- ΠΡΟΤΥΝΟΜΕΝΑ ΠΡΟΤΥΠΑ

Η εξαιρετικά-ευρείας ζώνης (UWB) τεχνολογία εμφανίστηκε κατά την δεκαετία του '80, αλλά έχει χρησιμοποιηθεί κυρίως για εφαρμογές ραντάρ λόγω της ευρείας ζώνης φύσης του σήματος αυτό και μόνο έχει ως αποτελέσματα την απαίτηση για πολύ εξακριβωμένες πληροφορίες συγχρονισμού. Εντούτοις, λόγω πρόσφατων εξελίξεων και μετατροπών η τεχνολογία, UWB γίνεται ελκυστικότερη για χαμηλού κόστους εφαρμογές καταναλωτικών επικοινωνιών .

Αν και η *εξαιρετικά-ευρεία ζώνη* (UWB) δεν είναι πολύ περιγραφική, βοηθά να διαχωρίσει αυτήν την τεχνολογία από παραδοσιακότερες όπως αυτών της "περιορισμένης ζώνης" καθώς επίσης και νεώτερες "ευρείας ζώνης" που αναφέρονται χαρακτηριστικά στη λογοτεχνία ως μελλοντικές 3G κυψελοειδούς τεχνολογίας. Υπάρχουν δύο κύριες διαφορές μεταξύ UWB και "περιορισμένης ζώνης" ή "ευρείας ζώνης". Κατ' αρχάς, το εύρος ζώνης των συστημάτων UWB, όπως καθορίζεται από την (FCC) [2], είναι περισσότερο από 25% μιας κεντρικής συχνότητας ή περισσότερο από ενός 1.5GHz. Σαφώς, αυτό το εύρος ζώνης είναι πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης που χρησιμοποιείται από οποιαδήποτε τρέχουσα τεχνολογία για επικοινωνία. Δεύτερον, το UWB εφαρμόζεται χαρακτηριστικά σε μια carrierless μόδα. Συμβατική "περιορισμένη ζώνη" και "ευρείας ζώνης" με μεταφορείς ραδιοσυχνοτήτων (RF) και χρήση συστημάτων ώστε να μετακινήσουν το σήμα από την ζώνη βάσης στην πραγματική συχνότητα μεταφορέων όπου και το σύστημα επιτρέπεται να λειτουργήσει. Αντιθέτως, οι UWB εφαρμογές μπορούν άμεσα να διαμορφώσουν ένα "παλμό" αυτή έχει έναν πολύ απότομο χρόνο ανόδου και πτώσης, που αυτό κατά συνέπεια κάνει το κυματοειδές να καταλαμβάνει διάφορα GHz του εύρους ζώνης.

Προκειμένου να γίνει κατανοητό που το UWB βρίσκει εφαρμογή ,και γιατί θεωρείται ιδανικό για τις σύγχρονες τάσεις των τηλεπικοινωνιακών τεχνολογιών πρέπει να κατανοήσουμε τι προβλήματα υπάρχουν στις τηλεπικοινωνίες και πως γίνεται η προσπάθεια επίλυσης αυτών. Συγκεκριμένα, εάν το ραδιόφωνο ήταν ένα ιδανικό μέσο, θα μπορούσαμε να το χρησιμοποιήσουμε για να στείλουμε

1. πολλά στοιχεία,
2. πολύ μακριά,
3. πολύ γρήγορα
4. για πολλούς χρήστες,
5. εντελώς ξαφνικά.

Δυστυχώς, είναι αδύνατο να επιτευχθούν και οι πέντε ιδιότητες ταυτόχρονα για υποστήριξη συστημάτων απαιτούν μοναδικότητα, ιδιωτικότητα, διπλή κατεύθυνση ρεύμα επικοινωνίας. Αρχικός τα ασύρματα συστήματα δημιουργήθηκαν για να γεφυρώσουν μεγάλες αποστάσεις. Εντούτοις, πρόσφατος η ιστορία του ραδιοφώνου παρουσιάζει σαφή τάση προς την κατεύθυνση να βελτιωθεί επάνω σε άλλες τέσσερις ιδιότητες εις βάρος της απόστασης. Η κυψελοειδής τηλεφωνία είναι το προφανέστερο παράδειγμα, κάλυψη αποστάσεις 30 χιλιομέτρων καλύπτεται και καλύπτεται απόσταση 300μετρων!.. Οι πιο σύντομες αποστάσεις επιτρέπουν την επαναχρησιμοποίηση φάσματος, με αυτόν τον τρόπο έχουμε εν ενεργεία περισσότερους χρήστες, και τα συστήματα είναι πρακτικά επειδή υποστηρίζονται από μια κρυμμένη *συνδεδεμένη με καλώδιο* υποδομή – τηλεφωνικού δικτύου όπως στην περίπτωση του κυψελοειδούς. Λίγα χρόνια πριν, είχαμε ακόμα πιο σύντομα συστήματα σειράς (short range system), από 10 έως 100m. όπου σήμερα κι αυτά χρησιμοποιούνται και εξελίσσονται στον βωμό των υπερβολικών data που απαιτούνται από της εφαρμογές. Σήμερα πρέπει να αναμένουμε το συνδυασμό περιορισμένου φάσματος ασύρματου και συνδεδεμένου με καλώδιο Διαδίκτυο με αποτέλεσμα ένα ταχέως αναπτυσσόμενο συμπλήρωμα στα nextgeneration κυψελοειδή συστήματα για τα data όπως φωνή, ήχος, και βίντεο. Τέσσερις παράγοντες οδηγούν την περιορισμένου φάσματος τεχνολογία στην εξαιρετικά-ευρεία ζώνης τεχνολογία ειδικότερα:

1. Η αυξανόμενη ζήτηση για την ασύρματη ικανότητα στοιχείων όπως φορητές συσκευές με το υψηλότερο εύρος ζώνης αλλά και το χαμηλότερο μέσο οικονομικό κόστος και κόστος κατανάλωσης ισχύος απότι διατίθεται μέχρι σήμερα.

2. Η συσσώρευση φάσματος που είναι είδη χορηγημένο από τις ρυθμιστικές αρχές φάσματος.

3. Η αύξηση ταχύτητας πρόσβασης στο ίντερνετ με *συνδεδεμένη με καλώδιο τεχνολογία(wired)*

4. Το περιορισμένο κόστος της ενέργειας των ημιαγωγών αλλά και της κατανάλωσης για την επεξεργασία του σήματος.

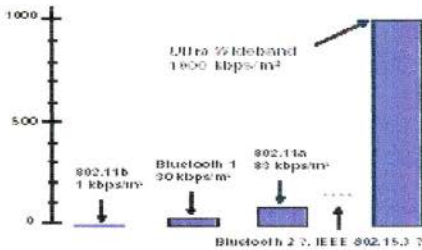
Συστήματα ευνοϊκά ως προς την τάση 1 και 2 που προσφέρουν όχι μόνο υψηλό high-peak bit rate , αλλά υψηλο spatial capacity. όπου η χωρητική ικανότητα (spatial capacity) ορίζεται ως $\text{Bits /sec/square-meter}$. Ακριβώς όπως το τηλεφωνικό δίκτυο επέτρεψε την κυψελοειδή τηλεφωνία. Αντιστοιχα τα ασύρματα πρότυπα όπως Bluetooth;

(<http://www.bluetooth.com>) και iee 802.11

(<http://grouper.ieee.org/groups/802>).

Τέλος, ο παράγοντας 4 καθιστά πιθανή τη χρήση των τεχνικών επεξεργασίας σήματος. Αυτός είναι και ο λόγος που κάνει την εξαιρετικά-ευρείας ζώνης (UWB) τεχνολογία πρακτική, τα συστήματα μπορούν να λειτουργήσουν σε μια βάση μη παρεμβολής, με μια μέγιστη ταχύτητα πέρα από τα 11Mbps. Η συνολική ταχύτητα 33Mbps , διαιρείται από την περιοχή του κύκλου, παράγοντας μια χωρητική ικανότητα περίπου 1.000 bits/sec/square-meter. Το Bluetooth, σε ένα τέτοιο χαμηλής ισχύος mode , έχει 10 μέτρα ακτίνα εμβέλειας με μια μέγιστη ταχύτητα 1Mbps στον αέρα . Οι μελέτες έχουν δείξει 10 Bluetooth "piconets" μπορούν να λειτουργήσουν ταυτόχρονα στον 10 μέτρων -κύκλο με ελάχιστη συνολική ταχύτητα 10Mbps [3]. Η διαίρεση αυτής της ταχύτητας από την area του κύκλου παράγει μια χωρητική ικανότητα της τάξης των 30.000 bits/sec/square-meter .

Το πρωτόκολλο IEEE 802.11a κατασκευάζεται να έχει μια ακτίνα εμβέλειας 50 μέτρων και μέγιστη ταχύτητα 54Mbps. Λαμβάνοντας υπόψη τα 200MHz του διαθέσιμου φάσματος μέσα στο χαμηλότερο μέρος της ζώνη U-NII 5GHz, 12 τέτοια συστήματα μπορούν να λειτουργήσουν ταυτόχρονα μέσα σε έναν κύκλο 50-meter με ελάχιστη υποβάθμιση, για μια συνολική ταχύτητα 648Mbps. Η σχεδιαζόμενη χωρητική ικανότητα αυτού το συστήματος είναι επομένως περίπου 83.000 bits/sec/square-meter.



Σχήμα 1 Σύγκριση χωρητικής δυνατότητας μεταξύ ieee 802.11, Bluetooth , και UWB

Όπως φαίνεται στο σχήμα 1, άλλα standards κάτω από την ανάπτυξη του Bluetooth και του IEEE 802 ομάδων εργασίας θα ωθούν τις μέγιστες ταχύτητες και χωρητικές ικανότητες των αντίστοιχων συστημάτων τους σε περαιτέρω αύξηση, αλλά κανένα δεν στάθηκε ικανό σαν το UWB. Ένας εύλογος λόγος είναι ότι όλα τα συστήματα εξαρτώνται από το θεώρημα ικανότητας καναλιών [4], όπως φαίνεται στον σχήμα 2

2. Επειδή το άνω όριο της χωρητικότητας ενός καναλιού αυξάνεται γραμμικά με το συνολικό διαθέσιμο εύρος ζώνης, τα UWB συστήματα, που καταλαμβάνουν 2GHz ή περισσότερα, έχουν το μεγαλύτερο μέρος(έδαφος) για επέκταση από τα συστήματα που είναι περιορισμένα κοντά στο εύρος ζώνης.

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

Όπου:

C = μέγιστη χωρητικότητα καναλιού (bits/sec)

B = εύρος ζώνης καναλιού (Hz)

S = Ηλ .Δύναμη σήματος (Watt)

N = θόρυβος (Watt)

Κατά συνέπεια, τα συστήματα UWB εμφανίζονται να έχουν την μεγαλύτερη δυνατότητα ανάπτυξης μεγάλης χωρητικότητας ασύρματων συστημάτων.

ΖΗΤΗΜΑΤΑ ΡΥΘΜΙΣΕΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΤΥΠΩΝ

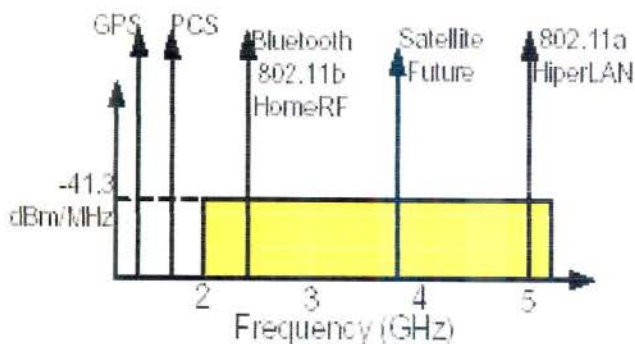
Η (FCC) βρίσκεται στην φάση νομιμοποίησης της εξαιρετικά-ευρείας ζώνης (UWB). Λόγω της φυσικής πραγματικότητας της ευρείας ζώνης οι εκπομπές UWB, μπορεί να παρεμποδίσουν άλλες εξουσιοδοτημένες ζώνες στις περιοχές συχνοτήτων λειτουργίας της και αυτό εάν αφηθεί ελεύθερη προς ανάπτυξη ,γιαυτο και η FCC θέτει κανονισμούς λειτουργίας της . Αυτό είναι κάτι δύσκολο αφού πρέπει να χρησιμοποιηθεί το διαθέσιμο φάσμα, από το UWB,για να αναπτυχθεί και να αποδώσει τα μέγιστα αλλά και συγχρόνως να μη προκαλέσει ζημιές στις είδη υπάρχουσες τεχνολογίες από την τυχόν παρεμβολή της.

Γενικά, η FCC ενδιαφέρεται για αξιοποίηση μεγαλύτερου δυνατού διαθέσιμου φάσματος και συγχρόνως προσπαθεί να προκαλέσει των ανταγωνισμό μεταξύ των εμπλεκομένων εταιρειών.

Οι κανόνες της FCC θέτουν όρια εκπομπών σε σκόπιμες και μη σκόπιμες κεραίες εκπομπών σε μη νόμιμες ζώνες συχνοτήτων.Αυτά τα όρια εκπομπών ορίζονται σε microvolt ανα μέτρο (uV/m) τα οποία αντιπροσωπεύουν την ισχύ ηλεκτρικών πεδίων από τις κεραίες εκπομπών . Προκειμένου να εκφράσουμε από άποψη ακτινοβολούσας δύναμης το παραπάνω ο ακόλουθος τύπος μας βοηθά να το εμπεδώσουμε . Η εκπεμπόμενη δύναμη από την κεραία εκπομπής δίνεται από:

$$P = E_{\theta}^2 / 4\pi R^2 \eta$$

Όπου το E_{θ} αντιπροσωπεύει την ισχύ ηλεκτρικών πεδίων από την άποψη V/m, R είναι η ακτίνα της σφαίρας βάση της οποίας μετριέται η δύναμη και η είναι η σύνθετη αντίσταση του κενού όπου $\eta = 377$ ohms. Για παράδειγμα, ο κανόνας 15.209 της FCC περιορίζει τις εκπομπές των κεραίων εκπομπής σε 500uV/m που μετριούνται σε απόσταση 3 μέτρων σε ένα εύρος ζώνης 1MHz για συχνότητες μεγαλύτερες από 960MHz. Αυτό αντιστοιχεί σε μια εκπεμπόμενη φασματική πυκνότητα δύναμης -41.3dBm/MHz. Το σχήμα 3 παρακάτω παρουσιάζει πώς οι τρέχον οι κανόνες NPRM θα περιορίζαν την μεταδιδόμενη δύναμη φάσματος UWB για συχνότητες μεγαλύτερες από 2GHz.



Σχήμα 3 : Φασματικά όρια πυκνότητας δύναμης στο ρεύμα NPRM.

Η FCC εξετάζει τα ακόμη πιο χαμηλά φασματικά όρια πυκνότητας κάτω δηλ από τα 2GHz σε μία προσπάθεια να προστατευθούν τα συστήματα GPS αλλά ακόμα αυτό το ανώτερο όριο δεν έχει καθοριστεί. Αποτελέσματα μιας έκθεσης του (NTIA=NATIONAL TELECOMMUNICATION AND INFORMATION ADMINISTRATION) αναλύει τις επιπτώσεις του UWB στα συστήματα GPS που δουλεύουν στις συχνότητες 1.2 και 1.5GHz και αναφέρεται σε μία επιπλέον εξασθένηση της τάξεως 20-35dB εκτός των ορίων δύναμης που μπορεί να χρειαστεί για να προστατευτεί την GPS μάντα (δείτε www.ntia.doc.gov). Η τοποθέτηση κατάλληλων φασματικών ορίων πυκνότητας εκπομπών στις ζώνες που μπορούν να τοποθετηθούν είναι απαραίτητες ώστε το UWB να αναπτυχθεί ομαλά σε ένα ανταγωνιστικό περιβάλλον χωρίς όμως να επηρεάσει άλλες χρήσιμες υπηρεσίες που μοιράζονται το ίδιο διάστημα συχνότητας.

Αυτή η έκθεση, και άλλες, εξετάζονται προσεκτικά από την FCC ώστε να πάρει μια τελική απόφαση. Η κύρια ανησυχία σχετικά με τις εκπομπές UWB είναι οι πιθανές παρεμβολές που θα μπορούσαν να προκαλέσουν "κατέχοντες υπεύθυνη θέση" στην περιοχή συχνοτήτων καθώς επίσης και σε συγκεκριμένα κρίσιμα ασύρματα συστήματα που παρέχουν σημαντικές δημόσιες υπηρεσίες (παραδείγματος χάριν, GPS). Υπάρχουν πολλοί παράγοντες που περιγράφουν πώς το UWB προσκρούει σε άλλα "περιορισμένης ζώνης" συστήματα, συμπεριλαμβανομένου του διαχωρισμού μεταξύ των συσκευών, των απωλειών διάδοσης καναλιών, των τεχνικών διαμόρφωσης, της επαναληπτικής συχνότητας παλμού (Prf) που υιοθετείται από το σύστημα UWB, καθώς και το κέρδος της κεραίας δέκτη "περιορισμένης ζώνης" πάνω στην κατεύθυνση του πομπού UWB. Παραδείγματος χάριν, ένα UWB σύστημα που στέλνει τις ωθήσεις με ένα σταθερό

ποσοστό (prf) χωρίς τις causes spikes διαμόρφωσης στη περιοχή συχνοτήτων που χωρίζεται από το prf. Προσθέτοντας διαμόρφωση εύρους ή χρονικό dithering (αν δηλ μεταβάλουμε αργά το χρόνο οι παλμοί μεταδίδονται) το αποτελέσματα της διάδοσης του φάσματος είναι το UWB να φαίνεται πιο οριζόντιο. Κατά συνέπεια, η παρεμβολή που προκαλείται από ένα UWB πομπό μπορεί να αντιμετωπισθεί ως μία ευρείας ζώνης παρεμβολή , και αυτό έχει επιδρά με την αύξηση του επιπέδου θορύβου στον "περιορισμένης ζώνης" δέκτη.

Υπάρχουν τρία κύρια σημεία που εξετάζονται κατά την εξέταση αυτού του είδους παρεμβολής.

Κατ' αρχάς, εάν το UWB ακολουθεί το μέρος 15 των φασματικών απαιτήσεων της πυκνότητας δύναμης, αν οι εκπομπές της είναι χειρότερες από άλλες συσκευές που ρυθμίζονται από τα ίδιο πρότυπα, τα οποία περιλαμβάνουν υπολογιστές και άλλες ηλεκτρονικές συσκευές.

Δεύτερον, οι μελέτες παρεμβολών πρέπει να εξετάσουν " σενάρια χρήσης" που να φανερώσουν την αλληλεπίδραση μεταξύ UWB με τις συσκευές .

Τρίτον, οι περιορισμοί της FCC είναι μόνο μια αρχή. Ο περαιτέρω συντονισμός μέσω της εύρεσης και συνύπαρξης προτύπων είναι απαραίτητος ώστε να βρεθούν μέθοδοι τέτοιοι που θα οδηγήσουν σε λειτουργικά σενάρια υλοποιήσεις που είναι πολύ σημαντικά για τη βιομηχανία. Παραδείγματος χάριν, εάν το UWB προοριστεί να χρησιμοποιηθεί στην περιοχή τεχνολογίας δικτύων (PAM)(PERSONAL AREA NETWORK) με πρωτόκολλο 802.11a δικτύου τοπικής περιοχής (τοπικό LAN), αυτό και μόνο υποδηλώνει ότι το UWB σύστημα πρέπει να σχεδιαστεί με έναν τέτοιο τρόπο ώστε να συνυπάρξει με το τοπικό LAN. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μόνο με συμμετοχή βιομηχανίας και προτύπων, καθώς και προσεκτικών σχεδίων.

Το σχήμα 3 επεξηγεί δύο άλλες σημαντικές εκτιμήσεις για τα συστήματα UWB. Κατ' αρχάς, οι εκπομπές UWB θα επιτραπούν μόνο σε μία πολύ χαμηλότερη διαβιβασθείσα φασματική πυκνότητα έναντι άλλων "περιορισμένης ζώνης" υπηρεσιών. Αυτός η χαμηλή πυκνότητα μπορεί να μεταφραστεί και ως ζημιά και ως όφελος . Αυτό περιορίζει το UWB φάσμα σε σχετικά σύντομες αποστάσεις, αλλά η αποτελεσματικότητα του θέματος είναι ότι υλοποιείται με χαμηλό κόστος αλλά και με ένα πολύ καλό τεχνικά τρόπο όσον αφορά την ενέργεια πράγμα που σημαίνει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής των μπαταριών που τυχόν χρησιμοποιηθούν .

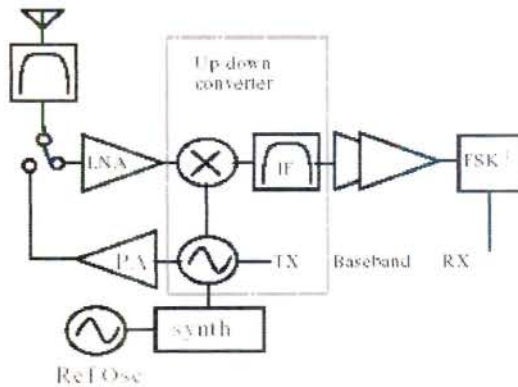
Δεύτερον, το σχήμα 3 δείχνει ότι τα UWB συστήματα αντιστέκονται περισσότερο σε παρεμβολές εν σύγκριση με άλλα (narrowband) συστήματα.

ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΕΦΑΡΜΟΓΗΣ

Εν συγκρίσει με την αρχιτεκτονική των παραδοσιακών ραδιοπομποδεκτών η αρχιτεκτονική των UWB συστημάτων παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα τα οποία μπορούν να επιφέρουν οι κατασκευές των πομποδεκτών UWB.

Τα πλεονεκτήματα αυτά εξετάζονται στο παρακάτω παράδειγμα Σχήμα 4.

Η αρχιτεκτονική που έχει χρησιμοποιηθεί είναι Bluetooth.

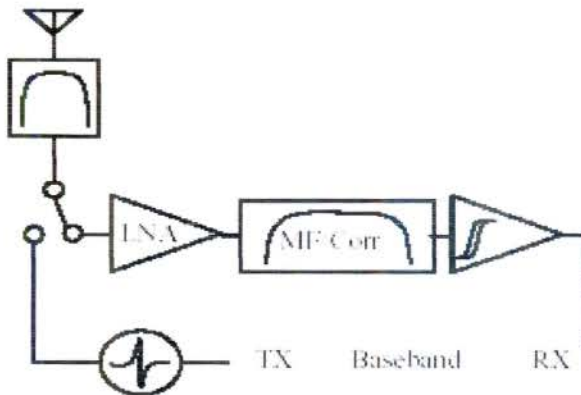


Σχήμα 4 Παράδειγμα Bluetooth πομπού

Το Bluetooth χρησιμοποιεί διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (FSK) όπου οι πληροφορίες στέλνονται μετατοπίζοντας τον μεταφορέα συχνότητας από χαμηλό σε υψηλό και αντίστροφα. Στο σχήμα 4, αυτό ολοκληρώνεται με την αποστολή των bit πληροφορίας σε έναν (αντιστοιχούν στο "TX" μέσα στο Σχήμα 4) ταλαντωτή ελεγχόμενης-τάσης (VCO). Ένα phase lock loop (PLL) synthesizer με έναν ταλαντωτή αναφοράς κρυστάλλου απαιτείται για να κρατήσει αυτού του ταλαντωτή την μέση συχνότητα μέσα στα όρια των προδιαγραφών. Αυτό το σήμα του 1MHz διαδίδεται έπειτα σε 79MHz με μια τεχνική frequency-hopping όπου το synthesizer είναι συντονισμένο σε ψευδο κανάλια που χωρίζονται κατά διαστήματα σε 1MHz. Το τελικό σήμα είναι κεντραρισμένο στα 2,45 GHz με ένα εύρος 79MHz. Όσον αφορά τώρα τον τροπο λήψης το εξαιρετικά αδύνατο σήμα από την κεραία ενισχύεται αρχικά και έπειτα

χαμηλοδιαμορφώνεται σε μια ενδιάμεση συχνότητα (IF). Σε αυτό το παράδειγμα, $IF = 120\text{MHz}$. Ο κάτω-μετατροπέας χρησιμοποιεί μία ετερόδουνη [5] τεχνική όπου ένας μη γραμμικός "mixer" τροφοδοτεί και τα δύο σήματα στα $\sim 2.45\text{GHz}$ και συνθέτει τον τοπικό ταλαντωτή ο οποίος λειτουργεί σε συχνότητα 120MHz η πιο πάνω η πιο κάτω από το επιθυμητό σήμα. Ο mixer παράγει μια πληθώρα αναπαραστάσεων του επιθυμητού σήματος όπου κάθε αναπαράσταση είναι κεντροθετημένη στις απαιτήσεις του ταλαντωτή καθώς και στις διάφορες απαιτήσεις κατά την διάρκεια μετάδοσης του σήματος. Η αναπαράσταση που μειώνεται σε επιθυμητή (IF) συχνότητα περνά έπειτα από το IF φίλτρο όπου οι άλλες άσχετες αναπαραστάσεις σήματος απορρίπτονται. Σ' αυτή την χαμηλή συχνότητα, είναι σχετικά εύκολο να παραχθούν ($\sim 90\text{DB}$) τα οποία χρειάζονται τα σταθερά κυκλώματα για να ανακτήσουν το σήμα και να αποδιαμορφώσουν την επιθυμητή πληροφορία .

Οι περισσότερες Bluetooth αρχιτεκτονικές είναι βασισμένες στη Super-Heterodyne αρχιτεκτονική με έμφαση ετερόδουνων αρχιτεκτονική ενσωματώνοντας όσο το δυνατόν περισσότερες λειτουργίες επάνω σε ένα ενιαίο τσιπ. Σε μερικά σχέδια, περιλαμβάνονται φίλτρα (IF) που δημιουργούν ένα ακόμη πιο χαλαρό κανάλι με τις απαιτήσεις επιλεκτικότητας Bluetooth να είναι σχετικά πολύ πιο δύσκολες να πραγματοποιηθούν και να λειτουργούν στις θερμοκρασίες που απαιτούνται .



Σχήμα 5: Αρχιτεκτονική πομποδεκτών UWB

Τώρα μπορούμε να δούμε έναν πρωτότυπο UWB πομποδέκτη όπως φαίνεται στο σχήμα 5 ίδιες εφαρμογές που στοχεύουν στη χρήση Bluetooth, με υψηλότερα ποσοστά στοιχείων αλλά και χαμηλότερη εκπεμπόμενη δύναμη(power) ραδιοσυχνότητας (RF). Οι

πληροφορίες θα μπορούσαν να είναι διαμορφωμένες χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές: το εύρος του παλμού θα μπορούσε να είναι διαμορφωμένο με +/- παραλλαγές (διπολική σηματοδότηση) ή +/- Παραλλαγές Μ-αδικής σηματοδότησης (M-ary Pulse Amplitude Modulation), ανοιγόκλειμα παλμού on-off (γνωστός όπως από τη διαμόρφωση ON-OFF ή αλλιώς OOK), ή διαίρεση της θέσης του παλμού (γνωστή ως PPM pulse position modulation).Ο παλμός έχει μια διάρκεια αναμονής 200ps και, σε αυτό το παράδειγμα, όσον αφορά την μορφή του είναι σχεδιασμένος για να συγκεντρώσει την ενέργεια πέρα από την ευρεία εμβέλεια των 2- 6GHz.Ένας ενισχυτής δεν απαιτείται σε αυτή την περίπτωση επειδή η γεννήτρια παλμών χρειάζεται να παράγει μόνο μια ταλάντευση τάσης 100mV. Όπως το superheterodyne ,χρησιμοποιεί ένα bandpass φίλτρο πριν από την κεραία για να περιορίσει τις εκπομπές μέσα σε μια επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων έτσι και σε αυτήν την περίπτωση, το φίλτρο που θα χρησιμοποιηθεί θα έχει ένα εύρος ζώνης 4GHz. Κατά τη διάρκεια της συνεχούς μετάδοσης, ο Bluetooth πομπός εκτιμάται να παραδώσει πληροφορία σε 1Mbps με έναν μέσο όρο 1mW της δύναμης RF της κεραίας, και να παρέχει ακτίνα εμβέλειας περίπου 10 μέτρων. Ένας UWB πομπός στα 2,4GHz που λειτουργεί στα < 10uW της μέσης δύναμης θα μπορούσε να παρέχει την ίδια ρυθμοαπόδοσης και ακτίνα κάλυψης η αλλιώς την ίδια ακτίνα εμβέλειας . Αυτό θα μπορούσε να μεταφράσει σε μία σημαντική παράταση ζωής των μπαταριών για τις φορητές συσκευές. Διαδοχικά, περισσότερη δύναμη σημάτων UWB θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για να αυξήσει τη σειρά ή το ποσοστό δεδομένων . Όσον αφορά τον τρόπο λήψης η ενέργεια που συλλέγεται από την κεραία είναι ενισχυμένη και περασμένη μέσω είτε ενός αντιστοιχημένου φίλτρου είτε του δέκτη που κάνει συσχέτιση τύπων. Το αντιστοιχημένο φίλτρο έχει ένα παλμό response που ταιριάζει με τη λαμβανόμενη μορφή σφυγμού και θα παραγάγει μια ώθηση στην έξοδο του όταν παρουσιάζεται με την ενέργεια RF που έχει την σωστή μορφή παλμού. Οι αρχικές πληροφορίες ανακτώνται έπειτα με διευθετήσιμο κύκλωμα κατώτατων ορίων υψηλού-κέρδους. Παρατηρήστε τη σχετική απλότητα αυτής της εφαρμογής έναντι της superheterodyne αρχιτεκτονικής. Αυτό ο πομποδέκτης δεν έχει κανέναν ταλαντωτή αναφοράς, (PLL) , VCO, ανάμικτης, ή ενισχυτής δύναμης. Αυτό η απλότητα μεταφράζεται ως χαμηλότερες υλικές δαπάνες . Παραδείγματος χάριν, η ανέξοδη αναφορά ταλαντωτών που χρησιμοποιούνται στο χαρακτηριστικό Bluetooth radio απαιτούν το μία ρύθμιση κεντρικής συχνότητας που μακραίνει το χρόνο δοκιμής και ως εκ τούτου, αυξάνει το κόστος των αγαθών που πωλούνται. Το χαμηλού κόστους υλικό επεξεργασίας ψηφιακού σήματος (DSP) χρησιμοποιείται συχνά στα σύγχρονα ψηφιακά ραδιόφωνα για να παραγάγει διαφορετικών

ειδών μεθόδων διαμόρφωσης. Αυτά τα συστήματα μπορούν να λειτουργήσουν κάτω από μεγάλες πυκνότητες (δηλ υψηλής διαμόρφωσης) πληροφοριών στο σήμα τους για να εξυπηρετήσουν τους χρήστες μεγάλων αποστάσεων. Ένα πλεονέκτημα του UWB είναι ότι ακόμα και απλές εφαρμογές μπορούν να παρέχουν αυτήν την προσαρμογή. Παραδείγματος χάριν, καθώς η ακτίνα εμβέλειας αυξάνεται, ένα radio UWB μπορεί να χρησιμοποιήσει διάφορους παλμούς για να στείλει μια πληροφορία bit αυξάνοντας τον λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) στον δέκτη. Καθώς η αναλογία power UWB του πομπού αυξάνεται γραμμικά με το Pulse Repetition Frequency (prf), είναι εύκολο να προβλεφθεί η ύπαρξη ενός UWB radio που, υπό έλεγχο λογισμικού, μπορεί δυναμικά να κανονίσει τον ρυθμό δεδομένων. Αυτού του τύπου η ευελιξία είναι αυτό που απαιτείται για να επιτραπεί η ανάπτυξη φορητών UWB εφαρμογών του μέλλοντος.

Εντούτοις, υπάρχουν ακόμα μερικά σχέδια για UWB συστήματα. Υπάρχει μια ανησυχία ότι μια τέτοια ευρεία ζώνη δεκτών θα είναι ευαίσθητη από φραγμούς των παραδοσιακών πομπών περιορισμένης ζώνης (narrowband transmitters) που λειτουργούν μέσα στο passband των δεκτών UWB. Επίσης ακόμα επιλύονται ζητήματα όπως το ταίριασμα και η ακρίβεια φίλτρων που θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν καθώς και οι ακραίες απαιτήσεις εύρους ζώνης των κεραιών, οι οποίες συχνά είναι δύσκολο να επιτευχθούν. Για έναν (correlator-based) δέκτη, ο συγχρονισμός πρέπει να είναι πολύ ακριβής προκειμένου να ανιχνεύει κατάλληλα το λαμβανόμενο παλμού λόγω του σύντομου διάρκειας παλμού. Επιπλέον, φαίνεται να υπάρχει ένας σημαντικός ποσό ενέργειας στα πολλαπλών διαδρομών συστατικά το οποίο ποσό προκαλείται από τις αντανάκλασεις του καναλιού, το οποίο προτείνει ότι ένας RAKE type ο δέκτη [6] θα βελτιώνει σημαντικά την απόδοση. Τελικά, ο θόρυβος από έναν (on-board) μικροελεγκτή θα μπορούσε να είναι ένα ζήτημα που θα πρέπει να προσεχθεί. Ένα κοινό τέχνασμα μέσα στα στενά ράδιο συστήματα ζωνών είναι να κινηθεί ο θόρυβος ακριβώς έξω από τη ζώνη παρά την καταστολή του. Αυτό το τέχνασμα μπορεί να αποδειχθεί αόριστο λαμβάνοντας υπόψη το εύρος ζώνης ενός δέκτη UWB.

ΑΝΑΛΥΣΗ ΡΥΘΜΟΑΠΟΔΟΣΗΣ

Όπως αναφέρεται στο προηγούμενο τμήμα, υπάρχουν πολλές διαφορετικές μέθοδοι διαμόρφωσης που θα μπορούσαν να εφαρμοστούν στα Εξαιρετικά-ευρείας ζώνης (UWB) συστήματα. Ο σκοπός αυτού το τμήμα είναι να ποσολογηθεί η απόσταση εναντί της

σχέση ρυθμοαπόδοσης για ένα εύρος παλμού για παράδειγμα ένα εύρος που διαμορφώνεται σε (PAM) σύστημα UWB προκειμένου να δώσουμε έμφαση σε μερικά από τα πλεονεκτήματα καθώς και σε κάποιους περιορισμούς που προκύπτουν για το UWB.

Τα αποτελέσματα εδώ χρησιμοποιούν τις ακόλουθες υποθέσεις :

1. Ο θόρυβος είναι πρόσθετος άσπρος γκαουσιανός θόρυβος (Additive White Gaussian Noise - AWGN) μόνο (πολλαπλών διαδρομών Multi-path).
2. Χρησιμοποιείται ένα target BER 10^{-3} μη κωδικοποιημένο, το οποίο, όταν συνδυαστεί με την κωδικοποίηση, πρέπει να είναι σε θέση να μειωθεί σε 10^{-5} έως 10^{-9} . Σημειώστε ότι η κωδικοποίηση θα έχει επίσης επίδραση στην μείωση της γενικής ρυθμοαπόδοσης.
3. Η δύναμη(power) μετάδοσης φασματικής πυκνότητας περιορίζεται σε -41 dBm/MHz .
4. Το κέρδος κεραιών υποτίθεται να είναι 0dBi.
5. Το περιθώριο συνδέσεων υποτίθεται να είναι 5dB.
6. Υποθέτουμε ακόμα έναν αριθμό θόρυβο 6dB .
7. Το εύρος ζώνης λειτουργίας είναι 2.5GHz για αυτό το παράδειγμα (από 2.5GHz σε 5GHz για να λειτουργήσει μεταξύ 2.4GHz ISM ζώνης και στην ζώνη U-NII 5GHz).
8. Υποθέτουμε μια κεντρική συχνότητα 3.75GHz (που χρησιμοποιούμε για να υπολογίσουμε τη συνάρτηση απώλειας απόστασης).
9. **Channel model**⁵: Ελεύθερη διαστημική διάδοση (δηλ., πορεία η απώλεια είναι ανάλογη προς το τετράγωνο της διάδοσης απόστασης), το οποίο οδηγεί σε μια απώλεια πορειών που δίνεται από την σχέση $L(d) = 20 \log(4\pi / \lambda) + 20 \log(d)$ όπου λ είναι το μήκος του φέρων κύματος .

Η πιθανότητα λαθών συμβόλων για ένα σύστημα M-PAM δίνεται από τη σχέση [6]

$$P_M = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k\gamma_b}{M^2-1}} \right) \quad (2)$$

και η πιθανότητα ενός bit error υπολογίζεται ως ακολούθως :

$$P_b = \frac{1}{k} P_M \quad (3)$$

όπου $M = 2^k$ και γ_b είναι το SNR (Signal to Noise Ratio), για κάθε bit
 ας σημειώσουμε ότι το SNR για κάθε σύμβολο είναι $E_s / \eta_n = k\gamma_b$,
 όπου κάθε σύμβολο κουβάλα k bits πληροφορίας.

$$P_b = \frac{1}{k} P_M$$

θεωρούμε το SNR ανά σύμβολο ως εξής:

$$E_s / \eta_n = P_{av} T_F / \eta_n = [P_{av} / \eta_n] \times [B_s / B_F] \text{ όπου } P_{av} = B_s P_M$$

που είναι ο μέσος όρος της απεσταλμένης power.

P_{av} είναι ο μέσος όρος του ορίου που θέτει η FCC για την φασματική πυκνότητα.

B_s είναι το ισοδύναμο κατειλημμένο bandwidth εκπεμπόμενου παλμού, η_n είναι

ο θόρυβος της φασματικής πυκνότητας και $B_F = 1 / T_F$ αναφέρεται σαν
 συχνότητα επανάληψης παλμού.

Επομένως, μπορούμε να δούμε την αναλογία $N_s = B_s / B_F$ ως κέρδος επεξεργασίας παλμού." Κατά συνέπεια, αυξάνοντας το κατειλημμένο εύρος ζώνης του παλμού ή μειώνοντας της επαναληπτική συχνότητα του παλμού (prf), την γενική ρυθμοαπόδοση, αυτό έχει ως αποτέλεσμα ότι η απόσταση που επιτυγχάνετε από το UWB μπορεί να αυξηθεί για ένα σταθερό μέσο όρο φασματικής πυκνότητας. Ας σημειώσουμε

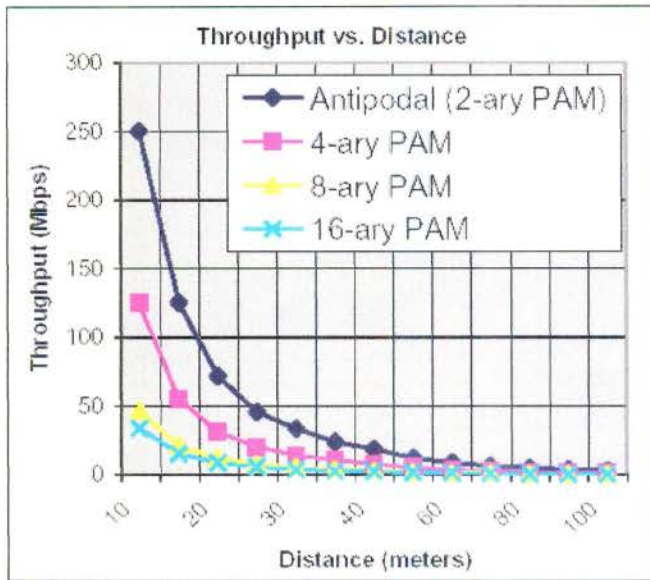
ότι αυτό έχει ως επίδραση την αύξηση της αιχμής διαβίβασης της δύναμης. Αυτός ο παράγοντας εκφράζει τι επιτρέπει το UWB να λειτουργήσει σε έναν πολύ χαμηλό μέσο όρο φασματικής πυκνότητας της μεταδιδόμενης δύναμης-(ενέργειας) (power spectral density), ενώ ακόμα επιτυγχάνονται χρήσιμες ρυθμοαπόδοση καθώς και ακτίνες εμβέλειας.

Η χρησιμοποίηση των ανωτέρω εξισώσεων παράγουν τον ακόλουθο που απαιτείται (SNR ανά σύμβολο) για ένα μη κωδικοποιημένο BER 10^{-3}

k	M	γ_b (dB)	$E_s / \eta_0 = k\gamma_b$ (dB)
1	2	7	7
2	4	10.75	13.75
3	8	15	19.77
4	16	19.5	22.5

Πίνακας 1: Απαιρήτητα $ESNO$. για τα συστήματα M-PAM

Ας σημειώσουμε ότι καθώς οι απαιτήσεις του όρου E_s / η_0 αυξάνονται, ο χωρισμός της περιόδου μεταξύ των συμβόλων θα χρειαστεί να αυξηθεί για έναν σταθερό μέσο όρο μεταδιδόμενης (ενέργειας)-δύναμης. Κατά συνέπεια, το ποσοστό στοιχείων μειώνεται. Χρησιμοποιώντας αυτούς τους αριθμούς της προηγούμενης γραφικής παράστασης των ρυθμοαπόδοσεων εναντία των αποστάσεων μπορούν να σχεδιασθούν για τις κατωτέρω υποθέσεις. Σχήμα 6.



Σχήμα 6: Καμπύλες ρυθμοαπόδοσης του παραπάνου παραδείγματος για ένα UWB σύστημα M-PAM.

Σαφώς, η ανωτέρω γραφική παράσταση δείχνει ότι το UWB παρέχει πραγματικά τη μέγιστη ρυθμοαπόδοση στις πιο κοντινές αποστάσεις. Φυσικά υπάρχουν άλλες μέθοδοι για τη ρυθμοαπόδοση εναντίον στη σχέση απόστασης, συμπεριλαμβανομένου του αυξανόμενου κέρδους κεραιών, το βελτιωμένο κέρδος κωδικοποίησης, του μειωμένου θορύβου, και του μεγαλύτερου κατειλημμένου εύρους ζώνης. Επίσης αξ σημειώσουμε ότι ένα ρεαλιστικότερο πρότυπο καναλιών μπορεί να έχει τους εκθέτες απώλειας πορειών για τα χαρακτηριστικά εσωτερικά κανάλια που πρέπει επίσης να εξετασθούν.

Τα αποτελέσματα προτείνουν ότι το υψηλότερο M-PAM σύστημα δεν βελτιώνει την ρυθμοαπόδοση τουλάχιστον όσο ένα 2 PAM με ένα υψηλότερο PRF. Αυτό μπορεί να είναι κατανοητό με την υπενθύμιση ότι το PAM είναι μία πολύ αποδοτική φασματική τεχνική διαμόρφωσης, αλλά όχι απαραίτητως πολύ ευφυής όσον αφορά την (ενέργεια-δύναμη). Για τα συστήματα UWB, το φάσμα είναι καθορισμένο από τη μορφή του παλμού παρά το ποσοστό συμβόλων. Επομένως, για ένα κανάλι AWGN, είναι λογικό να αναμένουμε ότι ένα χαμηλότερο PAM θα οδηγούσε στην καλύτερη απόδοση. [7].

Ένα από τα σημαντικά πλεονεκτήματα των συστημάτων UWB είναι η έμφυτη ευρωστία τους στην πολλαπλών διαδρομών εξασθένιση (multi-path fading)[8]. Χαρακτηριστικά

αυτό μπορεί να αναλυθεί ως ακολούθως. Τα αποτελέσματα της εξασθένησης στα πολλαπλών διαδρομών κανάλια προκαλούνται από την παρεμβολή που προκαλείται από το σύνολο διάφορων λαμβανόμενων πορειών (received paths) που μπορούν να είναι εκτός φάσης ή μια με την άλλη. Τα αποτελέσματα των πολύ στενών παλμών (narrow-pulse) των UWB κυματοειδών που είναι οι πολλαπλάσιες αντανακλάσεις (multipath reflections) είναι κάτι που προκαλείται από το κανάλι και επιλύεται ανεξάρτητα αν ασχοληθεί ο δέκτης με αυτό το πρόβλημα. Κατά συνέπεια, η time-varying εξασθένηση που μολύνει τα "περιορισμένης ζώνης" συστήματα είναι σημαντικά μειωμένη λόγω της ίδιας της φύσης των UWB κυματοειδών.

Τρόποι σύνδεσης

Δύο είναι οι βασικοί τρόποι με τους οποίους μπορεί να στηθεί ένα ασύρματο δίκτυο: με ή χωρίς access point.

Peer to Peer (ad hoc)

Για μικρά γραφεία με λίγους clients ή για χρήση στο σπίτι το Access Point μπορεί να παραλειφθεί και οι υπολογιστές να συνδεθούν μεταξύ τους με τις ασύρματες κάρτες δικτύωσης. Η καλυπτόμενη περιοχή, η οποία ονομάζεται BSA (Basic Service Area), καλύπτει μία ακτίνα περίπου 100 μέτρων (χωρίς εμπόδια και άλλες παρεμβολές) και μπορεί να υποστηρίξει από 6 μέχρι 25 χρήστες διατηρώντας την απόκριση του δικτύου σε ικανοποιητικά επίπεδα. Ένα δίκτυο τέτοιου τύπου δεν έχει κεντρικό σημείο διαχείρισης και μπορεί να υλοποιηθεί πολύ γρήγορα και εύκολα. Όμως, εκτός από τους λίγους clients που υποστηρίζει και λόγω της δομής του, δεν μπορεί να προσφέρει υψηλό επίπεδο ασφάλειας.



Infrastructure wireless network (με Access Point)

Η πιο συνηθισμένη δόμηση των ασύρματων δικτύων γίνεται με τη χρήση Access Point για μεγαλύτερη ευελιξία, επεκτασιμότητα και περισσότερες δυνατότητες διαχείρισης. Η BSA, σε αυτή την περίπτωση, ορίζεται από την εμβέλεια του Access Point ή από την ύπαρξη περισσότερων του ενός στο χώρο (Extended Service Area).

Προτάσεις υλοποίησης

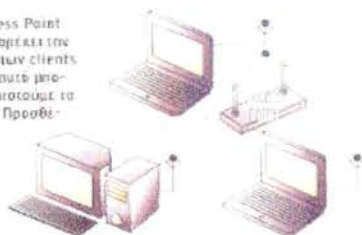
Ας δούμε, όμως, την προτεινόμενη υλοποίηση ενός ασύρματου δικτύου για οικιακή χρήση και για χρήση σε κοινότητα χρηστών.

Οικιακός χρήστης

Η καλύτερη πρόταση για οικιακή χρήση είναι η δημιουργία δικτύου adhoc (δηλαδή χωρίς Access Point). Απλά συνδέστε τις ασύρματες κάρτες στα PCs, ρυθμίστε τις διευθύνσεις IP και το δίκτυο είναι έτοιμο.

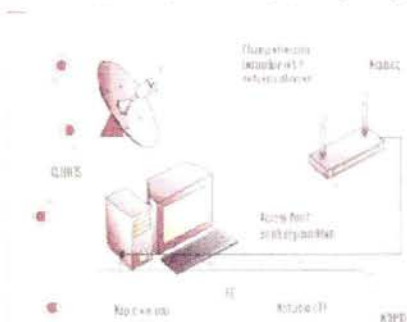
Access Point

Το κεντρικό Access Point είναι αυτό που παρέχει την πρόσβαση στους clients στο δίκτυο. Από αυτό μπορούμε να διαχειριστούμε το δίκτυο κεντρικά. Προσθέτοντας Access Points το ασύρματο δίκτυο επεκτείνεται.

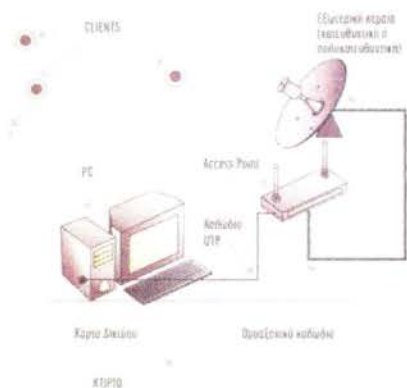


Ομάδες χρηστών

Στο **σχήμα 1** βλέπετε το PC να συνδέεται με κάρτα δικτύου με το Access Point, το οποίο βρίσκεται στην ταράτσα (με πρόβλεψη για την αδιαβροχοποίηση του). Εκεί μπορεί να χρησιμοποιεί είτε τις δικές του κεραίες είτε, κατά προ-τίμηση, μία εξωτερική. Αυτή είναι και η καλύτερη πρόταση, διότι δεν μεσολαβεί ομοαξονικό καλώδιο που εισάγει αλλοιώσεις στο σήμα. Στο **σχήμα 2** βλέπετε το PC να συνδέεται με το Access Point μέσω της κάρτας δικτύου του και καλωδίου UTP, και από εκεί με ομοαξονικό καλώδιο από την είσοδο κεραίας του AP με την εξωτερική κεραία στην ταράτσα. Συνήθως πρόκειται για μία πιο βολική προσέγγιση, αφού δεν απαιτεί την αδιαβροχοποίηση του Access Point στην ταράτσα ή το μπαλκόνι, προτείνεται δε αν θέλετε απλώς να είστε client στο δίκτυο και όχι το σύστημα σας να λειτουργεί ως ασύρματο link ή server.



Σχήμα 1



Σχήμα 2

packet-switched στοιχείων και ασύρματη φωνητική τηλεφωνία χρησιμοποιώντας Time Division Multiple Access (TDMA) .

Οι τεχνολογίες του παραδείγματος που υποστηρίζουν αυτές τις εφαρμογές είναι IEEE 802.11b (WI-FI) , Bluetooth, και HomeRF προτύπων δικτύωσης. Όπως το IEEE 802.11 και το ETSI BRAN HiperLAN/2 (το ευρωπαϊκό αντίτιμο του 802.11) έχει προσθέσει τις φυσικές προδιαγραφές στρώματος με τα ποσοστά στοιχείων μέχρι τα 54Mbps, το διάστημα εφαρμογής είναι να διευρυνθεί για να περιληφθούν ακουστικές/τηλεοπτικές εφαρμογές που είναι από σ'αυτά τα υψηλά ποσοστά στοιχείων. Αυτές οι απαιτήσεις διαφορετικών ειδών κυκλοφορίας ορίζονται ως διαφορετικές απαιτήσεις από την άποψη παραμέτρων υπηρεσιών που ποσολογούν την απόδοση δικτύων για έναν χρήστη για κάθε μια εφαρμογή . Κατά συνέπεια, για παράδειγμα, στην φωνητική τηλεφωνία και το τηλεοπτικό σύστημα τηλεσυνεδριάσεων οι εφαρμογές τοποθετούν τις απαιτήσεις στη λανθάνουσα κατάσταση και στην jitter απόδοση. Οι ακουστικές/τηλεοπτικές εφαρμογές απαιτούν μεγάλα ποσά εύρους ζώνης και μπορεί να χρειαστούν καλύτερο συγχρονισμό (π.χ. συνδέοντας στερεοφωνικοί ομιλητές στα σύστημα ήχου surround). Τα εξαιρετικά-ευρεία ζώνης (UWB) συστήματα, έχοντας την δυνατότητα για εξαιρετικά μεγάλα ποσοστά στοιχείων σε κοντινές αποστάσεις, προορίζονται να χρησιμοποιηθούν για δικτύωση αυτών των ειδών υψηλού-εύρους ζωνών/ καθυστέρησης-κρίσιμων πηγών στοιχείων .Οι ασύρματες συνδέσεις έχουν τα χαρακτηριστικά που διαφέρουν από εκείνες των σταθερών συνδέσεων, όπως το υψηλό ποσοστό απώλειας πακέτων, εκρήξεις της απώλειας πακέτων, της ξαναπαραγγελίας πακέτων και την μεγάλη καθυστέρηση πακέτων. Επιπλέον, τα ασύρματα χαρακτηριστικά συνδέσεων δεν είναι σταθερά και μπορούν να ποικίλουν όσον αφορά τον χρόνο και τον τόπο. Η κινητικότητα των χρηστών θέτει πρόσθετες απαιτήσεις, όπως το end-to-end path μπορεί να αλλάζει όταν οι χρήστες αλλάζουν το σημείο σύνδεσής τους. Οι χρήστες αναμένουν να λάβουν το ίδιο QoS αόφτου έχουν άλλαξε το σημείο σύνδεσής τους. Αυτό υπονοεί ότι η νέα end-to-end πορεία πρέπει επίσης να υποστηρίζει την ύπαρξη QoS και τα προβλήματα προκύπτουν όταν δεν μπορεί να υποστηρίξει την νέα πορεία με το απαραίτητο QoS. Η ασφάλεια είναι προφανώς μια σημαντική εκτίμηση στα ασύρματα δίκτυα επειδή, αντίθετα από δίκτυα συνδεδεμένα με καλώδιο , οι επικαλύψεις μεταξύ των δικτύων δεν μπορούν να είναι ελεγχόμενες. Επιπλέον, οι αναμώδιοι χρήστες μπορούν επίσης να υποκλέψουν τις μεταδόσεις.Επίσης μπορεί να περιλάβει τις φυσικές ιδιότητες στρώματος του δικτύου.

Σε αυτό το τμήμα, περιοριζόμαστε στις λειτουργίες καναλιών access και QoS

συναρτήσεων. Στην επιτροπή 802.11 TGe υπάρχει ένα σε εξέλιξη πρόγραμμα για να ενισχυθεί το 802.11 MAC για να επιτρέψει πρόσβαση καναλιών QoS. Η βασική συνάρτηση channel του 802.11 MAC είναι μία διανεμημένη συνάρτηση συντονισμού Distributed Coordination Function (DCF), με έναν προαιρετικό τρόπο τη λειτουργία συντονισμού σημείου Point Coordination Function (PCF) που χτίστηκε επάνω στο DCF, το οποίο προσφέρει συγκεντρωμένη, pooling-based επικοινωνία μεταξύ των σταθμών και ενός σημείου coordinator. Με το PCF, το σημείο συντονισμού καθορίζει ένα Contention Free Period (CFP) κατά τη διάρκεια της οποίας οι σταθμοί επιλέγουν και μια περίοδο (CP) κατά τη διάρκεια της οποίας ο κανονικός μηχανισμός πρόσβασης καναλιών DCF διατηρεί. Ένα περιοδικό αναγνωριστικό σήμα προσδιορίζει την έναρξη του CFP και την διάρκεια. Ο τρόπος EDCF επιτρέπει τη μεταχείριση των προτεραιοτήτων των διαφορών πακέτων (αυτά που είναι κωδικοποιημένα σύμφωνα με τις ετικέτες κατηγορίας) δίνοντας στατιστικά επαρκή πρόσβαση στο μέσο. Αυτό σημαίνει ότι τα πακέτα ίδιας κλάσης προτεραιότητας είναι σύμφωνα ως προς το πρότυπο 802.11. Πακέτα από διαφορετικής κλάσης προτεραιότητας διατηρούνται σε μια βάση αναμονής όπου το υψηλότερης προτεραιότητας πακέτο έχει μεγαλύτερη πιθανότητα πρόσβασης στο κανάλι. Επιπλέον στους τρόπους EDCF, ένας τύπος σημείου λειτουργίας συντονισμού ονομάζεται υβριδική Coordination συνάρτηση (HCF) που προτείνεται επίσης.

KΩΔ. BIBΛ. Α1

ΤΟ UWB ΣΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ

Στα προηγούμενα χρόνια, το UWB είχε χρησιμοποιηθεί κυρίως για τις εφαρμογές ραντάρ (ακολουθώντας τη θέση των στόχων, της απεικόνισης μέσω-τοιχών, κ.λ.π...) λόγω της εσωτερικής ακριβείας του και της χαμηλής ενέργειας που καταναλώνεται από τις συσκευές. Από τις αρχές του 90 μέχρι σήμερα, το UWB έχει θεωρηθεί σημαντικό για τον ψηφιακό κόσμο των επικοινωνιών. Στην αρχή είχε χρησιμοποιηθεί για την ανάπτυξη των στρατιωτικών επικοινωνιών υψηλού-εύρους ζώνης και στη συνέχεια, για την ανάπτυξη

των υψηλών προσωπικών επικοινωνιών ποσοστού δυαδικών ψηφίων σε εσωτερικά πλήρη πολλαπλών διαδρομών περιβάλλοντα [1]. Σε αυτό το απόσπασμα, η χρησιμοποίηση της τεχνολογίας UWB στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών έχει πραγματοποιηθεί από την ανάπτυξη της πολλαπλάσιας τεχνικής πρόσβασης βασισμένης στη χρονική διαμόρφωση ώθησης.

Διάφορες βιομηχανίες και επιχειρήσεις έχουν δώσει προσοχή σε αυτήν την τεχνολογία, παράγοντας τα συστατικά UWB και τις συσκευές για τις ψηφιακές επικοινωνίες. Επιπλέον, ένας μεγάλος όγκος της βιβλιογραφίας έχει αφιερωθεί στην ανάλυση των αρχών UWB μετάδοσης/στοιχεία λήψης καθώς επίσης και της απόδοσης των συστημάτων UWB (παραδείγματος χάριν, δες [2] και [3]).

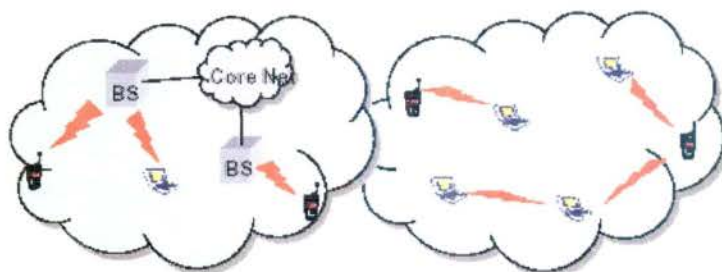
Εν τω μεταξύ, ερευνητικές προσπάθειες έχουν αφιερωθεί πρόσφατα στα ειδικά δίκτυα: ειδικότερα, μέχρι το κοντινό παρελθόν, αυτά τα ράδιο δίκτυα έχουν εξεταστεί κυρίως για στρατιωτικές εφαρμογές λόγω της διανεμημένης αρχιτεκτονικής τους, με συνέπεια ένα πολύ θεμελιώδες ενεργό πλεονέκτημα. Όσον αφορά στον εμπορικό τομέα, τα ειδικά δίκτυα αναμένονται να ενισχύσουν τον κόσμο δικτύωσης, παραδείγματος χάριν, με την παροχή πρόσβασης όπου καμία υποδομή δεν είναι διαθέσιμη ή με επέκταση - με έναν γρήγορο και φτηνό τρόπο - των υπάρχουσών περιοχών κάλυψης [4][5]. Σήμερα είναι σαφές ότι το UWB είναι ένας ελπιδοφόρος τομέας για να δημιουργήσει μικρούς, υψηλούς πομποδέκτες ποσοστού δυαδικών ψηφίων που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για ένα ευρύ σύνολο εφαρμογών, από τα ασύρματα συστήματα του τοπικού LAN στα ειδικά δίκτυα, χάρη στην υψηλή ευελιξία και τη μεταβλητότητα που προσφέρθηκαν από αυτήν την τεχνολογία.

Ο στόχος αυτής της εργασίας είναι να εξεταστούν οι κύριες αρχές που ισχύουν όταν καθορισμένες πηγές μοιράζονται κανόνες με το UWB προκειμένου να χρησιμοποιηθεί καλύτερα η δυνατότητα ευελιξίας της ίδιας UWB τεχνολογίας. Συγκεκριμένα στην παράγραφο 2, διάφορα πιθανά σενάρια δικτύων ερευνώνται και κάποιο επιλέγεται που είναι κύρια προσανατολισμένο καθώς επίσης και ικανό να παρέχει πρόσβαση στο σταθερό δίκτυο και έτσι να ταιριάζει με τον ανωτέρω στόχο. Εκτός αυτού, μέσα σε αυτό το πλαίσιο, το πρόβλημα του ράδιο ελέγχου των πόρων μελετάται λαμβάνοντας υπόψη τον αντίκτυπο του υποτιθέμενου προτύπου δικτύων. Λεπτομερέστερα, το ράδιο λειτουργικό πρότυπο ελέγχου των πόρων (RRC) προέρχεται για διαφορετικές κατηγορίες υπηρεσίας που καθορίζει έτσι ένα πλήρες πρότυπο συστημάτων από τον πόρο υποστηρίζοντας έτσι την άποψη (Παράγραφος 3). Κατόπιν στην παράγραφο 4, μια στρατηγική RRC αναπτύσσεται προκειμένου να υποστηριχθούν οι

προβλεπόμενες κατηγορίες κίνησης μέσα σε ένα ετερογενές πλαίσιο κίνησης. Στην παράγραφο 5 μερικές τελικές παρατηρήσεις βγαίνουν καθώς επίσης και τα ανοικτά σημεία που επιδίδονται.

ΣΕΝΑΡΙΑ ΔΙΚΤΥΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΦΑΡΜΟΓΗ UWB

Σε αυτήν την παράγραφο δύο διαφορετικά σενάρια δικτύων (δες σχήμα 1) ερευνούνται που εφαρμόζουν ένα διαφορετικό παράδειγμα επικοινωνίας, είτε σαν κυψελοειδή είτε απολύτως ειδικό, προκειμένου να επιλεγεί το ικανό εκείνο να εκμεταλλευτεί τα πλεονεκτήματα που η τεχνολογία UWB μπορεί να φέρει.



ΣΧΗΜΑ 1 Cellular-like ενάντια στο ad-hoc δίκτυο

(Σύγκριση των δύο προτύπων με στόχο την εφαρμογή τους στα Δίκτυα.)

Ξεκινώντας από τον κυψελοειδή όπως στην αρχιτεκτονική, το οποίο είναι εντελώς κεντραρισμένος. Στις ιδιαίτερες οντότητες όπως τη βάση, υπάρχουν σταθμοί που έχουν τον πλήρη έλεγχο του ράδιο πόρου και της πρόσβασης. Φυσικά μια προσπάθεια συντονισμού απαιτείται για να εκτελεσθεί μεταξύ των γειτονικών σταθμών βάσεων προκειμένου να μοιραστούν το ράδιο πόρο. Χαρακτηριστικά αυτά τα συστήματα απαιτούν έναν προγραμματισμό του εδάφους και των συχνοτήτων και χρησιμοποιούν κάποια τεχνική τμήματος για να διαιρέσουν στατικά το ράδιο πόρο σε μερίδια έτσι ώστε να ορίσουν διαφορετικούς χειριστές και σταθμούς βάσεων. Λόγω των αναγκών και του

κεντραρισμένου ελέγχου, οι οντότητες του προκύπτοντος δικτύου οργανώνονται σύμφωνα με μια άκαμπτη ιεραρχία. Αν και δεν υπάρχουν οποιαδήποτε συγκεκριμένα επιχειρήματα ενάντια στην υιοθέτηση του UWB σε αυτά τα δίκτυα, που θα έφερνε ασήμαντα και ελάχιστα πλεονεκτήματα δεδομένου ότι το άκαμπτο πλαίσιο δεν θα επέτρεπε την εκμετάλλευση συγκεκριμένων εύκαμπτων χαρακτηριστικών γνωρισμάτων αυτής της τεχνολογίας.

Αφ' ετέρου, στα πλαίσια της ειδικής δικτύωσης, το UWB θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως ελπιδοφόρα και εύκαμπτη τεχνολογία μετάδοσης που φέρνει μερικά συγκεκριμένα κατάλληλα πλεονεκτήματα. Στην πραγματικότητα, διάφορα χαρακτηριστικά γνωρίσματα του UWB ταιριάζουν ακριβώς με τις απαιτήσεις που χρειάζονται για το σχεδιασμό ενός ειδικού δικτύου. Τα ειδικά δίκτυα χαρακτηρίζονται από την κατοχή μη υποδομής και την παροχή των ομοίων επικοινωνιών, και κατά συνέπεια η αρχιτεκτονική τους διανέμεται εντελώς. Ο πίνακας 1 συνοψίζει τις κύριες διαφορές μεταξύ των κυψελοειδή όπως και των ειδικών δικτύων.

ΚΥΨΕΛΟΕΙΔΗ	ΕΙΔΙΚΑ
Με υποδομή προγραμματισμού κατανομής πόρων	Χωρίς υποδομή Δυνατότητα πολλαπλών hopping
Ιεραρχικό δίκτυο	Όμοιες επικοινωνίες
Κεντρικός έλεγχος του ράδιο πόρου	διανεμημένες λειτουργίες της διαχείρισης τ πόρων

Πίνακας 1 – τα κυψελοειδή σε σχέση με τα ειδικά δίκτυα

Προκειμένου να δοθεί έμφαση στα πιθανά πλεονεκτήματα που το UWB μπορεί να φέρει όταν αυτό εφαρμόζεται στα προσανατολισμένα δίκτυα, εμείς μπορούμε να σχολιάσουμε ότι το UWB μπορεί να παρέχει υψηλά ποσοστά στοιχείων [2], καθώς ακόμα αναμένονται οι τεχνολογίες της επόμενης γενεάς των συστημάτων εκπομπής σήματος. Ένα πρόσθετο χαρακτηριστικό γνώρισμα του UWB είναι η ευελιξία στη διαδικασία επανασηματισμού του ποσοστού δεδομένων λόγω της διαθεσιμότητας διάφορων παραμέτρων μετάδοσης που μπορούν να συντονιστούν στην καλύτερη αντιστοιχία των απαιτήσεων μιας ροής στοιχείων. Όσον αφορά στο ράδιο-τελικό εξοπλισμό, αυτό είναι χαρακτηριστικά φτηνότερο από μια από τις παραδοσιακές τεχνολογίες, λόγω της απουσίας περίπλοκων συσκευών συγχρονισμού και στην εξαιρετικά απλή δομή του δέκτη.

Επιπλέον σε ένα ειδικό δίκτυο η απουσία μιας υποδομής υπονοεί την τεράστια πολυπλοκότητα στο συγχρονισμό όλων των τερματικών δικτύων και στη συντήρηση ενός γενικού ελέγχου δύναμης. Το ραδιόφωνο ώθησης UWB απαιτεί έναν συγχρονισμό μετάδοσης-λήψης ζευγαριών (που επικοινωνούν μέσω μιας σύνδεσης) αλλά αφ' ετέρου λειτουργεί αποτελεσματικά ακόμα κι αν διαφορετικές συνδέσεις στο δίκτυο είναι ασύγχρονες. Επίσης, ο έλεγχος ισχύος δεν είναι ένα κρίσιμο ζήτημα αφού, όταν χρησιμοποιείται σκληρή ανάχνευση, η απόδοση δεν επηρεάζεται έντονα από την παρεμβαλλόμενη δύναμη [6].

Διάφορες τεχνολογίες προκύπτουν για την ειδική δικτύωση [7][8]. Το UWB φαίνεται ανταγωνιστικό σε αυτόν τον τομέα χάρη στα παραπάνω χαρακτηριστικά γνωρίσματα και ειδικά όταν χρησιμοποιείται το Ράδιο Ώθησης PMM σχέδιο διαμόρφωσης. Παραδείγματος χάριν, τονίζουμε ότι ένα από τα κρίσιμότερα ζητήματα, δηλ. ο συναγωνισμός στην πρόσβαση σε ένα ενιαίο κοινό κανάλι (όπως συμβαίνει στο 802.11), ξεπερνιέται λόγω της πολύ χαμηλής πιθανότητας των καταστροφικών συγκρούσεων.

Στην εργασία μας στοχεύουμε στον καθορισμό του πόρου που μοιράζεται την προσέγγιση που μπορεί να εφαρμοστεί στα διαφορετικά αρχιτεκτονικά σενάρια (μια ασύρματη τοπική πρόσβαση περιοχής καθώς επίσης και μια πρόσβαση σε ένα σταθερό δίκτυο σε ένα υπαίθριο περιβάλλον) [9]. Όσον αφορά στο παράδειγμα δικτύων επιλέγουμε ένα υβριδικό σενάριο που είναι:

- α) ειδικό προσανατολισμένο, ενδεχομένως με multiple - hop
- β) με σημεία πρόσβασης στο σταθερό δίκτυο.

Τα φερόμενα πλεονεκτήματα είναι ότι το σύστημα ακόμα διανέμεται και παρέχει εύκαμπτη πρόσβαση με την πρόσθετη δυνατότητα να έχει πρόσβαση στο σταθερό δίκτυο και τις υπηρεσίες του. Αυτή παρέχεται από έναν χειριστή με τη βοήθεια των σημείων πρόσβασης. Αναφέρουμε επίσης, ότι υπάρχει μια υποδομή που όμως δεν χρησιμοποιείται για λόγους συντονισμού, έτσι το δίκτυο είναι ειδικό, υπό την έννοια ότι το ίδιο το δίκτυο από μόνο του είναι προς τα επάνω (δηλ. η συνδετικότητα υπάρχει) επίσης όταν δεν υπάρχει κανένα σημείο πρόσβασης αλλά μόνο ράδιο τερματικά πρόθυμα

να επικοινωνήσουν. Αυτές οι πτυχές θα εξηγηθούν και θα περιγραφούν λεπτομερέστερα στην επόμενο υπό- παράγραφο.

4.1 Το προτεινόμενο αρχιτεκτονικό πρότυπο αναφοράς

Ο στόχος αυτής της παραγράφου είναι να περιγραφεί η υποτιθέμενη αρχιτεκτονική αναφοράς ενός ασύρματου δικτύου βασισμένου στην τεχνολογία UWB.

Αναφερόμαστε σε μια ασύρματη περιοχή (WD) ως την ασύρματη περιοχή όπου ένας χειριστής είναι σε θέση να παρέχει τη συνδετικότητα στο σταθερό δίκτυο από διάφορα ράδιο σημεία πρόσβασης καθώς επίσης και την ασύρματη περιοχή όπου διάφορες ράδιο οντότητες συνδέουν η μια την άλλη δημιουργώντας έτσι ένα ειδικό δίκτυο.

Οι οντότητες που είναι κύριες στο δίκτυο είναι τα Σημεία Πρόσβασης (AP), οι Κινητοί Κόμβοι (MN), οι Κινητοί Οικοδεσπότες (MH), οι Δρομολογητές Δικτύων Πρόσβασης (ANR) και Διαχειριστής των Πόρων Δικτύων (NRM) (που απαριθμείται στον πίνακα 2). Το πρότυπο δικτύων παρουσιάζεται στο σχήμα 2.

Κινητός Κόμβος (MN)	Ένας κόμβος IP ικανός να αλλάζει το σημείο σύνδεσης του στο δίκτυο. Ένας κινητός κόμβος μπορεί να έχει τη κατευθυνόμενη λειτουργία.
Κινητός οικοδεσπότης (MH)	Ένας κινητός κόμβος, δηλαδή, τελικός οικοδεσπότης και όχι ένας δρομολογητής. Αυτή η οντότητα ονομάζεται επίσης Κινητός Σταθμός.
Σημείο Πρόσβασης (AP)	Ένα σημείο πρόσβασης είναι ένα στρώμα 2 συσκευή που συνδέεται με έναν ή περισσότερους δρομολογητές δικτύων πρόσβασης και προσφέρει την ασύρματη σύνδεση στον κινητό κόμβο/ οικοδεσπότη Ένα σημείο πρόσβασης μπορεί να είναι χωριστή οντότητα ή συνδυασμένη με έναν δρομολογητή δικτύων πρόσβασης.
Δρομολογητής Δικτύου πρόσβασης (ANR)	Ένας δρομολογητής IP στο δίκτυο πρόσβασης. Ένας δρομολογητής δικτύου πρόσβασης μπορεί να περιλάβει συγκεκριμένες λειτουργίες δικτύων πρόσβασης, παραδείγματα χάριν, σχετικές με την κινητικότητα ή/ και το QoS. Αυτό το ξεχωρίζει μεταξύ των συνηθισμένων δρομολογητών και των δρομολογητών που έχουν τη σχετική με το δίκτυο ειδική

	λειτουργία πρόσβασης.
Διαχειριστής Πόρων δικτύων (NRM):	Είναι ο διαχειριστής ενός WD και, κατά συνέπεια, έχει τον κύριο στόχο να εγγυηθεί την υπηρεσία που απαιτείται και που συζητιέται από μια ροή για τη σχετική (ασύρματη) περιοχή. Ο ρόλος του εκτελείται από τις λειτουργίες που ανήκουν σε ANI και σε APs.

Πίνακας 2 – οντότητες στη δικτυακή αρχιτεκτονική αναφοράς

Όπως αναφέρεται στη προηγούμενη παράγραφο, η προβλεπόμενη αρχιτεκτονική είναι εύκαμπτη, υπό την έννοια ότι προσφέρει τη συνδετικότητα στο σταθερό δίκτυο από έναν χειριστή αλλά επιτρέπει επίσης την καθιέρωση των επικοινωνιών μεταξύ των ράδιο κόμβων με μια ειδική μορφή. Αυτό λαμβάνεται, δεδομένου ότι η συνδετικότητα δεν εξαρτάται από την ύπαρξη της υποδομής, αλλά στην πραγματικότητα αυτό χρησιμοποιείται για την ευχαρίστηση των πρόσθετων υπηρεσιών που παρέχονται από το σταθερό δίκτυο.

Για αυτόν τον λόγο, μερικές οντότητες – όπως το ANR και NRM – έχουν συγκεκριμένο στόχο να πραγματοποιήσουν τη συνδετικότητα στο σταθερό δίκτυο και δεν περιλαμβάνονται όταν καθιερώνονται ειδικές συνδέσεις μέσα σε ένα WD, αντ' αυτού, η δράση τους επικαλείται μόνο όταν η πορεία μεταξύ των δύο τελικών χρηστών περιλαμβάνει σταθερές περιοχές.

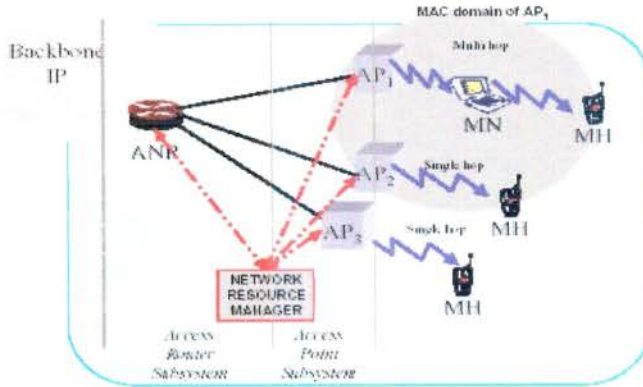
Σε κάθε WD υπάρχει ένας Διαχειριστής Πόρων Δικτύων (NRM) που συνίσταται σε ένα σύνολο λειτουργιών, και συνδέεται με τη διαχείριση του ράδιο πόρου, του οποίου ο ρόλος είναι να ενεργεί από κοινού από διάφορες οντότητες (συγκεκριμένα APs και ANRs). Ένα Σημείο Πρόσβασης είναι ένα στρώμα 2 οντότητα που εμπλέκεται όταν η MHs προσεγγίζει ένα ράδιο τμήμα, που μπορεί ενδεχομένως να εξυπηρετήσει διάφορα MNs/MHs. Διαφορετικά APs συμβαίνουν να καλύπτουν την ίδια γεωγραφική περιοχή ή μερικώς επικαλυμμένες περιοχές. Μια MAC περιοχή χαρακτηρίζει κάθε AP και

αντιστοιχεί στην καλυμμένη γεωγραφική περιοχή όπου αλληλεπιδρά με τις άλλες ραδιο οντότητες.

Τονίζουμε, εδώ, αυτό που διακρίνουμε μεταξύ MNs και MHs: αυτό που αντιστοιχεί είναι ότι μπορεί να υπάρξει ράδιο κινητές οντότητες που ενεργούν ως δρομολογητές (MNs) στο ασύρματο τμήμα, οι οποίοι περιπλανώνται περισσότερο από τους κινητούς. Ως εκ τούτου, ένα MH μπορεί να φθάσει ένα AP είτε άμεσα (από έναν ενιαίο hop) είτε από hopping σε ένα MN (περίπτωση multi-hop).

Τα APs ενός WD αλληλεπιδρούν με το Διαχειριστή Πόρων Δικτύων (NRM): χάρη σε αυτήν την αλληλεπίδραση κάθε AP έχει το ρόλο της παροχής της πρόσβασης στο σταθερό δίκτυο από την ασύρματη περιοχή. Επιπλέον, πρέπει να είναι σε θέση να αξιολογήσει το διαθέσιμο πόρο στο WD και να προσφέρει πρόσβαση σε αυτόν τον πόρο μετά την αξιολόγηση του τεχνικού κόστους που συνδέεται με την χρήση του ίδιου του πόρου. Δεδομένου ότι το AP είναι ένα στρώμα 2 οντότητα, οι κύριες διενεργηθείσες λειτουργίες αναφέρονται στις διαδικασίες του MAC. Παρατηρούμε ότι ο συντονισμός της πρόσβασης στο ράδιο πόρο λαμβάνεται από μια διανεμημένη δράση όλων των περιληφθεισών ραδιο οντοτήτων (APs και MHs/MNs), κατά συνέπεια όταν δεν υπάρχει κανένα APs η ράδιο συνδετικότητα είναι ακόμα δυνατή και ρυθμισμένη με τον ίδιο διανεμημένο τρόπο μόνο από MHs/MNs.

Οι άλλες λειτουργίες του NRM αντιμετωπίζονται από μια αλληλεπίδραση με το ANR και κυρίως τη διαχείριση σταθερής κινητικότητας και την υποστήριξη QoS. Γενικά ένα ANR είναι σε συνδυασμό με διάφορα APs και είναι η μόνη οντότητα του ράδιο πρόσβασης που αλληλεπιδρά άμεσα με τη Βάση IP. Δεδομένου ότι το ANR είναι ένα στρώμα 3 οντότητα οι σχετικές λειτουργίες αναφέρονται στο πρωτόκολλο και τις διαδικασίες IP.



ΣΧΗΜΑ 2

Η WD Αρχιτεκτονική

ΤΟ ΠΡΟΤΥΠΟ ΓΙΑ ΤΗ ΔΙΑΝΟΜΗ ΤΩΝ ΠΟΡΩΝ

Σύμφωνα με την προβλεπόμενη αρχιτεκτονική, ο έλεγχος της ραδιο διανομής των πόρων εκτελείται σε μια διανεμημένη μορφή έτσι ώστε τα αποτελέσματα αυτών των εύκαμπτων μηχανισμών να είναι εφαρμόσιμα στα διαφορετικά αρχιτεκτονικά σενάρια.

Προκειμένου να διευκρινιστούν όλες οι λειτουργικές οντότητες που προβλέπονται στην πρότασή μας, παρατηρούμε ότι στη δύναμη ειδικών δικτύων ο έλεγχος θεωρείται, χαρακτηριστικά, ως ένας μηχανισμός που χρησιμοποιείται από κοινού μέσα στις διαδικασίες του MAC με σκοπό να αυξήσει τη χρησιμοποίηση ραδιο καναλιών[10][11]. Με έναν τέτοιο στόχο, τα επίπεδα δύναμης κόμβων ρυθμίζονται βάση δύο απαιτήσεων:

- α) εξασφαλίζουν μια ποιότητα μετάδοσης στόχων σε κάθε ενεργή σύνδεση, λαμβάνοντας υπόψη το πραγματικό επίπεδο παρέμβασης
- β) παίρνουν κάθε διαβιασμένο κόμβο για να εκπέμψουν ένα επίπεδο ισχύος έτσι ώστε η ποιότητα μετάδοσης άλλων συνδέσεων να μην μειωθεί σημαντικά.

Κατά αυτήν την άποψη, η ισχύς και τα δεδομένα-ποσοστά ρυθμίζονται από κοινού με την προσαρμογή των παραμέτρων μετάδοσης στο αντιληπτό μετρημένο επίπεδο παρέμβασης και αυτό θα απεικονιστεί στο προτεινόμενο λειτουργικό πρότυπό μας, όπως φαίνεται στο ακόλουθο, με τη συμπερίληψη των κατάλληλων λειτουργιών που απαιτούνται για να εφαρμόσουν τις σχετικές μετρήσεις, το συντονισμό και το σήμα.

Οι κατηγορίες διακίνησης

Όσον αφορά στο καθορισμένο σύνολο υπηρεσιών, ο πόρος ρυθμίζεται από την οντότητα RRC που είναι λογικά χωρισμένη σε δύο μέρη:

- μια πρώτη αναλογία του εύρους ζώνης (που ονομάζεται Διατηρημένο Εύρος Ζώνης, RB) συνάπτεται με το στρώμα δικτύων και, μόλις διατεθεί, μπορεί να ρυθμιστεί μόνο από το ίδιο το δίκτυο. Αυτή η κατηγορία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να χαρτογραφήσει τις κατηγορίες QoS του στρώματος IP
- μια δεύτερη αναλογία του εύρους ζώνης (που ονομάζεται Δυναμικό Εύρος Ζώνης, DB) μπορεί δυναμικά να ποικίλει εξαρτημένο άμεσα από το RRC. Αυτή η κατηγορία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να χαρτογραφήσει την καλύτερη κατηγορία προσπάθειας του στρώματος IP.

Το όνομα Δυναμικό Εύρος Ζώνης αναφέρεται στο γεγονός ότι το RRC μπορεί δυναμικά να το μετατρέψει εγκαίρως σε κλίμακα βασικής διάρκειας. Αντίθετα, το RB θα ποικίλει μόνο σύμφωνα με ένα ρητό αίτημα QoS που προέρχεται από το στρώμα δικτύων σε ένα χρονικό διάστημα της τάξεως της διάρκειας συνόδου. Σε αυτήν την περίπτωση, κατά τη διάρκεια μιας συνόδου RB θα θεωρηθεί ως σταθερή αξία από την προοπτική του MAC.

Σε έναν ράδιο κόμβο δεν μπορεί να υπάρξει προφανώς κανένα RB διατιθέμενο. Διατιθέμενο RB που θα χρησιμοποιηθεί, όχι εντελώς, σε κάποιο χρονικό διάστημα, εντούτοις θεωρείται πάντα διατηρημένο.

Και τα δύο πρόβλεψαν υπηρεσίες που προσφέρουν ένα επιθυμητό επίπεδο ακεραιότητας στοιχείων ελέγχοντας το SINR, ενώ επιπλέον η RB κατηγορία παρέχει μια εγγύηση στο ποσοστό δυαδικών ψηφίων ενώ ακριβώς μια διαθέσιμη υπηρεσία ποσοστού δυαδικών ψηφίων λαμβάνεται από την κατηγορία DB.

3.2 Το λειτουργικό μοντέλο για τον καθορισμό RRC

Το λειτουργικό μοντέλο αποτελείται από τις ακόλουθες οντότητες:

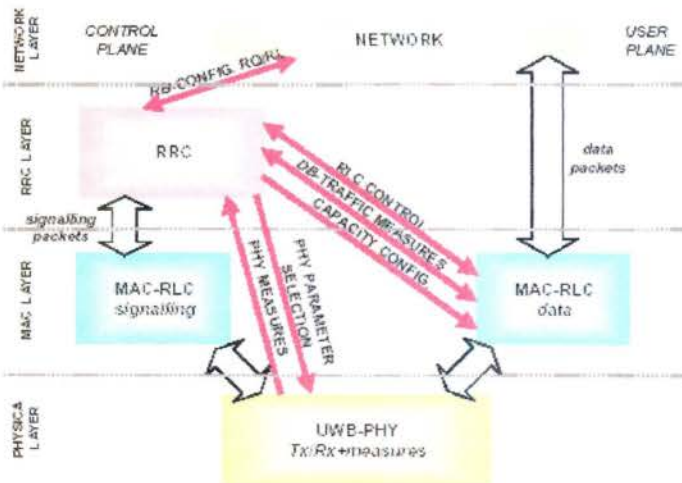
- i) την οντότητα στρώματος δικτύων

- ii) την οντότητα RRC που διαχειρίζεται όλες τις λειτουργίες σχετικές με την πρόσβαση στο ράδιο πόρο
- iii) δύο MAC -MAC-RLC οντότητες, η μια αποκλειστικά για το σήμα και η άλλη στην επεξεργασία δεδομένων
- iv) μια φυσική λειτουργική οντότητα αποκλειστικά για τις διαδικασίες UWB μετάδοση/λήψης.

Όσον αφορά τη RB διαμόρφωση/ επανασηματισμό, σύμφωνα με τον παραπάνω ορισμό, απαιτεί μια αλληλεπίδραση μεταξύ του RRC και του στρώματος δικτύων που διαπραγματεύεται το εύρος ζώνης του από τα μηνύματα αιτήματος/διάχυσης (βλ. Το σχετικό βέλος RB Config Rq/Rl στον πίνακα 3).

Όσον αφορά στη διαμόρφωση/επανασηματισμό DB, αυτό διαχειρίζεται άμεσα από το RRC βάσει των μετρήσεων δύο παραμέτρων:

- i) το σύνολο πακέτων DB που περιμένουν για μια μετάδοση (βλ. τα μέτρα κίνησης DB και τα βέλη επανασηματισμού ικανότητας στον πίνακα 3)
- ii) το επίπεδο παρέμβασης στην περιοχή του MAC (βλ. το βέλος μέτρων PHY στον πίνακα 3). Ο στόχος είναι να προσαρμοστούν δυναμικά οι μεταδιδόμενοι παράμετροι βάσει αυτών των μετρήσεων προκειμένου να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά ο ράδιο πόρος (βλ. το βέλος επιλογής παραμέτρων PHY στον πίνακα 3).



Σχήμα 3 Το συναρτησιακό μοντέλο για διαμοίραση πόρων

Η ΣΤΡΑΤΗΓΙΚ RRC

Η γενική προσέγγιση που χρησιμοποιείται για τη διανομή των πόρων είναι βασισμένη σε μια κοινή διαχείριση των ποσοστών και των δυνάμεων των ραδιο κόμβων. Αν και ο σκοπός αυτής της εργασίας δεν είναι για να καθοριστεί ένα πλήρες πρωτόκολλο αλλά ακριβώς, για να δηλωθούν οι αρχές που θα ισχύσουν στο RRC, η διανεμημένη φύση του μοντέλο δικτύων λαμβάνεται υπόψη στον καθορισμό αυτού του πλαισίου ενώ κάποια προσοχή δίνεται προτείνοντας μια προσέγγιση που θα οδηγούσε κατάλληλα μέσα στο δηλωμένο σενάριο.

Συγκεκριμένα, ένας στόχος επιβάλλεται στην ακεραιότητα στοιχείων, εκφρασμένος από μια αξία τιμής για την αναλογία Σήμα-στην-Παρέμβαση-συν-Θόρυβος (SINR) ενώ εξετάζεται ένα όριο στη μέγιστη επιτρεπτή ισχύ μετάδοσης. Κατόπιν, η ισχύς και τα ποσοστά επιλέγονται προκειμένου να συνδυαστεί ο προηγούμενος στόχος με έναν τρόπο που είναι προσαρμοστικός στο τρέχον επίπεδο παρέμβασης σύμφωνα με τα διαφορετικά κριτήρια για τη διπλή κίνηση των κατηγοριών.

Τυπικότερα, ας εξετάσουμε τις συνδέσεις N (δηλ. ζευγάρια επικοινωνίας των ραδιο κόμβων). Η γενική σύνδεση i χαρακτηρίζεται από τις ακόλουθες ποσότητες:

g_{ii} η κερδισμένη πορεία μεταξύ της συσκευής αποστολής σημάτων και του δέκτη

P_i η μέση δύναμη μετάδοσης

R_i το ποσοστό δυαδικών ψηφίων

γ_{Ti} η αξία στόχων για το SINR.

Κατόπιν το SINR, όπως αυτό συνεπάγεται λόγω της παρέμβασης πολλών χρηστών παρέμβασης για τη σύνδεση i , μπορεί να εκφραστεί σύμφωνα με τον ακόλουθο τρόπο:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{SINR}_i = \frac{g_{ii} P_i}{R_i \left[\eta_0 + \sigma^2 \gamma_j + \sum_{k=1, k \neq i}^N g_{ik} P_k \right]} \geq \gamma_{Ti} \\ P_i \leq P_{\max} \end{array} \right. \quad i=1, \dots, N$$

όπου οι ακόλουθες ποσότητες αναγνωρίζονται:

T_f το διάστημα επαναληπτικού χρόνου σφυγμού

g_{ij} οι κερδισμένες πορείες από το i -th συσκευής αποστολής σημάτων της σύνδεσης στο j -th δέκτη της σύνδεσης

η_0 η ενέργεια παρασιτικού θορύβου συν την παρέμβαση από άλλα συστήματα μη- uwb

σ_2 μια μη-διαστατική παράμετρος σχετική με την κερδισμένη επεξεργασία της υποδοχής UWB

P_{max} η μέγιστη επιτρεπτή ισχύς μετάδοσης.

Οι χαρακτηριστικές τιμές των ανωτέρω παραμέτρων είναι οι ακόλουθες [12]: $T_f = 100$ ns , $\sigma^2=1.9966e-3$ και (στην περίπτωση θερμικού παρασιτικού θορύβου) $\eta_0 = 2.568e-21$ V² s.

Όσον αφορά τη στρατηγική RRC, ας θεωρήσουμε ότι, βάσει του τρόπου που ο πόρος ορίζεται κάθε φορά που προσπαθεί να έχει πρόσβαση ένας νέος κόμβος στο ράδιο κανάλι, ο πόρος που μοιράζεται τα σχέδια μπορεί να ταξινομηθεί *σφαιρικά* ή *επαυξητικά* [10]. Ένα σφαιρικό σχέδιο ανάθεσης υπονοεί ότι το σύστημα μπορεί να διαπραγματευτεί το διαθέσιμο εύρος ζώνης κάθε φορά που έχει πρόσβαση μια νέα σύνδεση στο σύστημα ή που το αφήνει. Αντίθετα, ένα επαυξητικό σχέδιο ανάθεσης δεν μετατρέπει τον προηγούμενο ορισμένο πόρο και προχωρά με έναν επαυξητικό τρόπο: η απόφαση, εάν μια νέα πιθανή σύνδεση μπορεί να καθιερωθεί, είναι βασισμένη μόνο στον πραγματικό διαθέσιμο πόρο, ο οποίος δεν επαναδιαπραγματεύεται. Είναι αρκετά σαφές ότι, ενώ η βελτιστοποίηση ανάθεσης μπορεί να ακολουθηθεί από τα σφαιρικά σχέδια κατανομής, για τα επαυξητικά ένας φραγμός του συστήματος μπορεί να εμφανιστεί ακόμα κι αν οι ίδιες συνδέσεις θα μπορούσαν να τεκμηριωθούν με τη μετατροπή ολόκληρου του συστήματος. Εντούτοις, μια επαυξητική στρατηγική μπορεί να είναι απλούστερη να πραγματοποιηθεί δεδομένου, ότι μπόρεσε να απαιτήσει μια ευκολότερη προσπάθεια συντονισμού. Αφ' ετέρου τονίζουμε, ότι γενικά οδηγεί σε μια λιγότερο αποδοτική κατανομή των πόρων, εξαρτώμενα επίσης στην εντολή εγκατάστασης συνδέσεων. Ως εκ τούτου, λόγω της καταλληλότητάς του μέσα σε ένα εντελώς διανεμημένο σενάριο δικτύων, ένα επαυξητικό σχέδιο ανάθεσης για RRC θα ήταν προτιμητέο. Εντούτοις, ένα σφαιρικό σχέδιο

κατανομής θα ήταν ακατάλληλο καθώς μια νέα πρόσβαση απαιτήσε έναν σφαιρικό επανασηματισμό που εκτελέστηκε με έναν αυστηρά συντονισμένο τρόπο προκειμένου να συνδυαστεί με την απαίτηση SINR.

Λόγω αυτών των εκτιμήσεων επιλέξαμε την ακόλουθη προσέγγιση:

- στη περίπτωση RB η αυστηρή απαίτηση λαμβάνει υπόψη το ποσοστό και ένα σφαιρικό σχέδιο κατανομής που θα επέβαλλαν ότι όλα τα επίπεδα δύναμης θα μετατρέπονταν σε κάθε νέα πρόσβαση προκειμένου να συνδυαστεί πάλι ο στόχος SINR, κατά συνέπεια ένα επαυξητικό σχέδιο κατανομής χρησιμοποιείται
- στην περίπτωση DB η τιμή ανεβαίνει και ένα σφαιρικό σχέδιο κατανομής είναι κατάλληλο αφήνοντας σταθερά όλα τα επίπεδα ισχύος και συντονίζοντας τις τιμές έτσι ώστε να συνδυαστούν με το στόχο SINR.

Στις δύο επόμενες παραγράφους, τα κριτήρια RRC που ορίζουν την τιμή και την ισχύ σε μια νέα σύνδεση, παρουσιάζονται και παρακινούνται για τις δύο κατηγορίες RB και DB. Και στις δύο περιπτώσεις, εξετάζεται ετερογενής όρος κίνησης.

Η περίπτωση κατηγορίας RB

Καταρχήν, υπενθυμίζουμε ότι στην περίπτωση της κατηγορίας RB, το ποσοστό δυαδικών ψηφίων προέρχεται ως ρητό αίτημα από το στρώμα δικτύων και ο στόχος της οντότητας RRC είναι να διατηρηθεί το επιθυμητό ποσοστό δυαδικών ψηφίων. Κατά συνέπεια, το πρόβλημα RRC ορίζεται σε επίπεδο που θα βρει εάν ένα κατάλληλο επίπεδο ισχύος μετάδοσης υπάρχει για να στηρίζει το επιθυμητό ποσοστό δεδομένης της τρέχουσας παρέμβασης. Εάν οι δύο περιορισμοί στο SINR και η ισχύς δεν είναι ικανοποιητικοί, το επίπεδο παρέμβασης στο δέκτη μπορεί να μετατραπεί με την επιβράδυνση των ισχύων σύνδεσης των DB (και των ποσοστών).

Για τη κατηγορία RB μια προσέγγιση βασισμένη στα περιθώρια είναι σε θέση να εγγυηθεί τα επίκτητα εύρη ζώνης ακόμη και στο διανεμημένο σενάριο. Συγκεκριμένα, όπως αναφέραμε και προηγουμένως, ένα επαυξητικό σχέδιο κατανομής χρησιμοποιείται του οποίου ο τρόπος λειτουργίας μπορεί να διαμορφωθεί με τον ακόλουθο τρόπο.

Ας υποθέσουμε ότι σε μία δεδομένη στιγμή το δίκτυο διαμορφώνεται σύμφωνα με τις ακόλουθες τοποθετήσεις:

$$R_i, P_i, I = I, \dots, N \text{ είναι } \gamma_{i(N)} \in r_T \quad i=I, \dots, N$$

όπου $\gamma_{i(N)}$ δείχνει το i -th σύνδεση SINR όταν το N θεωρημένες συνδέσεις είναι ενεργές και r_T είναι η σειρά στόχου για το SINR.

Όταν μια νέα σύνδεση ($N+1$ -th ένα) απαιτεί ένα ποσοστό R_{N+1} προσπαθεί να έχει πρόσβαση στο δίκτυο, το πρόβλημα που λύνεται από το πρωτόκολλο ελέγχου πρόσβασης απαρτίζεται κατάλληλα θέτοντας το P_{N+1} έτσι ώστε, κρατώντας σταθερές τις δυνάμεις $P_i, i = 1, \dots, N$, οι ακόλουθοι όροι επιβεβαιώνονται:

$$\gamma_{N+1(N+1)} \in R_i \text{ και } \gamma_i^{(N+1)} \in r_T \quad i=I, \dots, N$$

Λόγω της πρόσθετης παρέμβασης που παράγεται από την σύνδεση ($N+1$ -th, οι τιμές SINR $\gamma_{i(N+1)}$ είναι λιγότερες από τις αντίστοιχες τους $\gamma_{i(N)}$. Επομένως, η σύνδεση ($N+1$ -th μπορεί να ενεργοποιηθεί εάν και μόνο εάν ο στόχος r_T είναι πραγματικά μια σειρά από τιμές: στην πραγματικότητα, εάν αυτό συμβαίνει, κάθε σύνδεση από τα N αντιλαμβάνεται ένα περιθώριο όσον αφορά το ελάχιστο επιτρέποντας το SINR και έτσι, αυτό μπορεί να ανεχτεί ένα μη μηδενικό πρόσθετο επίπεδο παρέμβασης προτού το SINR βγει εκτός στόχου.

Ο καθορισμός ενός σχεδίου πρόσβασης βασισμένου στην επαυξητική προσέγγιση πρέπει να προνοήσει την ανταλλαγή πληροφοριών για τα περιθώρια εκείνα μεταξύ των κόμβων των διαφορετικών συνδέσεων.

Ως εκ τούτου, οι RB συνδέσεις καθιερώνονται αποκτώντας ένα αρχικό περιθώριο όσον αφορά το στόχο SINR. Καθώς οι νέες συνδέσεις καθιερώνονται, τα περιθώρια μειώνονται μέχρι που γίνονται μηδενικά. Κατά συνέπεια, το κριτήριο πρόσβασης για τη RB κατηγορία συνίσταται στην επαλήθευση εάν η πρόσθετη παρέμβαση διατηρεί τα περιθώρια άνω του μηδενός.

Στον έλεγχο του ράδιο πόρου για τη RB περίπτωση, ένα πρόβλημα προκύπτει σχετικά με τη διαχείριση των περιθωρίων, συγκεκριμένα καθορίζοντας την έναρξή τους και οριοθετώντας τότε ένας επανασχηματισμός τους είναι κατάλληλος να υπερνικήσει έναν φραγμό του συστήματος, δηλ. κορεσμό του ράδιο πόρου λόγω του μη βέλτιστου καθορισμού των επιπέδων ισχύος.

Η περίπτωση κατηγορίας DB

Η κατηγορία DB δεν εγγυάται ένα ελάχιστο ποσοστό δυαδικών ψηφίων, αντ' αυτού προσφέρει το πρόσφατα διαθέσιμο ποσοστό δυαδικών ψηφίων λόγω του όρου παρέμβασης και του ορίου στην ισχύ. Ιδιαίτερα, σε αυτήν την περίπτωση η ισχύς μετάδοσης πρέπει να ελεγχθεί (κατά συνέπεια οριακά) βάσει των περιθωρίων SINR των ροών RB.

Κατά συνέπεια, αφού η δεδομένη ποσότητα είναι το μήκος της έκρηξης, η τιμή μπορεί να τεθεί ως μέγιστη κατάλληλη αξία σύμφωνα με:

- οι δύο περιορισμοί σε SINR και ισχύ
- οι περιορισμοί των περιθωρίων των συνδέσεων RB, τα οποία μπορούν να μειώσουν το περισσότερο μέχρι το μηδέν.

Για τη κατηγορία DB, μια πρακτική προσέγγιση είναι βασισμένη στον επανασηματισμό των τιμών (σε σταθερή ισχύ) προκειμένου να προσαρμοστεί στη ανεβασμένη παρέμβαση.

Λεπτομερέστερα, ας δούμε με $P_{max,i}$ τη μέγιστη ισχύ μετάδοσης για τη σύνδεση i -th (DB) προκειμένου να είναι σύμμορφος με τις RB συνδέσεις. Η στρατηγική RRC που επιλέγεται για την κατηγορία DB προβλέπει ότι το μέγιστο διαθέσιμο σήμερα ποσοστό δυαδικών ψηφίων αποκτιέται και έτσι η μέγιστη ισχύς μετάδοσης ($P_{max,i}$) χρησιμοποιείται. Έτσι, όταν θεωρούμε ότι το N ήδη ενεργές συνδέσεις, αυτές τίθενται σύμφωνα με τα εξής:

Δεδομένο $R_{max,i} = R_{i(N)} \quad i=1, \dots, N$ έτσι ώστε $\gamma_{i(N)} \in r_T \quad i=1, \dots, N$

Όπου $R_{i(N)}$ είναι το ποσοστό της σύνδεσης i -th όταν τα υπολογιζόμενα N είναι ενεργά.

Αναφορικά σε μια νέα σύνδεση (η $(N+1)$ -th ένα), που προσπαθεί να εισαχθεί στο δίκτυο, το πρόβλημα που πρέπει να λυθεί από το πρωτόκολλο ελέγχου πρόσβασης

θέτει κατάλληλα όλα τα ποσοστά δυαδικών ψηφίων R_i . Δεδομένου ότι ο επανασηματισμός ενός ποσοστού συνδέσεων δεν έχει απήχηση στις άλλες συνδέσεις λόγω της χρήσης των επιπέδων μιας σταθερής ισχύος, αυτό το σφαιρικό πρόβλημα έχει πάντα μια λύση ενώ οδηγεί στη νέα διαμόρφωση δικτύων:

Δεδομένο R_{\max} : $R_{i(N)} i=1, \dots, N$ έτσι ώστε $\gamma_{i(N+1)} \in r_T \quad i=1, \dots, N+1$

Το προκαθορισμένο πρόβλημα είναι σφαιρικό υπό την έννοια ότι όταν πρέπει να ενεργοποιηθεί μια νέα σύνδεση, ολόκληρος ο πόρος επανεκχωρείται, δηλ. όλη η τιμή δυαδικών ψηφίων επανακαθορίζεται έτσι ώστε κάθε σύνδεση να ταιριάζει με το στόχο r_T . Παρατηρούμε ότι η δυνατότητα να μετατρέψουμε την τιμή αξιοποιείται για να συνδυαστεί με την απαίτηση SINR και έτσι το σφαιρικό σχέδιο κατανομής δεν χρησιμοποιεί έναν μηχανισμό επανασηματισμού ισχύος, ο οποίος θα ήταν μια μεγάλη πρόκληση σε ένα διανεμημένο δίκτυο. Στην περίπτωση της DB, η σειρά στόχων r_T μπορεί να καταρρεύσει σε μια αξία.

Εκτός αυτού, ένα κριτήριο πρόσβασης για την κατηγορία DB θα μπορούσε να εισαχθεί προκειμένου ο σχεδιασμός να επιτύχει κάποιο στόχο, π.χ. την αμεροληψία ή τη βελτιστοποίηση.

ΣΕΝΑΡΙΑ U.C.A.N.

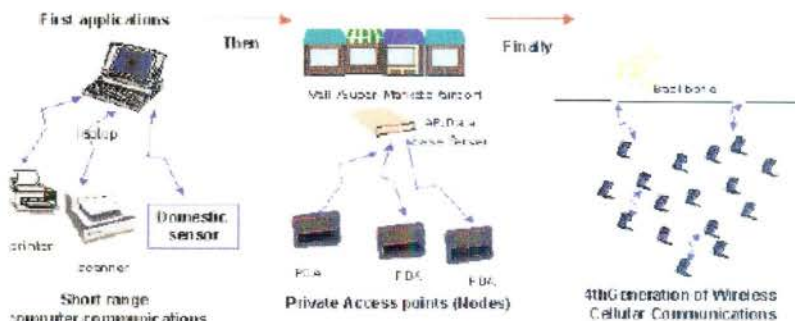
Η UWB ράδιο τεχνολογία μπορεί να είναι μια εφικτή λύση για όλα σχεδόν τα δικτυακά σενάρια, αρχίζοντας από την πιο απλή κατάσταση στην οποία αυτή η τεχνολογία προσαρμόζεται σε ένα μικτό συνδεδεμένο με καλώδιο-ασύρματο περιβάλλον, με παροχές μόνο ελέγχου με ένα ράδιο πόρο, στο οποίο το UWB είναι η βάση για ένα ειδικό δίκτυο πλήρως διανεμημένης, αυτοδιοργανωμένης και μεγάλης κλίμακας.

Στο 4.1 η μελέτη δικτυακής αρχιτεκτονικής U.C.A.N. εξετάζει τους διαφορετικούς τύπους δικτυακών σεναρίων που μπορούμε να χαρακτηρίσουμε σε τρία (απλουστευμένα) πρότυπα:

- σύντομη σειρά επικοινωνίας υπολογιστών, π.χ. εσωτερικές συσκευές σύνδεσης στο τοπικό PC ως ανώτερο σενάριο Bluetooth, που αναφέρεται συνήθως ως εφαρμογές WPAN,
- Κάλυψη καυτών σημείων και διασύνδεση δικτυακών σπονδυλικών στηλών στις οποίες το PDAs θα μπορούσε να επικοινωνήσει με τη χρησιμοποίηση των τεχνικών UWB,
- συμπλέγματα ειδικών δικτύων, που αποτελούνται ενδεχομένως από μεγάλους πληθυσμούς κόμβων που καλύπτουν πολύ μεγάλες περιοχές, χρησιμοποιώντας ενδεχομένως τις αυτοδιοργανωμένες τεχνικές για αποβολή μηνυμάτων μέσω ολόκληρου του δικτύου.

Ακόμα κι αν το τελευταίο σενάριο για ένα ειδικό δίκτυο UWB είναι το τρίτο σενάριο που αναφέρεται παραπάνω, εντούτοις διάφορα ειδικά δικτυακά σενάρια μπορούν να εξεταστούν για τα δίκτυα βασισμένα στο UWB. Οι βασικοί παράγοντες στην πραγματοποίηση αυτών των σεναρίων είναι: τα επίπεδα μετάδοσης ισχύος που επιτρέπονται για τις συσκευές UWB, τα βιώσιμα ποσοστά δυαδικών ψηφίων, οι αξιόπιστοι και αποδοτικοί αλγόριθμοι εντοπισμού και οι εξελικτικοί αλγόριθμοι δρομολόγησης.

Σαν μια γενική οδηγία, οι δικτυακές αιτήσεις UWB περιλαμβάνουν, κατά αυξανόμενη σειρά την πολυπλοκότητα, τα ακόλουθα σενάρια δικτύων:



ΠΡΟΤΑΣΗ ΠΡΟΤΥΠΩΝ ΑΠΟ ΤΗΝ ΕΡΕΥΝΑ U.C.A.N ΚΑΙ ΣΕΝΑΡΙΑ ΑΥΤΗΣ

1. Δίκτυα σταθερών τερματικών σε σταθερές γνωστές θέσεις, όπως εκείνες που θα μπορούσαν να τοποθετηθούν σε ένα δωμάτιο διασκέψεων (για μια διερευνητική επικοινωνία), σε ένα αυτοκίνητο, ή σε ένα κτήριο. Οι χαρακτηριστικές σειρές θα ήταν για τα τερματικά με διαφορά μερικών μέτρων και τα δίκτυα σε έκταση 100m. Η υπόθεση των γνωστών θέσεων απαιτεί προφανώς έναν προηγούμενο προγραμματισμό της διάθεσης τερματικών, αλλά αποφεύγεται η αποδοχή των αλγορίθμων εντοπισμού.

2. Τα δίκτυα των σταθερών τερματικών επέκτειναν αρχικά στις θέσεις που δεν είναι γνωστές με οποιαδήποτε ακρίβεια. Αυτό το σενάριο, μπορεί να εφαρμοστεί σε διάφορες πραγματικές εφαρμογές, όπως τα μικρά δίκτυα ακτίνας σε επιστημονικά εργαστήρια, τα δωμάτια διασκέψεων και άλλα περιβάλλοντα στα οποία μια προγραμματισμένη διάταξη δεν είναι εφικτή. Αυτή είναι η περίπτωση, παραδείγματος χάριν, των αισθητήρων που επεκτείνονται σε μερικές περιοχές για το σκοπό επιτήρησης (υπόγειος χώρος στάθμευσης), ή ενός καλύμματος αισθητήρων που πέφτει πέρα από μια ευρεία περιοχή (πυρανίχνευση σε ένα δάσος). Αυτές οι εφαρμογές ανίχνευσης και επιτήρησης απαιτούν την αυτοδύναμη (ασυλία στην εξασθένηση/τις διακοπές λειτουργίας) και γρήγορη (στον σφόνδυλο / στην μη ανάθεση φάσματος) ασύρματη δικτύωση σε διάφορα σύνθετα περιβάλλοντα όπως οι αστικές περιοχές ή οι εσωτερικές συνθήκες. Σε αυτό το σενάριο, μια συνάρτηση κόστους πρέπει να καθοριστεί και να χρησιμοποιηθεί στο MAC και στο πρωτόκολλο δρομολόγησης, αλλά όμως οι γρήγορες αναπροσαρμογές θέσης δεν είναι απαραίτητες επειδή οι θέσεις των τερματικών θεωρούνται σταθερές κατά τη διάρκεια των πολλών χρόνων.

3. Δίκτυα τερματικών με τη μέτρια κινητικότητα στις ίδιες σειρές όπως πριν από ή σε μεγαλύτερη κλίμακα. Σε πρώτη φάση, μπορούμε να φανταστούμε ένα σενάριο με ηλεκτρικά αυτοκίνητα σε μια έκθεση. Αυτά τα αυτοκίνητα χρησιμοποιούνται για να κινηθούν σε μια μεγάλη έκθεση και έχουν μια ενσωματωμένη φωτογραφική μηχανή. Τα αυτοκίνητα εγκαταλείπονται από τους χρήστες όταν τελειώσουν τη χρήση. Κάθε βράδυ, στο τέλος της έκθεσης, ένας χειριστής είναι σε θέση να εντοπίσει τα οχήματα (με τις επικοινωνίες UWB) και, χάρις στη φωτογραφική μηχανή, μπορεί να φέρει τα αυτοκίνητα πίσω στην περιοχή χώρων στάθμευσης με έναν τηλεχειρισμό.

Παραδείγματος χάριν, αισθητήρες ενσωματώνονται στα αυτοκίνητα, ικανοί να επικοινωνούν από αυτοκίνητο σε αυτοκίνητο, από αυτοκίνητα σε σταθερούς αισθητήρες που ενσωματώνονται στο δρόμο ή κατά μήκος της πλευράς του δρόμου, ή/και από αυτοκίνητα σε δίκτυο σταθερού εδάφους. Σε αυτό το σενάριο, οι συχνές παραλλαγές τοπολογίας είναι υποτιθέμενες και απαιτούν αφιερωμένες διαδικασίες ενημερωμένης τοποθεσίας για να τηρήσουν ενήμερες τις πληροφορίες εντοπισμού. Ο βαθμός ακρίβειας των πληροφοριών εντοπισμού θα έχει έντονο αντίκτυπο στο MAC και τους αλγόριθμους δρομολόγησης, και επομένως στις γενικές δικτυακές αποδόσεις.

4. Τοπικά ειδικά ασύρματα δίκτυα. Σε αυτό το σενάριο, η πλήρης κινητικότητα είναι υποτιθέμενη, παραδείγματος χάριν, με τους οδοιπόρους που περπατούν στο δάσος ή στα χιονισμένα βουνά. Απαιτούνται οι αλγόριθμοι που μπορούν γρήγορα να προσαρμοστούν, όχι μόνο για τον εντοπισμό αλλά και για τη δρομολόγηση. Η βασική εφαρμογή αυτού του σεναρίου είναι η φωνητική επικοινωνία μεταξύ των διαφορετικών χρηστών της ομάδας. Μια σημαντική βοηθητική λειτουργία είναι ο αμοιβαίος προσδιορισμός θέσης ειδικά όταν τα μέλη της ομάδας χάνονται στην ομίχλη ή στο χιόνι.

5. Μεγάλης κλίμακας ειδική δικτυακή αρχιτεκτονική για την ασύρματη/μετάδοση κινητής τηλεφωνίας και μεταβίβασης δεδομένων. Οι απαιτήσεις για αυτό το σενάριο είναι παρόμοιες με εκείνες που περιγράφονται προηγούμενα, αλλά η επέκταση μεγάλης κλίμακας οδηγεί σε ένα μεγαλύτερο αριθμό χρηστών και επομένως η εξελιξιμότητα γίνεται ένα βασικό ζήτημα για όλους τους αποδεκτούς αλγορίθμους. Μερικοί σταθμοί βάσεων είναι απαραίτητοι για να συνδέσουν χρήστες που είναι απομακρυσμένοι ή για να συνδέσουν χρήστες με ένα σταθερό δίκτυο αλλά όμως για στενούς χρήστες, η αναμετάδοση είναι ικανοποιητική.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Σε αυτήν την εργασία, προτείναμε ένα εύκαμπτο παράδειγμα δικτύωσης λογικό προς τα νέα προτεινόμενα πρότυπα δικτύων που είναι κύρια προσανατολισμένα χωρίς καμία απόρριψη δυνατότητας να παραχθεί πρόσβαση στο σταθερό δίκτυο και τις

υπηρεσίες του. Ειδικότερα, συζητήσαμε σε βάθος, γιατί σε αυτό το κείμενο μερικά πλεονεκτήματα της τεχνολογίας UWB μπορούν να χρησιμοποιηθούν καλύτερα.

Επιπλέον, περιγράψαμε τις βασικές αρχές για να αναπτύξουμε ένα πρωτόκολλο RRS στα πλαίσια ενός ράδιο συστήματος UWB. Για αυτόν τον λόγο, δηλώσαμε μερικά γενικά χαρακτηριστικά γνωρίσματα για να περιλάβουμε στη στρατηγική RRC βάσει της οποίας ένα λειτουργικό πρότυπο έχει παραχθεί. Καθορίσαμε, επίσης, ένα πρότυπο υπηρεσιών για το RRC και αναπτύξαμε μια στρατηγική RRC για δύο είδη κατηγοριών κίνησης. Οι σχετικές στρατηγικές έχουν περιγραφεί λεπτομερώς και έχουν παρακινηθεί λαμβάνοντας υπόψη τα εφικτά προβλήματα σε ένα διανεμημένο πλαίσιο για έναν πλήρη καθορισμό πρωτοκόλλου.

Σχετικές δραστηριότητες θεωρούν τον καθορισμό του πόρου να μοιράζεται τον αλγόριθμο για την κατηγορία DB δεδομένου κάποιου στόχου σχετικού με την αμεροληψία ή με τη βελτιστοποίηση χρησιμοποίησης των πόρων. Όσον αφορά τη RB κατηγορία, η ανάγκη διαχείρισης των περιθωρίων και της πρόβλεψης μιας διαδικασίας επανασηματισμού τους, πρέπει να ερευνηθεί και να καθοριστεί. Επιπλέον, το πλήρες πρωτόκολλο ράδιο πρόσβασης για τις δύο κατηγορίες πρέπει να εκθεθεί λεπτομερώς και, συνεπώς, να ερευνηθεί η απόδοση του προτεινόμενου πρωτοκόλλου.

5.ΕΠΙΠΤΩΣΕΙΣ ΤΟΥ UWB.

ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ UWB ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΣΕ ΥΠΑΡΧΟΥΣΕΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ

Εδώ εξετάζουμε τα αποτελέσματα της UWB παρεμβολής πάνω σε στενής ζώνης συστήματα με τη διαδικασία του τυχαίου shot noise (θορύβου) ή αλλιώς Schottky noise, που είναι ο θόρυβος που δημιουργείται από την τυχαία άφιξη των ηλεκτρονίων στους συλλέκτες ή στις καταβόθρες των τρανζίστορ. Οφείλεται στη διακριτή φύση του ηλεκτρικού ρεύματος και το μεγθός του είναι ανάλογο προς το συνεχές ρεύμα που διαρέει το στοιχείο. Εδώ, η διακριτή φύση της UWB προκάλεσε την απόκριση των παλμών από ένα δέκτη, κάτω από ήπιους όρους, για να συμπεριφερθεί σαν shot noise.

Σε ένα σύνολο περιεκτικών εκθέσεων δοκιμής, οι U.S. NTIA κατέδειξαν τη δυνατότητα ορισμένων κατηγοριών UWB εκπομπών, οι οποίες μπορούν να υποβιάσουν την απόδοση σφαιρικού δορυφόρου (GPS) τοποθετώντας δέκτες και επιλεγμένα ομοσπονδιακά Συστήματα κυβερνητικών ραντάρ που λειτουργούν κάτω από 3,1 GHz, ακόμα και εάν τα συστήματα UWB ακτινοβολούν μέσα στο υπάρχον όριο, που είναι 15 FCC όρια εκπομπής. Οι εκθέσεις πρότειναν εκείνο τον υψηλό παλμό εκπομπής UWB (RPF) επαναληπτικής συχνότητας, με ή χωρίς τυχαίο παλμό train dithering, ο οποίος είχε την υψηλότερη δυνατότητα για τέτοια παρεμβολή. Παρόμοια αποτελέσματα παρουσιάστηκαν στο test του DOT SPONSORED από το πανεπιστήμιο του Στάνφορντ όπως επίσης και από άλλες πανεπιστημιακές αναλύσεις.

Πιο ενδιαφέρον ήταν η επίδειξη που, για UWB PRFs ο οποίος υπερβαίνει το λειτουργικό ή εύρος ζώνης απόφασης (RBW) του δέκτη, η ισχύς P_d που ανιχνεύτηκε από το (victim) δέκτη, (σχετικά με τη συνολική UWB ισχύ P_t στα τερματικά δεκτών) ήταν ανάλογη του τετραγώνου του PRF προς το συνολικό ακτινοβολούν εύρος ζώνης.

$$P_d = (PRF/B)^2 P_t \text{ για } PRF > RBW;$$

και για UWB PRFs μικρότερη από τη διακριτική ικανότητα (Η μικρότερη διακριτή διαφορά μεταξύ δύο μετρήσεων, στις ψηφιακές μετρήσεις ισούται με τη μεταβολή κατά μία μονάδα του λιγότερου σημαντικού ψηφίου) του εύρους ζώνης, η ισχύς που ανιχνεύτηκε ήταν ανάλογη του τετραγώνου του RBW και αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου του συνολικού ακτινοβολούν εύρους ζώνης.

Στην προηγούμενη περίπτωση, διαδοχικοί παλμοί UWB είναι αποτελεσματικά ενσωματωμένοι στο φίλτρο του δέκτη (victim) ενώ στο τέλος, οι παλμοί UWB παραμένουν ευδιάκριτοι και ευδιάκριτοι μέσα στο δέκτη. Αυτά τα αποτελέσματα, φυσικά, έχουν εξαιρετικά σημαντικές διακλαδώσεις όσον αφορά την εκμετάλλευση του υψηλού ποσοστού UWB, και αφορά στοιχεία για εφαρμογές επικοινωνιών στην ασύρματη τοπική περιοχή (WLAN) και στα προσωπικά δίκτυα περιοχής (PANs).

Δυστυχώς, αυτό το φαινόμενο δεν είναι εντελώς κατανοητό. Πράγματι, το πλεονέκτημα της UWB, να μπορεί να έχει σε χαμηλό βαθμό τη δυνατότητα να ανιχνεύει συστήματα (LPD), οφείλεται στο γεγονός ότι τέτοια συστήματα

λειτουργούν με εξαιρετικά χαμηλούς duty cycles παλμούς-- ένας συνδυασμός εξαιρετικά χαμηλής διάρκειας τ και χαμηλής PRF ($\delta - \tau \text{ PRF}$). Με εξαιρετικά χαμηλούς duty cycles παλμούς, ο μέσος όρος στην ένταση της δύναμης από τέτοιες εκπομπές είναι επίσης πολύ χαμηλός. Εντούτοις, στις εμπορικές εφαρμογές με υψηλό ρυθμό μεταφοράς (data rate) (100's Mb/s) UWB επικοινωνιών, οι data cycle παλμοί μπορούν να είναι αρκετά μεγάλοι και, λαμβάνοντας υπόψη το υψηλό PRF, το πρόβλημα είναι περαιτέρω επιδεινωμένο από τα παραπάνω φαινόμενα.

Παρακάτω παρέχουμε ένα απλό πρότυπο για UWB παρεμβολή, και διαπιστώνεται ότι η επίδραση μιας UWB εκπομπής, από ένα σύντομο παλμό πάνω σε ένα δέκτη (victim) μπορεί να διαμορφωθεί ως shot noise.

ΕΝΑ ΑΠΛΟ ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΟ ΠΡΟΤΥΠΟ ΓΙΑ UWB ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ

Αρχικά υποθέτουμε ότι, στην εισοδο του δέκτη (victim), το UWB σήμα $x(t)$ αποτελείται από μια ακολουθία παλμών τυχαία τοποθετημένη χρονικά, δηλαδή

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p(t - t_i)$$

όπου το $p(t)$ είναι ο λαμβανόμενος παλμός που προσκρούει επάνω στην κεραία και $\{t_i\}$ είναι οι χρόνοι άφιξης του παλμού. Θεωρώντας τους χρόνους άφιξης του παλμού $\{t_i\}$ τυχαία κατανομημένους στο συνολικό χρόνο, η ανάλυση είναι πιο κατάλληλη για ψευδο-τυχαία ακολουθία παλμού UWB.

Παρόμοιες αναλύσεις μπορούν να εκτελεστούν για σταθερές PRF κυματομορφές δηλαδή εκείνες για τις οποίες ισχύει $t_i = iT$, για μερικούς σταθερού επαναληπτικού διαστήματος παλμούς (PRI) T . Σε αυτήν την περίπτωση, ένα περισσότερο κατάλληλο πρότυπο για την τυχαία διαδικασία $x(t)$ μπορεί να είναι

$$x_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p(t - iT)$$

όπου το a_i μπορεί να είναι $\{1,0\}$ τυχαίες μεταβλητές (on-off keying) ή να έχει κάποια διαμόρφωση probability density του εύρους λειτουργίας (PAM) Συνδυασμοί εύρους και χρόνου (dither) διαμόρφωσης μπορούν να εξεταστούν.

Στη συνέχεια υποθέτουμε ότι ο μέσος όρος ποσοστού του παλμού (επαναληπτική συχνότητα παλμού ή PRF) για το $x(t)$ δίνεται από τη σταθερή παράμετρο λ . Η γενικότερη περίπτωση $\lambda = \lambda(t)$ είναι επίσης απλή για να αναλυθεί, και αποφέρει σχεδόν ίδια αποτελέσματα. Μια χρονικά μεταβλητή παράμετρος ποσοστού μπορεί να χρησιμοποιηθεί, για παράδειγμα, για να διαμορφώσει ακριβέστερα bursty UWB εκπομπές (π.χ. packetized μεταδόσεις). Τώρα, κάτω από ήπιες προϋποθέσεις, τα τυχαία "event points" $\{t_i\}$ μπορούν να αποτελέσουν την τυχαία διαδικασία Poisson με μέσο ποσοστό αρίθμησης λ . Κάποιος μπορεί επίσης να γράψει το $x(t)$ ως

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} u_{-1}(t-t_i) * p(t)$$

όπου $u_{-1}(t)$ είναι η μονάδα λειτουργίας των παλμών (unit impulse function), και όπου

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} u_{-1}(t-t_i)$$

είναι ένα Poisson ρεύμα παλμών (Poisson stream of impulses.)

Εάν το $h_R(t)$ είναι η απόκριση του παλμού του δέκτη (victim), το αποτέλεσμα της εξόδου του δέκτη $y(t)$ με την είσοδο της excitation UWB δίνεται από την έκφραση

$$\begin{aligned} y(t) = x(t) * h_R(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} u_{-1}(t-t_i) * (p(t) * h_R(t)) \\ &\equiv \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-t_i) \end{aligned}$$

όπου το $h(t) = p(t) * h_R(t)$ είναι η συνέλιξη ενός ενιαίου UWB παλμού με την απόκριση του παλμού του δέκτη. Σημειώστε ότι για τα περισσότερα προβλήματα ισχύει $h(t) = h_R(t)$, αφού το εύρος ζώνης του UWB παλμού είναι σημαντικά μεγαλύτερο από αυτό του $h_R(t)$.

Το φυσικό πρότυπο παρουσιάζεται στο σχήμα παρακάτω

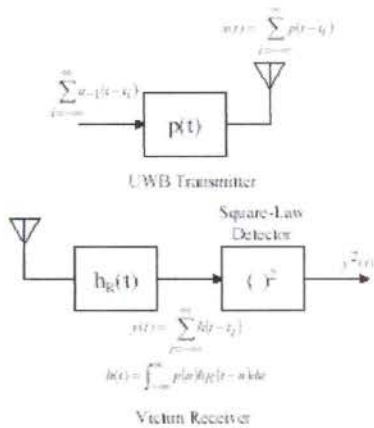


Figure 1. Shot Noise Model for UWB Excitation of Victim Receiver

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, η τυχαία διαδικασία $y(t)$ είναι μία διαδικασία shot noise της οποίας οι στατιστικές ιδιότητες είναι ευρέως γνωστές. Κάποιες από αυτές είναι για παράδειγμα

$$E[y(t)] = \lambda \int_{-\infty}^{\infty} h(u) du$$

$$Var[y(t)] = \lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^2(u) du$$

όπου $E(\cdot)$ δείχνει τη στατιστική προσδοκία (statistical expectation) και $Var(\cdot)$ δείχνει τη στατιστική διαφορά (statistical variance). Για ένα σύστημα ζώνης συχνοτήτων (bandpass) $h(t)$, η αναμενόμενη τιμή του αποτελέσματος της εξόδου του shot noise είναι απaráλλακτα μηδέν αφού

$$E[y(t)] = \lambda \int_{-\infty}^{\infty} h(u) du = \lambda H(0) = 0$$

όπου το $H(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier του $h(t)$.

Από την προοπτική παρεμβολής, οι στατιστικές του τετραγώνου του ανιχνευμένου αποτελέσματος της εξόδου δηλ. $y^2(t)$, είναι ιδιαίτερου ενδιαφέροντος. Παραδείγματος χάριν, κάποιος μπορεί εύκολα να δει ότι η λειτουργία αυτοσυσχέτισης για το τετράγωνο του αποτελέσματος της εξόδου του ανιχνευτή δίνεται από τη σχέση:

$$E\{v^2(t+\tau)v^2(t)\} = \lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\tau+\alpha)h^2(\alpha)d\alpha \\ + 2\lambda^2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau+\alpha)h(\alpha)d\alpha \right]^2 \\ + \lambda^2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha)d\alpha \right]^2$$

Αξιολογώντας τη λειτουργία της αυτοσυσχέτισης στην προέλευση της, η ενέργεια του τετραγώνου του αποτελέσματος που ανιχνεύτηκε στην έξοδο φαίνεται να είναι

$$Energy_{detector\ output} = E\{v^2(t)v^2(t)\} \\ = \lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^4(\alpha)d\alpha + 3\lambda^2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha)d\alpha \right]^2$$

Τώρα, εάν το $h(t)$ είναι η απόκριση του παλμού του ιδανικού φίλτρου ζώνης συχνοτήτων

$$H(f) = \begin{cases} 1 & f_0 - B/2 \leq f \leq f_0 + B/2 \\ 1 - f_0 - B/2 \leq f \leq -f_0 + B/2 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

κατόπιν είναι απλό για να δείξει κάποιος ότι

$$Energy_{detector\ output} = 4B^3\lambda + 12B^2\lambda^2 \\ = 4B^3 \left[\frac{\lambda}{B} + 3 \left(\frac{\lambda}{B} \right)^2 \right]$$

Σημειώστε ότι, καθώς $\lambda \gg B$, η ενέργεια του τετραγώνου στην έξοδο του ανιχνευτή αυξάνεται δραματικά με λ . Για $\lambda \ll B$, αυτή η εξάρτηση είναι περίπου γραμμική κοντά στο λ . Αυτή η σχέση μεταξύ της ανιχνευμένης ενέργειας στο δέκτη (victim) και τη συναφές UWB επαναληπτική συχνότητα παλμού παρατηρήθηκε στη

δοκιμή της UWB παρέμβολής από το NTIA, το πανεπιστήμιο του Στάνφορντ και άλλες πανεπιστημιακές σχολές.

UWB ΓΚΑΟΥΣΣΙΑΝΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ

Είναι ιδιαίτερα ενδιαφέρον να εξεταστεί η περίπτωση που το ποσοστό του παλμού UWB γίνεται μεγάλο δηλ. $\lambda \rightarrow \infty$. Μπορεί να είναι εύκολα να δείχτεί ότι η χαρακτηριστική λειτουργία για το shot noise δίνεται από τη σχέση

$$M_{s'}(j\nu) \equiv E\{e^{j\nu s'}\} \\ = \exp\left\{\lambda \int_{-\infty}^{\infty} [\exp(j\nu h(\alpha)) - 1] d\alpha\right\}$$

Υπενθυμίζουμε ότι η χαρακτηριστική λειτουργία είναι απλά η μετατροπή Fourier της διαδικασίας density probability της λειτουργίας. Ομαλοποιώντας τη διαδικασία του shot noise στη διαφορά μονάδων και στο μηδέν σημαίνει ότι

$$s'(y) \equiv [s(t) - E\{s(t)\}] / \sqrt{h(\alpha) s(t)} \\ = \left[s(t) - \lambda \int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha) d\alpha \right] / \sqrt{\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha) d\alpha}$$

η χαρακτηριστική λειτουργία της ομαλοποιημένης διαδικασίας γίνεται

$$M_{s'}(j\nu) \equiv E\{e^{j\nu s'}\} \\ = \exp\left\{\lambda \int_{-\infty}^{\infty} \left[\exp\left\{\frac{j\nu h(\alpha)}{\sqrt{\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha) d\alpha}}\right\} - 1 \right] d\alpha - j\nu \frac{\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha) d\alpha}{\sqrt{\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha) d\alpha}}\right\}$$

Χρησιμοποιώντας την επέκταση της σειράς Maclaurin για το $\exp(x) = 1 + x + x^2 / 2! + x^3 / 3! + \dots$, η παραπάνω σχέση μπορεί να απλοποιηθεί και γίνεται

$$M_{\nu}(j\nu) = \exp \left[\lambda \int_{-\infty}^{\infty} \left[(j\nu)^2 \frac{h^2(\alpha)}{2\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha) d\alpha} + (j\nu)^4 \frac{h^4(\alpha)}{3 \left(\lambda \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha) d\alpha \right)^2} + \dots \right] \right]$$

in UWB
University

$$= \exp \left(-\frac{\nu^2}{2} + \ell(\lambda, \nu) \right)$$

που $O(\lambda) \rightarrow 0$ αφού το $\lambda \rightarrow \infty$. Φυσικά, $\exp(-\nu^2/2)$ είναι ακριβώς η χαρακτηριστική λειτουργία για μια $N(0,1)$ τυχαία γκαουσιανή μεταβλητή x που έχει zero mean και unity variance δηλ.

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \Leftrightarrow \exp\left(-\frac{\nu^2}{2}\right)$$

Κατά συνέπεια, όπως αναμένεται από το θεώρημα Central Limit, στο όριο του μεγάλου PRFs, το αποτέλεσμα της εξόδου του παλμού που διέγειρε το φίλτρο τείνει σε μια γκαουσιανή τυχαία διαδικασία.

Όπως φαίνεται παραπάνω, η στενότητα της προσέγγισης του a στη γκαουσιανή density probability λειτουργία εξαρτάται από το ποσοστό λ και τη μορφή της απόκρισης του παλμού του φίλτρου $h(t)$. Για παράδειγμα, οι λειτουργίες density probability για το φάκελο (η περιοχή των συχνοτήτων μέσα στην οποία μεταβάλλεται ένα σήμα) διεγερμένου παλμού, με ιδανικό φίλτρο ζώνης συχνοτήτων απεικονίζονται στο παρακάτω σχήμα σαν μια λειτουργία του ομαλοποιημένου ποσοστού της παραμέτρου λ/B

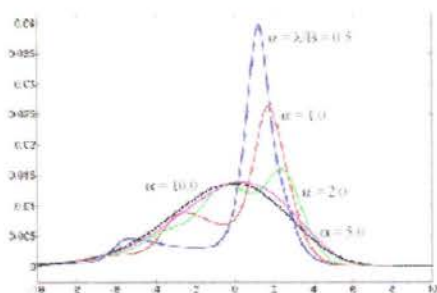


Figure 2. Probability Density Functions for Normalized Envelope of Impulse-excited, Ideal Bandpass Filter

Σημειώστε ότι η λειτουργία density probability των φακέλων είναι μια στενή προσέγγιση σε αυτή του γκαουσιανού και μεταβάλλεται όταν το ομαλοποιημένο ποσοστό του παλμού είναι $\lambda/B > 5$. Παράδειγμα τα 10 MHz ευρος ζώνης του Global Positioning δορυφόρου (GPS) δέκτη, αντιστοιχούν σε μια UWB επανάληψη παλμού σε συχνότητα μεγαλύτερη από 50 Mpps

Κατά συνέπεια, σε πολλές περιπτώσεις πρακτικής σπουδαιότητας, η γκαουσιανή υπόθεση είναι άκυρη.

ΣΥΝΟΛΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Ένας άλλος ισχυρισμός που έχει γίνει συχνά για UWB εκπομπές είναι ότι δεν υπάρχει καμία συνολική επίδραση από τους πολλαπλάσιους εκπομπούς δηλ. είναι μόνο ο πιο στενός εκπομπός που έχει επιρροή στο floor noise ενός θύματος δέκτη. Για το single, σύγχρονο, time-division πολλαπλασιο δίκτυο αρχιτεκτονικής, αυτό μπορεί πράγματι να συμβεί καθώς μόνο ένας εκπομπός είναι ενεργός σε οποιαδήποτε δεδομένη στιγμή του χρόνου, και οι καθυστερήσεις διάδοσης είναι τέτοιες που η επικάλυψη σημάτων είναι ανύπαρκτη. Εντούτοις, για ταυτόχρονα, ασυντόνιστα δίκτυα εκπομπών, ή για εκτός από TDMA αρχιτεκτονικές (π.χ., frequency division multiple access UWB συστήματα), τα αποτελέσματα της συνάθροισης πράγματι εμφανίζονται

Είναι έτσι ενδιαφέρον να εξεταστούν τα αποτελέσματα συνάθροισης από την προοπτική του προτύπου διαδικασίας του shot noise που αναπτύσσεται παραπάνω. Σε αυτήν την περίπτωση, αφήστε $\{y_i\}$ να είναι τα αποτελέσματα του φίλτρου από τη σύλλογή του v , στατιστικά ανεξάρτητα, shot noise τυχαίας διαδικασίας $\{x_i\}$ έχοντας εύρος $\{a_i\}$ και παραμέτρους ποσοστού $\{\lambda_i\}$. Αυτό είναι

$$\begin{aligned} y_i(t) &= a_i x_i(t) * h_{y_i}(t) = \sum_{j=1}^N a_i n_{ij}(t - t_j^{(i)}) * (p(t) * h_{y_i}(t)) \\ &\equiv a_i \sum_{j=1}^N b_j(t - t_j^{(i)}) \end{aligned}$$

όπου $\{t_j^{(i)}\}$ είναι οι τυχαίοι χρόνοι για τη διαδικασία Poisson κι έχοντας παράμετρο ποσοστού λ_i . Η έξοδος του σύνθετου φίλτρου $y(t)$ δίνεται από το άθροισμα

$$y(t) = \sum_{i=1}^N y_i(t)$$

Αφού τα x_i είναι στατιστικά ανεξάρτητα, στατιστικά ανεξάρτητα είναι επίσης και τα y_i και η χαρακτηριστική λειτουργία για την έξοδο της σύνθετης διαδικασίας y δίνεται από το προϊόν των χαρακτηριστικών λειτουργιών των $\{y_i\}$ δηλ.

$$\begin{aligned} M_y(jV) &= \prod_{i=1}^N M_{y_i}(jV) = \prod_{i=1}^N \exp\left(\lambda_i \int_{-\infty}^{\infty} [\exp(j\omega_i b(\alpha)) - 1] d\alpha\right) \\ &= \exp\left(\sum_{i=1}^N \lambda_i \int_{-\infty}^{\infty} [\exp(j\omega_i b(\alpha)) - 1] d\alpha\right) \end{aligned}$$

Οι m^{th} order στιγμές για το $y(t)$ μπορούν εύκολα να ληφθούν από τη χαρακτηριστική λειτουργία, σημειώνοντας ότι

$$\frac{\partial^m}{\partial V^m} M_y(jV) \Big|_{V=0} = (j)^m L\{y^m\}$$

Έτσι, για παράδειγμα η μέση τιμή της διαδικασίας $y(t)$ δίνεται από την εξίσωση

$$E(y(t)) = \sum_{i=1}^N a_i \lambda_i \int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha) k(\alpha) d\alpha$$

Υποθέτοντας ότι $\int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha) k(\alpha) d\alpha = 0$ (ε.γ. $h(t)$) είναι η απόκριση του παλμού ενός φίλτρου ζώνης συχνοτήτων, μπορούμε να δείξουμε ότι

$$E(y^2(t)) = 3 \left(\sum_{i=1}^N \lambda_i a_i^2 \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\alpha) k(\alpha) d\alpha \right) + \sum_{i=1}^N \lambda_i a_i^2 \int_{-\infty}^{\infty} h^4(\alpha) k(\alpha) d\alpha$$

Για ένα ιδανικό φίλτρο ζώνης συχνοτήτων, αυτή η εξίσωση γίνεται

$$\begin{aligned} E(\text{συνολικό αποτέλεσμα}) &= E(y^2(t)) = 4B^3 \sum_{i=1}^N \lambda_i a_i^4 + 12B^2 \left(\sum_{i=1}^N \lambda_i a_i^2 \right)^2 \\ &= 4B^4 \left[\frac{\sum_{i=1}^N \lambda_i a_i^4}{B} + 3 \left(\frac{\sum_{i=1}^N \lambda_i a_i^2}{B} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

Αυτό το αποτέλεσμα είναι αρκετά όμοιο με αυτό που καθορίστηκε παραπάνω για τη διαδικασία του single shot noise. Εδώ, εντούτοις, το ποσοστό λ έχει αντικατασταθεί από ένα σύνθετο "ποσοστό" που είναι ένα γραμμικός συνδυασμός του μεμονωμένου $\{\lambda_i\}$. Σημειώστε τα συστατικά του γραμμικού φθίνοντος όρου με τις τέσσερις δυνάμεις των αντίστοιχων παραμέτρων του εύρους. Κατά συνέπεια, στις χαμηλές επαναληπτικές συχνότητες παλμού, είναι πράγματι ο πιο closest εκπομπός που διαδραματίζει τον κυρίαρχο ρόλο.

Εντούτοις, για τους υψηλούς PRF εκπομπούς, τα συστατικά του τετραγωνικού όρου φθίνουν μόνο με τα τετράγωνα των αντίστοιχων παραμέτρων εύρους. Κατά συνέπεια, είναι εύκολο να κατασκευάσουμε παραδείγματα φυσικών διατάξεων στις

οποίες τα συνολικά αποτελέσματα από τους πολλαπλάσιους , υψηλούς PRF εκπομπούς είναι πολύ πιο επιβλαβή από τα αποτελέσματα των closest single εκπομπών.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η αλληλεπίδραση μεταξύ ενός παλμού UWB και ενός δέκτη διαμορφώθηκε σαν διαδικασία του shot noise έχοντας ποσοστό παραμέτρου λ ίσο με την επαναληπτική συχνότητα παλμού (PRF) και απόκριση του παλμού, τον συγκερασμό του UWB παλμού και της αποκρίσης του παλμού του δέκτη ενός μετωπικού(front end) φίλτρου.

Για μια ιδανική απόκριση φίλτρου ζώνης συχνοτήτων, το τετράγωνο της ενέργειας που διακρίναμε στην έξοδο της διαδικασίας συνεχίστηκε με μια εξίσωση δευτέρου βαθμού στην οποία όπου $\lambda \gg B$, και με μια γραμμική σχέση στην οποία όπου $\lambda \ll B$. Αυτό το αποτέλεσμα είναι σύμφωνο με τα αποτελέσματα της δοκιμής που έχουν διενεργηθεί από την κυβέρνηση, από τα ακαδημαϊκά και τα εμπορικά εργαστήρια που σκοπό είχαν να μετρήσουν την επίδραση της παρέμβολής UWB στα περιορισμένης (narrowband) ζώνης συστήματα. Με όριο $\lambda \rightarrow \infty$, μια απλή εφαρμογή του θεωρήματος Central Limit επεξήγησε τη σύγκλιση της probability density συνάρτησης για το αποτέλεσμα του δέκτη (victim) σε σχέση με αυτό της Γκαουσιανής τυχαίας μεταβλητής.Εντούτοις, όπως φαίνεται στην περίπτωση για μια ιδανική απόκριση φίλτρου ζώνης συχνοτήτων, αυτό είναι μια λογική προσέγγιση μόνο για $\lambda > 5B$ δηλαδή μόνο για πολύ υψηλό επαναληπτικό ποσοστό UWB παλμού. Αυτό το τελευταίο αποτέλεσμα έρχεται σε αντίθεση με τις προτάσεις που συχνά δείχνουν ότι η UWB "παρεμβολή" μοιάζει με πρόσθετο λευκό Γκαουσιανό θόρυβο σε έναν (victim)δέκτη.Τέλος, συνολικά αποτελέσματα από μια πολλαπλότητα των εκπομπών εξετάστηκαν πάλι από την προοπτική του shot noise, επιβεβαιώνοντας ότι, στην υψηλή PRF περίπτωση, τα αποτελέσματα των πολλαπλάσιων εκπομπών είναι πιο επιβλαβή από τα αποτελέσματα των closest, single εκπομπών

ΕΠΙΠΤΩΣΕΙΣ UWB ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΣΤΩΝ ΑΝΘΡΩΠΟ

Βασική προϋπόθεση ανάπτυξης κάθε τεχνολογίας είναι το γεγονός να είναι να αβλαβής προς τον άνθρωπο γιαυτό και παρακατω παρουσιαζουμε μετρήσεις UWB καναλιών από 3 έως 6 GHz για ένα δίκτυο περιοχής σωμάτων (BAN) σε μια ανηχοειδή αίθουσα και σε ένα γραφείο με σκοπό να κατανοηθούν οι επιπτώσεις αν υπάρχουν και ποιες είναι αυτές

Τα ασύρματα δίκτυα περιοχής σώματος (WBANs) είναι δίκτυα των οποίων οι κόμβοι συνήθως τοποθετούνται κοντά ή πάνω στο σώμα ή στον καθημερινό ρουχισμό [1]. Μια τοπολογία WBAN περιλαμβάνει πολλούς transmit only αισθητήρες κόμβων, οι οποίοι πρέπει να είναι πολύ απλοί, χαμηλού κόστους και εξαιρετικά αποδοτικοί όσον αφορά την ενέργεια, μερικούς κόμβους πομποδεκτών(transiever nodes), οι οποίοι παρέχουν μια κάπως υψηλότερη πολυπλοκότητα στην αίσθηση και την πράξη, και μερικούς κόμβους κόμβους υψηλής ικανότητας,π.χ κύριοι κόμβοι με υψηλές υπολογιστικές ικανότητες και οι οποίοι υποστηρίζουν υψηλότερα ποσοστά στοιχείων.

Σε σύγκριση με άλλα ασύρματα δίκτυα ένα WBAN έχει μερικά ευδιάκριτα χαρακτηριστικά γνωρίσματα και απαιτήσεις. Λόγω της αμεσότητας του δικτύου στο σώμα, ηλεκτρομαγνητική επιρροή θα πρέπει να είναι εξαιρετικά χαμηλή. Κατά συνέπεια, ένα non invasive WBAN που να μην προσβάλλει απαιτεί μια χαμηλή δύναμη μετάδοσης. Επομένως μια multihop προσέγγιση είναι ελπιδοφόρα: Ένας αισθητήρας δεν μεταδίδει τα στοιχεία του άμεσα σε έναν κύριο κόμβο αλλά τα στοιχεία μεταδίδονται από διάφορους κόμβους. Επιπλέον τα WBANs έχουν μια ειδική τοπολογία δικτύων δεδομένου ότι δίνονται από τη μορφή του ανθρώπινου σώματος. Σε αντίθεση με τα εσωτερικά κανάλια, η μόνιμη παρουσία του σώματος θα μπορούσε να οδηγήσει σε ντετερμινιστικά χαρακτηριστικά καναλιών που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν ώστε να απλοποιηθούν το σχέδιο δεκτών.

Μια πιθανή τεχνολογία για επικοινωνία WBAN που να μην προσβάλλει είναι τα εξαιρετικά ευρείας ζώνης συστήματα (UWB) [2]. Σε αυτό το έγγραφο ερευνούμε το UWB WBAN κανάλι Βασισμένοι σε μετρήσεις καναλιών από 3 έως 6 GHz, καθορίζουμε τις παραμέτρους καναλιών που είναι ηκαθυστέρηση που μεταδίδεται (delay spread) και την απώλεια του μονοπατιού(path loss) και επεξηγούμε την επιρροή στο σώμα και στο

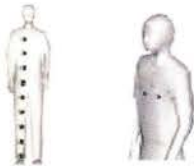
περιβάλλον. Στη συνέχεια περιγράφουμε την επίδραση των αποτελεσμάτων μας στο σχέδιο των συστημάτων UWB WBAN.

ΣΧΕΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μετρήσεις UWB καναλιών για εσωτερικές και εξωτερικές επικοινωνίες έχουν δημοσιευθεί, π.χ. [σε 3] ..4], [5] ..6]. Αλλά αυτές οι μετρήσεις δεν περιλαμβάνουν και δεν υπολογίζουν την επιρροή του ανθρώπινου σώματος από το κανάλι. Η επιρροή του ανθρώπινου σώματος στα ευρείας ζώνης και εξαιρετικά ευρείας ζώνης χαρακτηριστικά των καναλιών ερευνήθηκαν στο [7] και [8] αλλά μόνο για μια κεραία που τοποθετείται στο σώμα, ενώ μια δεύτερη κεραία ήταν αρκετά μακριά. Από ότι είναι γνωστό ως τώρα καμία μέτρηση UWB καναλιών και με τις δύο κεραίες να τοποθετούνται στο σώμα δεν έχει παρουσιαστεί ακόμα.

ΟΡΓΑΝΩΣΗ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

Οι μετρήσεις UWB WBAN εκτελέστηκαν σε φάσμα συχνότητας από 3 έως 6 GHz. Μια συσκευή ανάλυσης δικτύων και δύο κεραίες γραμμών μαιάνδρου (Skycross SMR- 3 TO 6m) χρησιμοποιήθηκαν για να μετρήσουν την S- παράμετρο – του S_{21} . Οι μετρήσεις έγιναν σε μια ανηχοειδή αίθουσα και σε ένα μικρό γραφείο με μεταλλικά θρανία και τα θρανία να είναι έτσι ώστε να συγκρίνονται τα δύο άκρα. Οι μετρήσεις στην ανηχοειδή αίθουσα έγιναν για να εκθέσουν την επίδραση του σώματος και να εξαγάγουν έτσι το ντετερμινιστικό μέρος του BAN καναλιού.



Σχέδιο 1. Τοποθέτηση κεραιών για μετρήσεις στην μπροστινή πλευρά του σώματος (αριστερά) και γύρω από τον ανώτερο κορμό (δεξιά).

Και στις δύο περιπτώσεις έγιναν δύο διαφορετικές σειρές μετρήσεων: μετρήσεις στη μπροστινή πλευρά του σώματος και μετρήσεις γύρω από τον ανώτερο κορμό. Σε όλες τις μετρήσεις οι κεραίες τοποθετήθηκαν άμεσα στο σώμα ή στα ενδύματα. Κατά μήκος

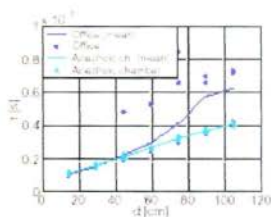
της μπροστινής πλευράς του σώματος 9 εξ ίσου απέχοντα σημεία (15cm μακριά το καθένα) καθορίστηκαν (βλ. το σχέδιο 1 αριστερά). Μετρήσεις από τον κάθε ένα κόμβο ως τον άλλο εκτελέστηκαν, οι οποίες οδήγησαν σε 216 ενιαίες μετρήσεις. Στο πάνω μέρος του σώματος (≈ 140 cm επάνω από το πάτωμα) 6 σημεία γύρω από τον κορμό που έχουν παρόμοιες αποστάσεις το ένα από το άλλο επιλέχθηκαν. Δύο σημεία καθορίστηκαν στη μπροστινή πλευρά του στήθους, δύο στην πλάτη και ένα σε κάθε μία πλευρά του στήθους (βλ. το σχέδιο 1 δεξιά). Συνολικά 88 συναρτήσεις συχνότητας μεταφοράς μετρήθηκαν γύρω από τον πάνω κορμό.

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

Βασισμένοι στις μετρημένες συναρτήσεις μεταφοράς συχνότητας, οι οποίες αποτελούνται από 1601 σημεία συχνότητων, οι αποκρίσεις των καναλιών υπολογίζονται από έναν αντίστροφο μετασχηματισμό FOURIER και αξιολογούνται. Τα αποτελέσματα των δύο διαφορετικών σειρών μέτρησης παρουσιάζονται χωριστά. Σε κάθε σειρά, οι μετρήσεις που έχουν ίδια απόσταση αξιολογούνται από κοινού.

Μετρήσεις στη μπροστινή πλευρά του σώματος

α) Μέσος όρος καθυστέρησης της ισχυρότερης ηχώ: Στο σχέδιο 2 ο μέσος όρος των καθυστερήσεων από τις ηχώ με την υψηλότερη ενέργεια σχεδιάζονται για τις διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ της μετάδοσης και λήψης της κεραίας. Η καμπύλη για την ανηχοειδή αίθουσα παρουσιάζει γραμμική αύξηση περίπου 0.5ns ανά 15cm. Αυτό αντιστοιχεί σε μια κυρίαρχη άμεση πορεία μεταξύ της μετάδοσης και της λήψης της κεραίας. Η καμπύλη για το γραφείο παρουσιάζει την ίδια συμπεριφορά για αποστάσεις μέχρι 30cm. Για μεγαλύτερες αποστάσεις το άμεσο μονοπάτι δεν είναι για όλα τα κανάλια το κύριο μονοπάτι.



β) Μέσος όρος υπερβολικής καθυστέρησης τ_{ov} και καθυστέρηση μετάδοσης τ_{trans} :

Για να χαρακτηρίσουμε το σχεδιάγραμμα καθυστέρησης της δύναμη χρησιμοποιούμε το μέσο όρο της υπερβολικής καθυστέρησης τ_{ov} που είναι η πρώτη κεντρική στιγμή του $|h(T)|^2$ και τη μετάδοση της καθυστέρησης τ_{trans} που είναι το τετράγωνο της ρίζας της δεύτερης κεντρικής στιγμής $|h(T)|^2$ [9]. Ο μέσος όρος της υπερβολική καθυστέρησης τ_{ov} ορίζεται ως

$$\tau_{ov} = \frac{\int_0^{\infty} \tau \cdot |h(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau} \quad (1)$$

και η μετάδοση της καθυστέρησης τ_{trans} ως

$$\tau_{trans} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \tau_{ov})^2 \cdot |h(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau}} \quad (2)$$

Για την αξιολόγηση των τ_{ov} και τ_{trans} θεωρούμε ένα διάστημα 100ns για την απόκριση του παλμού του καναλιού αφού οι ηχώ από τα εμπόδια απομακρύνονται μετά από αυτήν την περίοδο. Ο μέσος όρος των τιμών τ_{ov} και τ_{trans} παρουσιάζεται στον πίνακα 1. Είναι προφανές ότι τα συστατικά πολλαπλών διαδρομών που προκαλούνται από το σώμα είναι μικρά σε σύγκριση με αυτά που προκαλούνται από το γραφείο.

Παραδείγματος χάριν, στις αποστάσεις 105cm η μετάδοση της καθυστέρησης είναι $\tau_{trans} = 2,2$ ns στην ανηχοϊδή αίθουσα ενώ είναι $\tau_{trans} = 7,5$ ns στο γραφείο. Το τελευταίο είναι παρόμοιο με την τιμή που δίνεται στο[10] ($\tau_{trans} = 8,13$ ns) για μία απόσταση 1m σε ένα σενάριο γραφείων οπτικής επαφής.

Distance [cm]	Office		Anechoic chamber	
	τ_{ov} [ns]	τ_{trans} [ns]	τ_{ov} [ns]	τ_{trans} [ns]
15	2.1	1.4	1.4	1.2
30	3.2	2.6	1.5	1.8
45	4.1	4.2	1.6	2.4
75	5.8	7.2	1.9	3.6
105	7.5	11.3	2.2	4.7

Πίνακας 1. Η μετάδοση της καθυστέρησης τ_{trans} και ο μέσος όρος της υπερβολικής καθυστέρησης τ_{ov} για μετρήσεις στη μπροστινή πλευρά του σώματος

γ) Path loss: Το path loss μπορεί να υπολογιστεί άμεσα από τις συναρτήσεις μετρημένης συχνότητας μεταφοράς [5]. Εάν υπάρχουν $j = 1, \dots, M$ συναρτήσεις μεταφοράς διαθέσιμες για μια απόσταση d με $i = 1, \dots, N$ σημεία συχνότητας το path loss είναι

$$PL(d) = \frac{1}{\lambda f N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M |H_i^{(j)}(f, \lambda)|^2 \quad (3)$$

$H_i^{(j)}(f, \lambda)$ δείχνει τη f^{th} λειτουργία μεταφοράς συχνότητας σε συχνότητα f_i και σε απόσταση d . Από το $PL(d) \propto d^{-\gamma}$ ο εκθέτης του path loss μπορεί να αξιολογηθεί σε οποιαδήποτε απόσταση d όπως περιγράφεται στο [9]

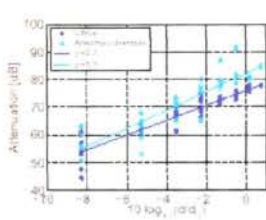
$$PL(d) = PL_{d_0} + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (4)$$

με το PL_{d_0} σαν path loss σε απόσταση d_0 . Θέτουμε $d_0 = 1m$ για την καλύτερη σύγκριση με τα υπάρχοντα αποτελέσματα. Επομένως, για τις αποστάσεις $d < 1m$ ο δεύτερος προσθετός στην εξίσωση (4) γίνεται αρνητικός. Για να καθορίσουμε το path loss $PL(d)$ το οποίο σ'αυτήν την περίπτωση περιλαμβάνει αποτελέσματα εξασθένισης αντανάκλασης και διάθλασης, εκτελούμε τον κατάλληλο ελάχιστο υπολογισμό τετραγώνων και παίρνουμε

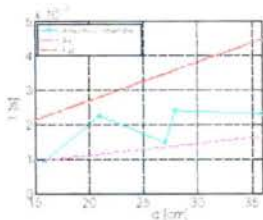
$$PL_{d_0} = 82,0 \text{ dB}, \quad \gamma = 4,3 \quad (\text{anechoic chamber})$$

$$PL_{d_0} = 77,8 \text{ dB}, \quad \gamma = 2,7 \quad (\text{office})$$

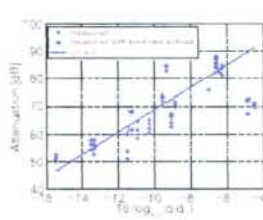
Μετρημένο και διαμορφωμένο το path loss για το ανηχοειδές δωμάτιο και το γραφείο παρουσιάζεται στο σχέδιο 3. Οι εκθέτες του path loss δίνονται στο [4], [5], [11] για non line-of-sight μετρήσεις στο γραφείο και σε οικογενεικό περιβάλλον οι μετρήσεις ποικίλουν από $\gamma=1,96$ έως 3,5. Το αξιολογημένο path loss τοποθετείται στην ανώτερη περιοχή αυτής της σειράς. Στην περίπτωση μετρήσεων ανηχοειδών αιθουσών ($\gamma=3,29$) η υψηλή τιμή είναι μια άμεση συνέπεια του μη αντανακλόντος περιβάλλοντος. Όπως αναμένεται, το path loss σε περιβάλλον γραφείου είναι μικρότερο από ($\gamma=2,67$) αλλά μπορούμε ακόμα να προσδοκούμε μια σχετικά υψηλή τιμή αφού το ανθρώπινο σώμα μειώνει τις ηχώ που προέρχονται από την πίσω πλευρά.



Σχ.3 Το path loss στην μπροστινή πλευρά του σώματος για μετρήσεις σε ανηχοειδή αίθουσα και σε γραφείο



Σχ.4 Μέσος όρος καθυστέρησης από δυνατή ηχώ σε ανηχοειδή αίθουσα για μετρήσεις στο πάνω μέρος του σώματος



Σχ.5 Το path loss για συνδέσμους στο ανθρώπινο σώμα

Μετρήσεις γύρω από τον κορμό

Αν και οι αποστάσεις μεταξύ των κόμβων στον κορμό είναι σχετικά μικρές, αναμένουμε μια ισχυρότερη εξασθένηση της συνάρτησης μεταφοράς που προκαλείται από το σώμα. Η θέση και οι αποστάσεις για τους κόμβους που τοποθετούνται στον κορμό διευκρινίζονται στο Σχέδιο 7 (α). Στην περίπτωση μας αντιμετωπίζουμε αποστάσεις των 15cm, 16cm, 21cm, 27cm, 28cm και 36cm.

α) Μέσος όρος καθυστέρησης της ισχυρότερης ηχούς: Για μετρήσεις όπου και οι δύο κεραιές τοποθετούνται στην ίδια πλευρά του σώματος, το direct path είναι η κυρίαρχη πορεία και ο αριθμός των ηχώ είναι παρόμοιος με αυτές που συζητούνται στην παράγραφο 4.1. Εάν οι κεραιές τοποθετούνται σε αντίθετες πλευρές του σώματος, το direct path μειώνεται σοβαρά και μια σημαντική ηχώ από το πάτωμα μπορεί να παρατηρηθεί στο περιβάλλον γραφείων. Αυτή η ντετερμινιστική ηχώ θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί από έναν απλό RAKE δέκτη.

Το σχέδιο 4 παρουσιάζει τον μέσο όρο καθυστέρησης των ηχώ με την υψηλότερη ενέργεια για την ανηχοειδή αίθουσα. Είναι προφανές από το σχέδιο 7 (α) ότι για τη σύνδεση 15cm/16cm το direct path είναι ένα quasi line-of-sight path. Για μεγαλύτερες αποστάσεις, δηλ. όταν κεραιές τοποθετούνται στις αντίθετες πλευρές του σώματος, οι

καθυστερήσεις είναι πολύ υψηλότερες από τις αναμενόμενες καθυστερήσεις για ένα κανάλι οπτικής επαφής. Αυτή η επίδραση μπορεί να εξηγηθεί αν λάβει κανείς υπόψη τις διαφορετικές ταχύτητες διάδοσης για τους διαφορετικούς ιστούς που δίνονται στο [12] και τις ηχώ από το ίδιο σώμα.

β) Path loss: Δεδομένου ότι μερικές από τις μετρήσεις καθορίζονται από το μέσο του αέρα και άλλοι από το σώμα, το path loss δεν μπορεί να δοθεί ρητά. Για να υπολογιστεί ένα path loss το οποίο εξουσιάζεται κυρίως από το ίδιο το σώμα, εμείς διενεργήσαμε περαιτέρω μετρήσεις. Επομένως, τοποθετήσαμε και τις δύο κεραίες στις αντίθετες πλευρές των χεριών, των ποδιών και του πάνω μέρος του σώματος. Υπολογίζοντας αυτές τις μετρήσεις παίρνουμε

$$PL_{\alpha} = 10^{0.2} dB, \quad \alpha = 4.1$$

χρησιμοποιώντας την ελάχιστη τακτοποίηση τετραγώνων. Οι μετρημένες τιμές και το $PL(d)$ φαίνονται στο σχήμα 5. Σημειώστε ότι η εξασθένιση και ο συντελεστής του path loss $\gamma = 4,1$ για τη μετάδοση διαμέσου του ανθρώπινου σώματος είναι υψηλότεροι από ότι στις μεταδόσεις από την μπροστινή πλευρά του σώματος. Αυτή η τιμή μπορεί να ερμηνευθεί ως η χειρότερη περίπτωση του path loss για το κανάλι WBAN.

Μια ενδιαφέρουσα επίδραση μπορεί να παρατηρηθεί για τις συνδέσεις όπου τουλάχιστον μια κεραία τοποθετείται κοντά σε έναν βραχίονα. Στην περίπτωση μας αυτό ισχύει για τα 27cm και τα 36cm συνδέσεων (βλ. $d = 27cm$ και $d = 36cm$ στο σχέδιο 4). Η μέση καθυστέρηση από την ισχυρότερη ηχώ και την εξασθένιση αυτών των συνδέσεων είναι χαμηλότερη από το αναμενόμενο. Αυτή η επίδραση προκαλείται από τις ηχώ των χεριών. Ανάλογα με τη θέση στα χέρια, παρατηρούνται παραλλαγές μέχρι 20dB στην εξασθένιση. Επομένως αγνοήσαμε εκείνες τις μετρήσεις (βλ. τους κύκλους στο σχέδιο 5) κατά την υπολογισμό του path loss διαμέσου του σώματος. Δεν μπορέσαμε να παρατηρήσουμε εκείνες τις ηχώ για τις άλλες συνδέσεις αλλά αναμένουμε να υπάρχουν, αν και σημαντικά χαμηλότερες.

γ) Μέσος όρος υπερβολικής καθυστέρησης (Mean excess delay) τ_{m} και καθυστέρηση μετάδοσης (delay spread) τ_{rms} :

Για τις quasi συνδέσεις οπτικής επαφής, οι τιμές για το μέσο όρο της υπερβολικής καθυστέρησης τ_{m} και την μετάδοση της καθυστέρησης τ_{rms} είναι παρόμοιες με αυτές που παρουσιάζονται στον πίνακα 1. Για μεγαλύτερες αποστάσεις συνδέσεων, μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι οι τιμές τ_{m} και τ_{rms} (πίν. 2) δεν εξαρτώνται μόνο από την

απόσταση αλλά και από το μέσο μετάδοσης. Οι υψηλότερες τιμές για τις μετρήσεις στο γραφείο μπορούν να επισημανθούν από τις ηχώ που είναι παρούσες σ' αυτό το περιβάλλον.

Distance [m]	Office		Anechoic chamber	
	-	[ns]	-	[ns]
15	2.1	1.3	1.4	1.1
28	9.9	18.1	7.3	8.4

Πίνακας 2. Η μετάδοση της καθυστέρησης και ο μέσος όρος της υπερβολικής καθυστέρησης για τις μετρήσεις στον κορμό.

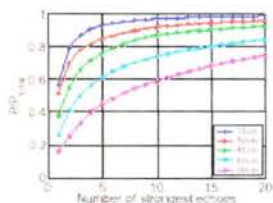
ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΣΤΟ ΣΧΕΔΙΟ WBAN

Αριθμός των RAKE fingers.

Μια από τις πιο αναφερόμενες δομές δεκτών για σήματα UWB είναι ο RAKE δέκτης Συλλέγει την ενέργεια των συστατικών των πολλαπλών διαδρομών του καναλιού.

Η πολυπλοκότητα από αυτό το δέκτη αυξάνει με τον αριθμό των fingers στους οποίους αντιστοιχεί ο αριθμός των συστατικών των πολλαπλών διαδρομών που μπορεί να συλλεχθεί. Επομένως, η διανομή των ενεργειακών τμημάτων στις αποκρίσεις του παλμού του καναλιού έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Στο σχέδιο 6 η συσσωρευτική ενέργεια του L των ισχυρότερων path εκθέτονται για τις διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ της μετάδοσης και λήψης της κεραίας στο γραφείο.

Εάν απαιτήσουμε ότι ο RAKE δέκτης πρέπει να συλλέγει το 75 % ολόκληρης της ενέργειας, χρειαζόμαστε 2 RAKE fingers για να διαβιβάσουν μια απόσταση 15cm. Με την αύξηση της απόστασης ο αριθμός των fingers αυξάνεται μέχρι και τα 20 για συνδέσεις 90cm. Για να λάβουμε ίδιο ποσοστό ενέργειας στην περίπτωση των 28cm της σύνδεσης με μη οπτική επαφή μέσω του σώματος, θα χρειαζόμαστε περισσότερα από 20 RAKE fingers.



Σχέδιο 6. Συσσωρευτική ομαλοποιημένη δύναμη των L μονοπατιών(path) με την υψηλότερη δύναμη στο γραφείο

Ενεργειακές εκτιμήσεις για ενιαίες - και multihop συνδέσεις

Εκτός από τις σχετικές ενέργειες, απόλυτες λαμβανόμενες ενέργειες καθορίζουν την πιο κατάλληλη δομή δεκτών και την τοπολογία του δικτύου. Για μια non invasive ασύρματη BAN η ηλεκτρομαγνητική έκθεση του ανθρώπινου σώματος πρέπει να είναι εξαιρετικά χαμηλή. Συνεπώς, η ακτινοβολούσα ενέργεια ενός παλμού πρέπει να περιοριστεί σε μια μέγιστη E_{rp} τιμή, λαμβάνοντας υπόψη μια διευκρινισμένη μορφή παλμού. Για να καθιερώσει τη συνδετικότητα του δικτύου με τέτοιους χαμηλούς περιορισμούς δύναμης, χρειάζεται να συσσωρεύσουμε διάφορους παλμούς στο δέκτη για κάθε ένα bit. Ο αριθμός των παλμών μπορεί να μειωθεί με τη μείωση της απόστασης μεταξύ των δύο hop. Ταυτόχρονα ο αριθμός των hop πρέπει να αυξηθεί. Το μειονέκτημα αυτής της προσέγγισης multihop είναι η ενέργεια που απελευθερώνεται από την επεξεργασία σήματος στους αναμεταδίδοντας κόμβους.

Η συνολική ενέργεια είναι ο πιο σημαντικός παράγοντας που καθορίζει τη διάρκεια ζωής του δικτύου. Σε αυτό το τμήμα μελετάμε μερικές βασικές ενεργειακές σχέσεις βασισμένες στις μετρήσεις που έγιναν.

Η συνολική ενέργεια capture per bit, π.χ.1, για μια σύνδεση singlehop που χρησιμοποιεί M_p παλμούς αποτελείται από το ενεργειακό dissipated για την ακτινοβολία κυμάτων $M_p \cdot E_{rp}$ και το σήμα επεξεργασίας ενέργειας, το οποίο διαιρείται περαιτέρω σε μέρος E_{cp} το οποίο περιλαμβάνει την παραγωγή και τη λήψη ενός παλμού και ένα μέρος E_{cb} που περιλαμβάνει την κωδικοποίηση και την αποκωδικοποίηση των single bits.

$$E_{cp} = M_p \cdot E_{rp} + E_{cp} + M_p \cdot E_{cb} \quad (5)$$

Για να καθορίσουμε τον ελάχιστο αριθμό παλμών M_p υποθέτουμε ένα συγκεκριμένο SNR per bit από

$$\beta = \frac{E}{N_b} \quad (6)$$

το δέκτη που απαιτείται για να καθιερώσει μια αξιόπιστη σύνδεση point-to point. $N_0 = k \cdot T_{sys}$ είναι το power noise της φασματικής πυκνότητας και E_b η απαραίτητη ενέργεια ανά bit στο δέκτη.

Λαμβάνοντας υπόψη το κέρδος G_h του ραδιο καναλιού σαν την αναλογία από τη λαμβανόμενη ενέργεια στη διαβιβασθείσα ενέργεια, η απαιτούμενη ακτινοβολούσα ενέργεια στη συσκευή αποστολής σημάτων είναι

$$E_s = M_T \cdot E_{r,r} = \frac{E_r}{G_h} \quad (7)$$

Το κέρδος G_h εξαρτάται από την απόκριση του παλμού του καναλιού και τη δομή των δεκτών. Όπως στο [13] κάνουμε δύο υποθέσεις: α) ο δέκτης έχει μια αντίστοιχη front-end δομή και β) το κανάλι των πολλαπλών διαδρομών είναι ευδιαχώριστο. Εμείς θεωρούμε έναν επιλεκτικό RAKE δέκτη (SRAKE), ο οποίος χρησιμοποιεί τα L ισχυρότερα μονοπάτια για την αποκωδικοποίηση. Κατόπιν, το κέρδος του καναλιού μπορεί να καθοριστεί από τους συντελεστές a_l της μετρημένης απόκρισης του παλμού $h(k) = \sum_{l=1}^L a_l \delta(k - \tau_l)$:

$$G_h = \sum_{l=1}^L |a_l|^2 \quad (8)$$

όπου a_l ορίζεται με έναν τρόπο όπου $|a_1|^2 + |a_2|^2 + \dots + |a_L|^2 = 1$, $1 \leq L \leq N$. Με την εξίσωση (6), (7) και (8) ο ελάχιστος αριθμός παλμών M_T (που στρογγυλεύονται μέχρι τον επόμενο ακέραιο αριθμό) μπορεί να καθοριστεί ως

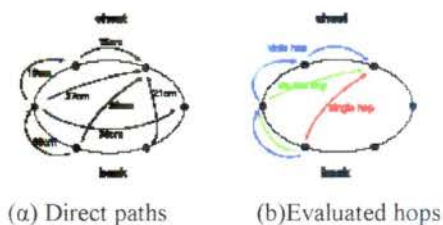
$$M_T = \left\lceil \frac{\rho_s \cdot N_b}{E_{r,r} \cdot \sum_{l=1}^L |a_l|^2} \right\rceil \quad (9)$$

Η συνολική ενέργεια που χρησιμοποιείται για μια multihop σύνδεση με M_H hops αποτελείται από τις ενέργειες των M_H ενιαίων hops:

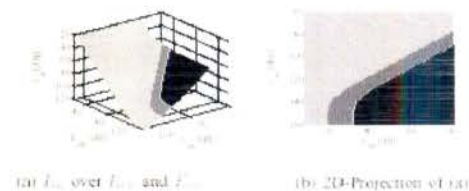
$$E_{s,t} = \sum_{j=1}^{M_H} (M_T^{(j)} \cdot E_{r,r} + E_{t,j} + M_T^{(j)} \cdot E_{r,j}) \quad (10)$$

όπου $M_T^{(j)}$ είναι αριθμός των παλμών για τον j th hop.

Παρακάτω συγκρίνουμε τις ενέργειες για μία αποστολή από ένα σημείο στο πίσω μέρος του σώματος σε ένα σημείο επάνω το στήθος. Θεωρούμε άμεση τη μετάδοση (που σημαίνει ότι το σώμα προκαλεί μια πολύ υψηλή εξασθένιση), μια διπλή σύνδεση hop και μία τριπλή σύνδεση hop (βλ. το σχήμα 7 (b)). Υποθέτουμε ένα δέκτη finger SRAKE ($L = 1$), $\rho_s = 10\text{dB}$ and $N_b = k \cdot T_{sys} \cdot NF = 4.14 \cdot 10^{-2}$ ο οποίος αντιστοιχεί σε μια θερμοκρασία $T_{sys} = 300\text{K}$ και ένα noise figure $NF=10$. Το $E_{r,r}$ θέτεται στο $2 \cdot 10^{-11}\text{J}$ η οποία είναι η ενέργεια ενός παλμού 100ps,



Σχήμα 7 Θέση, αποστάσεις και multihop paths για τους κόμβους γύρω από το πάνω μέρος του σώματος.



Σχήμα 8. Ενεργειακή σύγκριση: ελάχιστη συνολική ενέργεια per bit E_g επιτυγχάνεται με: 1 hop (μαύρο), 2 hops (γκρίζος), 3 hops (λευκός)

Η μάσκα της FCC UWB σε ζώνη από 3 έως 6 GHz. Το Σχήμα 8 επεξηγεί τις περιοχές όπου οι διαφορετικές στρατηγικές μετάδοσης προτιμούνται. Στο σχέδιο 8(a) το ελάχιστο σύνολο ενέργειας per bit, $\min(E_{g,1}, E_{g,2}, E_{g,3})$, για όλες τις τιμές (E_{cp} , E_{cb}) σχεδιάζεται πέρα από τις ενέργειες της επεξεργασίας σήματος E_{cp} και E_{cb} . Οι διαφορετικές σκιές του γκριζου δείχνουν που οι διαφορετικές στρατηγικές συμβάλλουν στο ελάχιστο. Το σχέδιο 8(b) παρουσιάζει μια 2D-προβολή $E_{cp} * E_{cb}$ plane ώστε να επιτρέψει την καλύτερη ανάγνωση των τιμών. Οι ενέργειες που δίνονται στο DB κανονικοποιούνται στο 1J. Όπως φαίνεται οι $E_{cb} < 1N_j$ multihop συνδέσεις 1nJ γενικώς προτιμούνται. Για $E_{cp} > 10W$ η περιοχή που χρησιμοποιεί multihops δίνεται από $E_{cp} > E_{cb} - 40dB$. Αυτό σημαίνει ότι για $E_{cp} > E_{cb} > 10^{-1}$ μια στρατηγική multihop πρέπει να χρησιμοποιηθεί για το WBAN.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Οι μετρήσεις των καναλιών δικτύων περιοχής σώματος εκτελέστηκαν από 3 έως 6 GHz σε ένα ανηχοειδή δωμάτιο και σε ένα γραφείο. Τα κανάλια στη μπροστινή πλευρά το

σώματος παρουσιάζουν τις ιδιότητες της οπτικής επαφής εκτός από το path loss που παρουσιάζει χαρακτηριστικά μη οπτικής επαφής που οφείλονται στην εξασθένηση του σώματος. Τα κανάλια γύρω από τον κορμό εξαρτώνται έντονα από το μέσο μετάδοσης. Για τα κανάλια μέσω του ανθρώπινου σώματος ένας εκθέτης path loss $\gamma=4,1$ μπορούσε να αξιολογηθεί. Με αυτόν τον τρόπο, παρατηρήθηκε ότι οι ηχώ και από τα δύο μπράτσα μπορούν να αλλάξουν την εξασθένηση από την αριστερή στη δεξιά πλευρά του σώματος μέχρι και 20dB ανάλογα με τη θέση των μπράτσων. Επιπλέον, παρατηρήθηκε μια ντετερμινιστική ηχώ που προκλήθηκε από το πάτωμα η οποία μπορούσε να χρησιμοποιηθεί από έναν απλό RAKE δέκτη. Επίσης έχουμε δείξει ότι ένας RAKE δέκτης με μόνο 1 ή 2 δάχτυλα είναι επαρκή για να συλλέξουν το 50% ή 80% της μέγιστης ενέργειας για συνδέσεις με μια απόσταση 15cm, ανεξάρτητα από την τοποθέτησή του στο σώμα. Μια σύγκριση της ενέργειας για μια μετάδοση από έναν κόμβο στην πλάτη σε ένα κόμβο στο στήθος έχει δείξει ότι μια στρατηγική multihop συστήνεται εάν η ενέργεια για την παραγωγή παλμού και τη λήψη είναι υψηλότερη από το ένα δέκατο του χιλιοστού μέρους της ενέργειας για ένα bit που κωδικοποιεί και αποκωδικοποιεί.

Κωδ. βιβλ. E1

Κάποιοι χρήσιμοι ορισμοί

- ◆ Ad Hoc (mode): Μία σύνδεση με χρήση peer to peer, κατά την οποία δύο υπολογιστές επικοινωνούν μέσω των ασυρμάτων καρτών τους (χωρίς μεσολάβηση Access Point).
- ◆ AES (Advanced Encryption Standard): Μία μέθοδος επεξεργασίας (στις ΗΠΑ) με υποστήριξη κλειδιών 128,192, 256bits.

- ◆ Client/Server: Μια αρχιτεκτονική στην οποία ο client είναι ο υπολογιστής που ζητά τις πληροφορίες και ο server αυτός που τις παρέχει.
- ◆ Δίκτυο peer-to-peer: Σε ένα τέτοιο δίκτυο όλοι οι υπολογιστές λειτουργούν τόσο ως clients όσο και ως servers. Κεντρικός server δεν υπάρχει, ενώ γενικά μια τέτοια μορφή δικτύωσης προσφέρεται για λίγους clients.
- ◆ Host: Ένας υπολογιστής που αποτελεί πηγή πληροφοριών ή σημείο εκκίνησης ροής δεδομένων. Ο όρος είναι γενικός και μπορεί να αναφέρεται είτε σε κάποιο mainframe είτε σε ένα server. Σε περιβάλλον δικτύου ακόμα και ο client θεωρείται host.
- ◆ IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers): Οργανισμός που συμμετέχει στη διαμόρφωση προτύπων σχετικών με επικοινωνίες και υπολογιστές.
- ◆ Infrastructure (mode): Η σύνδεση που πραγματοποιείται μέσω ενός υπολογιστή (διό της ασύρματης κάρτας του) και ενός Access Point.
- ◆ Kerberos: Σύστημα πιστοποίησης που επιτρέπει την προστατευμένη επικοινωνία μέσα από ένα ανοιχτό δίκτυο, με τη χρήση ενός μοναδικού κλειδιού ονόματι ticket.
- ◆ MAC (address): Media Access Control. Μία μοναδική διεύθυνση που φέρει κάθε δικτυακή συσκευή σε επίπεδο hardware.
- ◆ PCMCIA (Personal Computer Memory Card International Association): Οι PC-Cards είναι το δημιούργημα του PCMCIA και αποτελούν ένα πρότυπο για τη χρήση σε φορητούς υπολογιστές και PDAs. Το πρότυπο εξελίσσεται και υπάρχουν διάφορες εκδόσεις του.
- ◆ RC4: Ένας αλγόριθμος κρυπτογράφησης σχεδιασμένος από την RSA Laboratories, ο οποίος χρησιμοποιείται στην κρυπτογράφηση WEP.

♦ Spread spectrum: Μια τεχνική μετάδοσης σήματος που συνεχώς μεταβάλλει το σχήμα της μετάδοσης με την αλλαγή των συχνοτήτων carrier ή με την αλλαγή της μορφοποίησης των δεδομένων.

♦ TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol): Το πιο διαδεδομένο πρότυπο δικτύωσης, που έχει αναπτυχθεί από το Υπουργείο Άμυνας των Η.Π.Α. για τη δικτύωση ανόμοιων συστημάτων.

♦ TDMA (Time Division Multiple Access): Μια τεχνολογία που «πλέκει» (ή καλύτερα εναλλάσσει) πολλά ψηφιακά σήματα σε ένα κανάλι υψηλής ταχύτητας. Σε αυτό βασίζονται τα δίκτυα GSM, πολλά συστήματα δορυφορικής επικοινωνίας και άλλα σύγχρονα ψηφιακά δίκτυα.

ΓΛΩΣΣΑΡΙΟ 1

EGASS	Export Control Automated Support System
EDA	Economic Development Administration
EDAP	Economic Development Assistance Program
EEEL	Electronics and Electrical Engineering Laboratory
ENSO	El Niño-Southern Oscillation
EPA	Environmental Protection Agency
ESA	Economics and Statistics Administration

FAA	Federal Aviation Administration
FAIR	Federal Acetrites Inventory Reform
FAR	False Alarm Rate
FBI	Federal Bureau of Investigation
FCC	Federal Communications Commission
FEMA	Federal Emergency Management Agency
FBDC	Federal Geographic Data Committee
FOIA	Freedom of Information Act
FTE	Full-time Equivalent

GAO	General Accounting Office
GDG	Gross Domestic Product
GIS	Geographic Information System
GMF	Government Master File
GOES	Geostationary Operational Environmental Satellite
GPEA	Government Paperwork Elimination Act
GPRA	Government Performance and Results Act
GPS	Global Positioning Satellite System
GSS	Geographic Support System

HPC	Hydro-meteorological Prediction Center
HR	Human Resources
HRDS	Human Resources Data System
HUD	Department of Housing and Urban Development

IA	Import Administration
ICP	Internal Control Program
ILSP	Interagency Council on Statistical Policy
IMF	International Monetary Fund
IRAC	Interdepartment Radio Advisory Committee
IRS	Internal Revenue Service
IT	Information Technology
ITA	International Trade Administration
ITL	Information Technology Laboratory
ITS	Institute for Telecommunication Sciences
ITU	International Telecommunication Union

JVS	Josephson Volt Standard
-----	-------------------------

MAF TIGER	Master Address File Topologically Integrated Encoding and Referencing
MBCA	Minority Business Development Agency
MBIP	Minority Business Internet Portal
MBIQP	Malcolm Baldrige National Quality Program
MEL	Manufacturing Engineering Laboratory
MEP	Manufacturing Extension Partnership

MFI	Market Facts Incorporated	ODG	Office of Inspector General
MISA	Metropolitan Statistical Area	OMB	Office of Management and Budget
<hr/>			
NAICS	North American Industry Classification System	OPERM	Bureau of Export Administration's Office of Planning, Evaluation, and Management
NAPCS	North American Product Classification System	OSDBU	Office of Small and Disadvantaged Business Utilization
NASA	National Aeronautics and Space Administration	OSM	Office of Spectrum Management
NCDC	National Climatic Data Center	OTF	Office of Technology Policy
NESDIS	National Environmental Satellite, Data, and Information Service	<hr/>	
NextRAD	Next Generation Weather Radar	PAC	Procurement, Acquisition, and Construction
NIMA	National Imagery and Mapping Agency	PALM	Patent Application Location and Monitoring
NIST	National Institute of Standards and Technology	PCIS	Partnership for Critical Infrastructure Security
NMFS	National Marine Fisheries Service	PEC	Procurement Executive Council
NOAA	National Oceanic and Atmospheric Administration	PERA	Paperwork Reduction Act
NOFS	National Ocean Service	PEV	Postshipment Verification
NRC	National Research Council	PTFP	Public Telecommunications Facilities Program
NSRS	National Spatial Reference System	<hr/>	
NTIA	National Telecommunications and Information Administration	QFR	Quarterly Financial Report
NTIS	National Technical Information Service	<hr/>	
NWS	National Weather Service	R&D	Research and Development
<hr/>			
ODR	Office of Oceanic and Atmospheric Research	RD BU	Rural Development Rural Utilities
OCWWS	Office of Climate, Water, and Weather Services	RPS	Recover Protected Species
OEA	Office of Economic Adjustment	<hr/>	
OECD	Organisation for Economic Co-operation and Development	SBA	Small Business Administration
OHRM	Office of Human Resources Management	SES	Senior Executive Service
		SIPP	Survey of Income and Program Participation
		SME	Small and Medium-sized Enterprise
		SOI	Southern Oscillation Index

SPD	Survey of Program Dynamics
SRD	Standard Reference Data
SRM	Standard Reference Material
SSN	Social Security Number
S&T	Science and Technology

WFO	Weather Forecast Office
WRL	World Radio-communication Conference
WSR-88D	Weather Service Radar



TA	Technology Administration
TAA	Trade Adjustment Assistance
TCC	Trade Compliance Center
TED	Turtle Excluder Device
TOP	Technology Opportunities Program
TPC	Tropical Prediction Center
TPCC	Trade Promotion Coordinating Committee
TRAM	Trademark Reporting and Monitoring



US	Under Secretary
USDA	U.S. Department of Agriculture
US&FCS	U.S. and Foreign Commercial Service
USGS	U.S. Geographic Survey
USPTO	U.S. Patent and Trademark Office
USTR	U.S. Trade Representative
USWRP	U.S. Weather Research Program
UWB	Ultra Wideband

Γλωσσάριο 2

- ADR** Accumulated delta-range
- APD** Amplitude probability distribution
- ARD** Absolute referenced dithering
- ARL/UT** Applied Research Laboratories of the University of Texas at Austin
- AWG** Arbitrary waveform generator
- BL** Break-lock
- BPF** Bandpass filter
- BW** Bandwidth
- C/A** Code Coarse acquisition code

CDF Cumulative distribution function

CDMA Code division multiple access

CMC Code-minus-carrier

CW Continuous wave

Department of Transportation

DOT DPSR Delta-PSR

GPS Global positioning system

FCC Federal Communications Commission

IF Intermediate frequency

ITS Institute for Telecommunication Sciences

L1 band GPS frequency band centered at 1575.41 MHz

L2 band GPS frequency band centered at 1227.6 MHz

LNA Low noise amplifier

LSNB Line spreading null-to-null bandwidth – referring to the null spacing of the convolving sinc₂ function as a result of gating, where the null-to-null bandwidth is equal to 2 times the reciprocal of the gated-on time.

LSS Line spread spacing – referring to the spacing between lines of the convolving sinc₂ function as a result of gating, where the distance between lines is equal to the reciprocal of the gating period

ND Noise diode

NIST National Institute for Standards and Technology

NPRM Notice of proposed rulemaking

NTIA National Telecommunications and Information Administration

OSM Office of Spectrum Management

OOK On-off keying

PDOP Position dilution of precision

PPM Pulse-position modulation

PRL Pattern repetition lines – referring to spectral lines generated due to a repetition of the pulse pattern

PRF Pulse repetition frequency

PRP Pulse repetition period – defined as the reciprocal of PRF

PRR Pulse repetition frequency

PRN Pseudo-random noise

PSR Pseudorange

P(Y) code Encrypted high-precision pseudo-random noise (PRN) codes
RF Radio frequency
RRD Relative referenced dithering
RQT Reacquisition time
RQT_{max} The maximum time for reacquisition, after which the RQT trial is considered unsuccessful.
Rx Receiver
SN Spectral node – referring to a spectral feature due to the placement of the position of pulses within discrete bins
SNR Signal-to-noise ratio
SV Space vehicle
Tx Transmitter
UPS Uniform pulse spacing
UWB Ultrawideband – referring to ultrawideband signals
VA Variable attenuators

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ :

Σημείωση: Σε κάθε θεματική ενότητα υπάρχει ο κωδικός βιβλιογραφίας της.

ΚΩΔΙΚΩΣ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΕΙΑΣ

Θ1:

- [1] W.A. Kissick, Ed., "The temporal and spectral characteristics of ultrawideband signals," NTIA Report 01-383, Jan. 2001.

X1:

W. Kissick, Ed., "The temporal and spectral characteristics of ultrawideband signals," NTIA Report 01-383, Jan. 2001. <http://www.its.bldrdoc.gov/pub/ntia-rpt/01-383>

PK1:

1. www.uwb.org
2. www.pulseink.net
3. To get to the web site below, use the following index words:
uwb wireless communications lan pan
http://intel.com/technology/itj/q22001/articles/art_4.htm
4. www.multispectral.com
(Reference to a tunnel diode.)
5. <http://www.americanmicrosemi.com/tutorials/tunneldiode.htm> (Tunnel diode data sheet.)

K1:

- [1] FCC News Release, "New Public Safety Applications and Broadband Internet Access Among Uses Envisioned by FCC Authorization of Ultra-Wideband Technology", 14 Feb 2002
- [2] FCC 02-48, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", First Report & Order, Washington DC, Adopted 14 Feb 2002, Released 22 April 2002.
- [3] E.K. Miller, editor, Time-Domain Measurements in Electromagnetics, Van Nostrand Reinhold, New York, 1986
- [4] J.D. Taylor, editor, Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems, CRC Press, Boca Raton, 1995
- [5] W.T. Hatch, NTIA Acting Assoc. Admin, NTIA UWB Position Letter to FCC, attn. D. Hatfield, 15 June 1999.
- [6] J.R. Andrews, "Picosecond Pulse Generators for UWB Radars", AN-9, Picosecond Pulse Labs, Boulder, CO, May, 2000
- [7] S. Pepper, J.R. Andrews, "Driving & Biasing PSPL Edge Compressor Components", AN-13, Picosecond Pulse Labs, Boulder, CO, Oct, 2002
- [8] W. Thomas, R.C. Smith & K. Schoen, "Comb Generator with Excellent Harmonic Flatness to >40 GHz", submitted to MTT-2003.

- [9] M. Rodwell, et. al, "GaAs Nonlinear Transmission Lines for Picosecond Pulse Generation and Millimeter Wave Sampling", IEEE Trans. MTT, vol. 39, no. 7, July 1991, pp. 1194-1204
- [10] R. Lawton & A. Ondrejka, "Antennas and the Associated Time-Domain Range for the Measurement of Impulsive Fields", Nat. Bur. of Stds. Tech. Note 1008, Boulder, CO, Nov. 1978
- [11] Dr. Motohisa Kanda, "Time-Domain Sensors & Radiators", chapter 5 in ref [3]
- [12] Dr. Carl Baum, editor, "Sensor & Simulation Notes 1964 - 1998" and "Interaction Notes 1970 - 2001", Air Force Research Labs, Kirtland AFB, NM
- [13] R. Johnk & A. Ondrejka, "Time-Domain Calibrations of D-Dot Sensors", NIST Tech. Note 1392, NIST, Boulder, CO, Feb. 1998
- [14] S. Ramo & J. Whinnery, Fields & Waves in Modern Radio, J. Wiley, New York, 2ed edition, 1962, pp. 406-408.
- [15] R. Hansen, "Antennas", chp. 32, in Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, and Communications, H.W. Sams, Indianapolis, IN, 7th edition, 1985, p. 32-3
- [16] D. Dobkin, "Indoor Propagation Issues for Wireless LANs", RF Design, Sept, 2000, pp 40-46.

KΩA.BIBA.IIP1

- [1] M. Pezzin, J. Keignart, N. Daniele, S. de Rivaz, B. Denis, D. Morche, Ph. Rouzet, R. Cattenoz, N. Rinaldi, "Ultra Wideband: the radio link of the future?", *Annales des Télécommunications*, 58, nr. 3-4, March-April 2003.
- [2] FCC, ET Docket 98-153, "FIRST REPORT AND ORDER: Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", Adopted: February 14, 2002, Released: April 22, 2002.
- [3] IEEE P802.15-03/03r5, "P802.15.3a Alt PHY Selection Criteria", December 2002.
- [4] <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/>.

- [5] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Impulse Radio: How it Works", *IEEE Communications Letters*, February 1998.
- [6] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Ultra-wide Bandwidth Time-hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications", *IEEE Transactions on Communications*, April 2000, vol. 17, issue 5, pp. 824-836.
- [7] J. Foerster, "The Performance of a Direct-Sequence Spread Ultra-Wideband System in the Presence of Multipath, Narrowband Interference, and Multiuser Interference", *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technology*, 2002.
- [8] V.S. Somayazulu, "Multiple Access Performance in UWB Systems Using Time Hopping vs. Direct Sequence Spreading", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2002, vol. 2, pp. 522-525.
- [9] IEEE Draft P802.15.3/D15, "Part 15: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPAN)", Oct. 2002.

KQA A1

- [1] J. Bernhard, P. Nagel, J. Hupp, W. Strauss, and T. von der Grun, "BAN - Body area network for wearable computing," in *9th WWRF Meeting, Zurich*, July 2003.
- [2] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: Potential and challenges ahead," in *IEEE Communications Magazine*, Vol. 41, No. 7, July 2003, pp. 66-74.
- [3] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "A statistical model for the UWB indoor channel," in *IEEE 53rd Vehicular Technology Conference, VTC 2001 Spring*, Vol. 2, May 2001, pp. 1159-1163.
- [4] J. Kunisch and J. Pamp, "Measurement results and modeling aspects for the UWB radio channel," in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, UWBST*, 2002, pp. 19-23.