



**THESE DE DOCTORAT CONJOINT TELECOM SUDPARIS et L'UNIVERSITE
PIERRE ET MARIE CURIE**

Spécialité : Télécommunications

Ecole doctorale : Informatique, Télécommunications et Electronique (EDITE de Paris)

Présentée par

Jorge Arturo PARDIÑAS MIR

**Pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE TELECOM SUDPARIS**

**Contribution à l'étude de la détection des signaux UWB.
Etude et implémentation d'un récepteur ad hoc
multicapteurs. Applications indoor de localisation.**

Soutenue le 11 décembre 2012 devant le jury composé de :

M. Stéphane AZOU	Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest	Rapporteur
M. Alexandru SERBANESCU	Académie Technique Militaire de Bucarest	Rapporteur
M. Georges ALQUIÉ	Université Pierre & Marie Curie	Examineur
M. Paul CROZAT	Université Paris-Sud	Examineur
M. Jean-Luc POLLEUX	ESIEE Paris	Examineur
Mme. Muriel MULLER	TELECOM SudParis	Encadrant
M. Roger LAMBERTI	TELECOM SudParis	Encadrant
M. Claude GIMENES	TELECOM SudParis	Directeur de thèse
 <i>Membre Invité</i>		
M. Nel SAMAMA	TELECOM SudParis	

Thèse n° 2012TELE0052

A Claudia

A Alexis et Andrei

Remerciements

La vie est une succession d'événements, certains petits et d'autres . . . pas si petits. Certains, pris isolément, a priori peu importants, prennent cependant toute leur signification lorsqu'on les voit comme les pas indispensables dans un trajet bien tracé. Décisions, personnes, efforts, supports, soutiens, hasards ! Voilà une thèse réalisée . . . et plus d'une vie bouleversée !

Franchir la ligne d'arrivée du doctorat au bout de trois ans et demi de travail, précédés d'une année de préparation, cela n'aurait pas été possible sans la suite d'une série d'événements dans lesquels de nombreuses personnes et institutions ont été impliquées. Je remercie tous ceux qui ont fait partie de ces événements. Je les remercie pour leur sollicitude, pour leur travail, pour leur patience . . .

Je les remercie pour m'avoir appris mes premiers mots en français, pour la diffusion de la radio française par internet, pour m'avoir fait connaître les possibilités de préparer mon doctorat à TSP, pour m'avoir donné le temps de m'y préparer, pour avoir été admis dans une équipe de recherche, pour avoir obtenu mon dossier de demande de bourse à une période difficile pour notre pays, pour avoir réservé un appartement pour toute la famille, pour notre accueil à l'aéroport...

Il faudrait 150 pages supplémentaires pour décrire ces événements et remercier absolument tout le monde.

Mais il s'agit à présent de ma thèse de doctorat proprement dite.

Ma première attention va à l'Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Occidente (Iteso), Mexique, autorités et collègues, qui m'ont soutenu et m'ont accordé un congé d'enseignant, ainsi qu'au gouvernement mexicain pour le soutien financier : la bourse du Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) et le complément de bourse du Secretaría de Educación Pública (ministère de l'éducation). Je tiens à leur exprimer ici ma profonde reconnaissance.

Dès mon arrivée à Telecom SudParis, j'ai rencontré un accueil chaleureux et bénéficié des meilleures conditions matérielles au laboratoire, commun pour la circonstance de cette thèse, à deux départements : CITI (Communications Information et Traitement d'Images), celui de mon « rattachement », et EPH (Electronique et Physique), celui de mon « installation ». Je tiens à en remercier leurs Directeurs respectifs : Wojtech Piekchinsky et Badr-Eddine Benkelfat, ainsi que Bernadette DORIZZI, précédente directrice du département EPH et François SIMON, précédent directeur de la Recherche, mes premiers contacts.

J'adresse mes sincères remerciements à Mesdames et Messieurs les membres du jury :

Monsieur Georges Alquié, professeur émérite de l'université Pierre et Marie Curie (Paris VI), qui m'a fait l'honneur de présider ce jury. Il a déjà eu à juger les travaux de l'un de mes prédécesseurs, Francisco Hirata Florès, dans les mêmes circonstances.

Messieurs Alexandru Serbanescu, professeur à l'Académie Technique Militaire (Bucarest) ainsi qu'à la nouvelle Université Lumini (Roumanie), et Stéphane Azou, professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest. Ils ont déjà fait partie du jury de soutenance de l'autre de mes prédécesseurs, Charbel Saber, et ont accepté d'être les rapporteurs de mon travail. Je les en remercie vivement, imaginant bien l'ampleur de cette tâche, sachant de plus qu'ils auront eu à lire le texte en Français d'un doctorant Mexicain.

Monsieur Paul Crozat, professeur émérite à l'Université Paris XI (Orsay) qui a déjà eu l'occasion de juger les travaux de Charbel Saber en tant que président du jury de soutenance et, en ce qui me concerne, qui avait accepté de rapporter sur l'état de mes travaux à mi-parcours, selon le nouveau règlement de notre Ecole Doctorale.

Monsieur Jean-Luc Polleux, maître de conférences à l'Université Paris-Est déjà en collaboration avec Telecom SudParis. Je le remercie pour avoir accepté d'examiner mon travail en participant au jury de soutenance.

Monsieur Nel SAMAMA, professeur au département EPH, qui a fait partie de l'évaluation à mi-parcours de mes travaux et pour avoir accepté l'invitation à assister à ma soutenance de thèse.

Dans la logique de leurs travaux parallèles, Muriel Muller et Roger Lamberti, maîtres de conférences aux départements EPH et CITI, ont été conjointement à l'origine de cette thèse de doctorat. Ils en ont donc assuré l'encadrement jusqu'à son aboutissement. Dans mon intérêt, ils ont été très présents et surtout très exigeants. Mais ils ont été très compréhensifs, amicaux et patients, surtout avec mon français. Pour ces choses, sur le plan technique comme sur le plan humain, je leur suis très redevable.

Répondant à leur demande, et celle de leurs directeurs de département, Claude Giménès, professeur émérite à Télécom et Management Sud Paris, a accepté de contribuer à la concertation des actions jusqu'à la synthèse de ces travaux en intégrant cette équipe et en devenant mon directeur de thèse, fidèle à son rendez vous hebdomadaire au laboratoire. Je le remercie surtout pour son amitié. J'ai pu apprécier sa disponibilité, son écoute et son intérêt pour mon travail, en particulier le mémoire de synthèse dont il a voulu la rédaction en Français, sa langue dont il est un ardent défenseur. Alors, je le remercierai par cette citation qu'il aimait me glisser dans le creux de l'oreille dans des moments parfois difficiles mais incontournables :

*« Héros, savant, artiste, apôtre, aventurier,
Chacun troue à son tour le mur noir des mystères
Et grâce à ces labeurs groupés ou solitaires,
L'être nouveau se sent l'Univers tout entier. »
Emile Verhaeren (Vers le futur)*

Je remercie Ghalid ABIB, enseignant-chercheur du département EPH, membre du groupe de recherche Hyperfréquences et Communications de Proximité, pour ses conseils techniques et . . . pour la mise à notre disposition de son jeu de fléchettes.

Merci également aux collègues de laboratoire : Carlos CALERO, Ikhlas SELMI, Imen LABIDI, Maria POUSADA, Thibault COUPIN et Abdoulaye FALL, pour leur bonne humeur au quotidien et pour avoir rendu plus agréable le laboratoire comme lieu de travail.

Merci à Alain LEBEGUE et Yaneck GOTTESMAN, enseignants-chercheurs du département EPH. Merci à François DELAVault, régulièrement présent au laboratoire à 11h30, pour aider les nouveaux arrivants s'intégrer, y compris moi.

Pour l'Administration, merci à Michelle MERLIER, Mélanie BLANCHARD et Christian CAMILLERI pour son important soutien à toute la famille surtout au début de cette aventure.

J'ai réussi à réaliser avec succès les démarches administratives auxquelles chaque élève est confronté grâce à l'orientation, travail et gentillesse de Patricia FIXOT (EPH), Julie BONNET (CITI), Xay LYFOUNG (Direction de la Recherche) et Laura LANDES (Accords et Echanges Internationaux).

Merci à Claudia, complice de l'aventure, pour son amour, son soutien, ses encouragements, sa sagesse et la patience dont elle a fait preuve. Alexis et Andrei, à l'arrivée deux enfants merveilleux devenus aujourd'hui deux jeunes hommes extraordinaires. Ils ont réussi à s'intégrer dans ce beau pays, longtemps même avant nous. Pour eux, on voudrait aller toujours "vers l'infini et au-delà".

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans un travail de recherche commun aux départements EPH (Electronique et Physique) et CITI (Communications, Images et Traitement de l'Information) de l'Institut Télécom Sud Paris. Les objectifs étant de réaliser des dispositifs de communications de proximité avec un matériel simple, à coût relativement bas et à très faible consommation électrique. Le projet comporte la mise au point d'un récepteur basé sur une méthode de détection pseudo-cohérente des signaux Ultra Large Bande (UWB) à double impulsion (TR-UWB), méthode désignée par Time Delayed Sampling and Correlation (TDSC), et permettant une réception sans estimation du canal. L'étude s'est déroulée en trois parties.

La première partie comporte la réalisation d'une plate-forme modulaire de communication UWB basée sur le système de détection TDSC. Cette plate-forme comporte une puce CMOS 0.35 μ m conçue précédemment au laboratoire EPH. Elle offre la possibilité d'enregistrer des signaux TR-UWB réels et de réaliser des tests de fonctionnement.

La deuxième partie est une étude approfondie du récepteur utilisant la méthode TDSC, la détection des signaux UWB et la procédure de synchronisation sont évalués en utilisant les signaux réels acquis à partir de la plate-forme. Un ensemble de tests ont été menés avec des signaux en bande de base et des signaux transposés en fréquence, transmis sur des canaux par câble et des canaux par radio. Les résultats ont permis de valider la détection et le principe de la synchronisation.

La troisième partie est la réalisation d'une proposition d'estimation de la distance entre deux dispositifs d'un réseau radio utilisant des signaux UWB, pour une localisation en intérieur. L'étude fait la synthèse de plusieurs propositions et expérimentations et conduit à la définition de critères pour la conception d'une mesure du temps d'arrivée (TOA) basée sur un récepteur TDSC.

La précision est fixée par la fréquence d'échantillonnage du circuit prototype CMOS, celle-ci allant jusqu'à 7.5 GHz permet une résolution de 0.133 ns c'est-à-dire 4 cm.

La stratégie de la mesure du TOA consiste en une procédure à deux étapes basées sur la valeur de la dérivée de la corrélation avec dépassement de seuil, elle a été simulée et comparée avec d'autres méthodes.

Des expériences de transmissions sur la plateforme de tests, par câble et par radio, ont permis de valider expérimentalement cette méthode. On constate une bonne convergence entre les résultats des simulations et ceux de l'expérience, ce qui permet de conclure que cette stratégie se présente comme une option "valide" pour l'estimation du temps d'arrivée.

Abstract

This thesis is part of the Electronics and Physics (EPH) department's research work at Institut Telecom SudParis in collaboration with the Information, Images and Information Processing (CITI) Department from the same institute. The laboratory's objectives are to design proximity communication devices that require simple equipment, at a low cost and with a very low power consumption. The project included the development of a receiver architecture called Time Delayed Sampling and Correlation (TDSC) that works with Transmitted Reference Ultra Wideband signals (TR-UWB), and which could achieve a performance similar to that of a Stored-Reference (SR) receiver without channel estimation.

The first part of my work included the design of a modular UWB communication system based on the TDSC method. This platform uses a $0.35\mu\text{m}$ CMOS chip conceived by the EPH laboratory. This gives the possibility to record real TR-UWB signals and to achieve functional tests.

A second part of the thesis was to deepen the use of the TDSC method for detection of UWB signals and the synchronization procedure of the receiver using real signals acquired by the platform. A series of tests were conducted in this regard by using baseband signals as well as frequency translated signals, through cable channels and radio transmission. The results let us validate the TDSC detection and the synchronization procedure.

Finally, a third line of work was the study and development of a distance estimation proposal based on the time of arrival (TOA) of TR-UWB signals, for indoor localization purposes. The study includes a synthesis of several proposals and experimental works. The proposed strategy is a two-step procedure where precision is determined by the sampling frequency of the prototype circuit CMOS, up to 7.5 GHz, which corresponds to a resolution of 0.133 ns or 4 cm. It is based on the threshold value of the correlation's derivative. Simulations were made and compared with other methods. Experiments were also conducted on the test platform for cable transmissions and radio transmissions. The results and the good convergence with the simulations let conclude that the proposal is a feasible solution to the measurement of the TOA, based on a TR-UWB receiver with low-complexity architecture.

Table de matières

Introduction	1
Chapitre 1. Les signaux UWB	5
1.1 Les signaux UWB.	5
1.1.1 Définition des signaux UWB.	6
1.1.2 Caractéristiques des signaux UWB	7
1.1.3 Utilisation et limitations des signaux UWB	8
1.2 Normalisation.	10
1.2.1 La norme haute débit.	10
1.2.2 La norme IEEE 802.15.4a.	11
1.3 Le modèle du canal UWB.	13
1.3.1 Propagation des signaux UWB.	13
1.3.2 Environnements de propagation du modèle IEEE.	15
1.3.3 Exemple d'analyse du signal reçu selon le modèle IEEE.	18
1.4 Conclusions.	19
1.5 Références bibliographiques.	20
Chapitre 2. La méthode TDSC	23
2.1 Les signaux TR-UWB.....	23
2.2 Détection des signaux TR-UWB.	25
2.3 Intérêt de la méthode TDSC pour la détection des signaux TR-UWB.	26
2.4 Synchronisation et corrélation glissante.	28
2.4.1 Description générale de la procédure de synchronisation.	29
2.4.2 Corrélation glissante.	30
2.4.3 Un échantillon de corrélation par symbole.	31
2.4.4 Valeur du déplacement Δ	32
2.5 Probabilité de synchronisation de la méthode TDSC.....	33
2.5.1 Modélisation de la valeur de la corrélation.	33
2.5.2 Probabilité de synchronisation.....	36
2.5.3 Calcul numérique de la probabilité de synchronisation.	38
2.5.4 Synchronisation et temps de cohérence.	39
2.5.5 Simulation de la procédure de synchronisation.	40
2.6 Probabilité d'erreur à la détection des symboles.	42
2.6.1 Formalisation de la probabilité d'erreur.	42
2.6.2 Calcul numérique de la probabilité d'erreur de la détection des symboles.....	44
2.7 Conclusions.	46
2.8 Références bibliographiques.	47
Chapitre 3. Validation expérimentale de la méthode TDSC	49
3.1 L'émetteur.	50
3.1.1 Conception et construction.	51
3.1.2 Tests de fonctionnement.	53
3.2 Carte récepteur.	56

3.2.1 Le prototype CMOS du circuit TDSC.	56
3.2.2 Conception et construction de la carte récepteur.	59
3.2.3 Tests de fonctionnement.	62
3.2.4 Tests de connexion entre l'émetteur et le récepteur.	65
3.3 Validation expérimentale de la méthode TDSC.	69
3.3.1 Configuration des tests.	69
3.3.2 Courbes de résultats.	71
3.3.3 Tests de fiabilité de la détection.	75
3.4 La procédure de synchronisation.	76
3.5 Conclusions.	77
Annexe 3.1 Transmission synchronisée de doublets.....	79
3.6 Références bibliographiques.	81
Chapitre 4. La localisation et la mesure de la distance	83
4.1 La localisation.	83
4.1.1 Triangulation.	84
4.1.2 Trilatération.	85
4.2 Mesure de la distance.	86
4.2.1 Calcul de la distance à partir de la puissance reçue.	86
4.2.2 Calcul de la distance à partir du temps de vol.	87
4.2.3 Calcul de la position à partir moyen de la différence de temps d'arrivée.	87
4.2.4 Estimation de la distance à partir de mesures imprécises.	90
4.3 Estimation statistique de paramètres pour la mesure de la distance.	92
4.3.1 Définitions générales.	92
4.3.2 Puissance du signal reçu.	93
4.3.3 Temps d'arrivée TOA.	94
4.4 Mesure de la distance avec des signaux UWB impulsionnels.	96
4.4.1 Le problème de la mesure du temps d'arrivée avec des signaux TR-UWB.....	96
4.5 Mesures représentatives du temps d'arrivée avec des signaux UWB impulsionnels.	97
4.5.1 Stratégies de mesure du temps d'arrivée.	97
4.5.2 Systèmes de localisation indoor commerciaux	103
4.6 Conclusions.....	104
4.6.1 Considérations sur la conception d'une mesure de TOA basée sur un récepteur TDSC.....	104
Annexe 4.1. Protocole Aller-Retour.....	106
4.7 Références bibliographiques.	108
Chapitre 5. Mesure de la distance avec des signaux TR-UWB et la méthode TDSC.....	111
5.1 Proposition d'une méthode d'estimation du temps d'arrivée basée sur un récepteur TDSC.....	111
5.1.1 Corrélation glissante et estimation du temps d'arrivée.	112
5.1.2 Procédure d'estimation en deux étapes.	114
5.1.3 Paramètres d'opération des étapes.	116
5.1.4 Exemple de calcul avec valeur numérique.	119
5.2 Stratégies de recherche du premier trajet.	121
5.2.1 Valeur maximale de la corrélation glissante.	122
5.2.2 Valeur maximale de la dérivée première de la corrélation glissante.	122
5.2.3 Première valeur de la dérivée qui dépasse un seuil.	123

5.2.4 Premier maximum local de la dérivée de la corrélation glissante.	124
5.3 Simulation des stratégies d'estimation.	125
5.3.1 Résultats des simulations avec des canaux LOS.	126
5.3.2 Résultats des simulations avec des canaux NLOS.	130
5.3.3 Variation des paramètres.	132
5.3.4 Comparaison à d'autres méthodes.	134
5.4 Validation expérimentale de la méthode d'estimation du temps d'arrivée.....	135
5.4.1 Procédure de test.	136
5.4.2 Description des tests et résultats.	137
5.5 Conclusions.	140
5.6 Références bibliographiques.	142
Conclusion	143
Liste des Publications	147

Table des figures

Figure 1-1. Densité spectrale de puissance d'un signal UWB.	6
Figure 1-2. Un exemple d'impulsion UWB et de son spectre de fréquences.	6
Figure 1-3. Relation temps-fréquence des impulsions.	7
Figure 1-4. Densité de PIRE moyenne maximale des signaux UWB selon la FCC (USA).....	9
Figure 1-5. Densité de PIRE moyenne maximale des signaux UWB selon l'Union européenne.....	10
Figure 1-6. Signal de référence cosinus surélevé.	12
Figure 1-7. a) Impulsion à transmettre. b) Résultat de la corrélation avec l'impulsion de référence.	13
Figure 1-8. Formation des multi-trajets et signal au récepteur.....	14
Figure 1-9. Profil de puissance des clusters.	15
Figure 1-10. Exemple des effets du canal sur un signal UWB. a) Signal émis. b) CM1. c) CM3.	16
Figure 1-11. Exemple des effets du canal. a) CM5. b) CM6.	17
Figure 1-12. Exemple des effets du canal. a) Signal émis. b) CM2. c) CM4.....	17
Figure 1-13. Exemple des effets du canal sur un signal UWB.	18
Figure 2-1. Structure d'un symbole d'un signal TR-UWB.	24
Figure 2-2. Signal reçu TR-UWB après les effets du canal et du bruit.	25
Figure 2-3. Structure du récepteur "retard et corrélation" pour des signaux TR-UWB.....	25
Figure 2-4. Structure de la méthode TDSC.	27
Figure 2-5. Signaux de commande de l'échantillonnage.	28
Figure 2-6. Visualisation des signaux au cours de la procédure de synchronisation.	29
Figure 2-7. La corrélation glissante et ses échantillons.	30
Figure 2-8. Calcul de la corrélation à chaque passage de symbole.	31
Figure 2-9. Pas de déplacement Δ trop grand	32
Figure 2-10. Valeurs continues et échantillons de la corrélation glissante.	36
Figure 2-11. Probabilité de synchronisation au maximum de la corrélation.....	39
Figure 2-12. Simulation de la procédure de synchronisation et de détection.....	41
Figure 2-13. Exemple de résultats de la corrélation glissante lors la procédure de synchronisation avec des différentes paramètres d'opération.	41
Figure 2-14. Effets du canal sur le signal TR-UWB pour plusieurs réalisations.	42
Figure 2-15. Probabilité d'erreur moyenne fonction de E_b / N_0 pour les canaux CM1-CM4.....	45
Figure 2-16. Probabilité d'erreur moyenne fonction de T_w à différent E_b / N_0 pour les canaux CM1 à CM4.	45
Figure 3-1. Plateforme de test du récepteur TDSC.	49
Figure 3-2. Symboles TR-UWB produit par la carte de l'émetteur.	50
Figure 3-3. Une séquence de symboles TR-UWB modulés en amplitude OOK.	50

Figure 3-4. Structure de l'émetteur.	51
Figure 3-5. Circuit pour la simulation de la ligne court-circuitée de l'émetteur.	51
Figure 3-6. Exemple du signal à l'entrée, carré, et du signal à la sortie, impulsion, de la simulation.	52
Figure 3-7. Signaux carrés générés par le microcontrôleur de l'émetteur.	52
Figure 3-8. Signaux obtenus en utilisant l'ampli-op comme amplificateur.	53
Figure 3-9. Signal obtenu : impulsion avec une crête négative.....	54
Figure 3-10. Signal obtenu : impulsion avec une crête positive.	54
Figure 3-11. Forme d'onde de l'impulsion transmise par l'émetteur.	54
Figure 3-12. Spectre de l'impulsion transmise par l'émetteur.	55
Figure 3-13. Carte de l'émetteur.	55
Figure 3-14. Schéma de principe du circuit prototype CMOS.	56
Figure 3-15. Schéma du circuit prototype CMOS.	57
Figure 3-16. Dessin et die du circuit prototype TDSC.	58
Figure 3-17. Signaux de contrôle du circuit TDSC.	58
Figure 3-18. Bloc diagramme du circuit complet du récepteur.	59
Figure 3-19. Détails des signaux de commande du circuit TDSC.	60
Figure 3-20. Diagramme de temps pour la lecture et la transmission des données à l'ordinateur pour un registre.	61
Figure 3-21. Carte électronique du récepteur. Version finale.	62
Figure 3-22. Signaux de commande à la sortie du microcontrôleur vers le registre A du circuit TDSC.	63
Figure 3-23. Variation du retard du trigger suivant la tension de commande <i>Delay Adjust</i> pour faire varier la fréquence d'échantillonnage du TDSC.	63
Figure 3-24. Graphique du gain du circuit TDSC.	64
Figure 3-25. Signal d'horloge des convertisseurs.	64
Figure 3-26. Signaux sinusoïdaux enregistrés par le circuit TDSC, envoyés à l'ordinateur et reçus et illustrés par un programme MATLAB.....	65
Figure 3-27. Tension continue ajouté au signal enregistré par le circuit TDSC.	65
Figure 3-28. Connexion entre l'émetteur et le récepteur TR-UWB.	66
Figure 3-29. Le banc expérimental carte de l'émetteur connecté à la carte du récepteur en bande de base. Remarquer la présence du "Te" de polarisation.	66
Figure 3-30. Doublets reçus dans les registres A et B et localisés par leur corrélation.	67
Figure 3-31. Elimination par dérivation de la tension continue ajoutée aux valeurs des échantillons.	67
Figure 3-32. Corrélation "circulaire" $c_{circ}(m)$ entre les contenus des registres A et B.....	68
Figure 3-33. a) Connexion directe entre les cartes en bande de base. b) Signal transmis translaté à 4 GHz.	69
Figure 3-34. Carte de l'émetteur connecté à la carte du récepteur avec des éléments pour la translation à 4 GHz.....	70
Figure 3-35. Tests avec un canal sans fil. a) Configuration de l'émetteur en bande de base. b) Configuration de l'émetteur à 4 GHz. c) Configuration du récepteur.	70
Figure 3-36. Cartes de l'émetteur et du récepteur avec des antennes.	71
Figure 3-37. Exemple de signaux reçus en bande de base avec une connexion par câble.....	71

Figure 3-38. Exemple de signaux reçus à 4 GHz avec une connexion par câble.	72
Figure 3-39. Exemple de signaux reçus en bande de base à 40 cm avec un canal radio à visibilité directe (LOS).....	72
Figure 3-40. Exemple de signaux reçus en bande de base à 100 cm avec un canal radio à visibilité directe (LOS).....	73
Figure 3-41. Exemple de signaux sans impulsions reçus à 40 cm avec un canal radio.....	73
Figure 3-42. Exemple de signaux reçus à 4 GHz à 40 cm avec un canal radio à visibilité directe (LOS)..	74
Figure 3-43. Exemple de signaux reçus en bande de base à 40 cm par un canal sans fil sans visibilité directe (NLOS).....	74
Figure 3-44. Corrélacion glissante c_{wk} d'un symbole $r(t)$ formé à partir d'impulsions réelles en bande de base.....	77
Figure 3-45. Corrélacion glissante c_{wk} d'un symbole $r(t)$ formé à partir d'impulsions réelles à 4 GHz.....	77
Figure 3-46. Signaux générés pour l'émission des impulsions synchronisées avec le récepteur.....	79
Figure 3-47. Eléments additionnels du circuit du récepteur.	80
Figure 4-1. Positionnement du nœud mobile A dans le réseau des nœuds fixes B_i	84
Figure 4-2. Angles entre le nœud mobile A et les nœuds fixes B_i , cas 2 dimensions.	84
Figure 4-3. Technique de trilatération à deux dimensions.	85
Figure 4-4. Puissance reçue à la distance d	86
Figure 4-5. Temps du vol τ_{TOF} entre dispositifs.	87
Figure 4-6. Eléments du calcul du temps différentiel d'arrivée entre dispositifs.	88
Figure 4-7. Trois nœuds de référence B_i et un nœud mobile A qui définissent deux hyperboles H_{12} et H_{13}	90
Figure 4-8. Positions erronées à cause des imprécisions du calcul. a) Angles d'arrivé. b) Distances.....	90
Figure 4-9. Positions des nœuds de référence B_i , position réelle du mobile A et Position estimée du mobile (x_e, y_e) . a) Distances réelles. b) Distances mesurées.	91
Figure 4-10. Ecart type (CRLB) pour l'estimation de la distance à partir de la puissance du signal reçu.....	93
Figure 4-11. Ecart type (CRLB) pour l'estimation du temps d'arrivée.	95
Figure 4-12. Temps du départ et temps d'arrivée d'un signal UWB.	96
Figure 4-13. Signal émis au temps τ_d et signal reçu au temps τ_{TOA}	97
Figure 4-14. Architectures de réception pour la mesure du temps d'arrivée. a) Référence locale (détection cohérente). b) Référence transmise ("retard et corrélation"). c) Détection d'énergie.....	98
Figure 4-15. Identification du bloc (5) avec la plus haute énergie de la trame.	99
Figure 4-16. Valeurs de l'énergie reçue qui dépassent un seuil.....	100
Figure 4-17. a) Signal reçu. b) Sortie du filtrage adapté. c) Enveloppe obtenue.	101
Figure 4-18. Fonctions ondelettes pour l'estimation du TOA.	102
Figure 4-19. Protocole aller-retour.	106
Figure 4-20. Bit RMARKER dans la trame UWB.	107

Figure 5-1. a) Signal reçu sans bruit et peu de multi-trajets. b) Valeurs de la corrélation du signal a. c) Signal reçu bruité et beaucoup de multi-trajets. d) Valeurs de la corrélation du signal c.....	112
Figure 5-2. a) Un symbole TR-UWB. b) Corrélation glissante du symbole. c) Dérivée de la corrélation.....	113
Figure 5-3. Recherche du bloc contenant le premier trajet au long du symbole.	115
Figure 5-4. Limites des positions du début du bloc $\hat{\tau}_{TOAc}$ contenant le premier trajet.	115
Figure 5-5. Temps du début $\hat{\tau}_{TOAf}$ du premier trajet dans le bloc de la première étape.....	116
Figure 5-6. Etape symbole de l'estimation. a) Symbole et fenêtres de corrélation. b) Echantillons de la corrélation glissante. c) Dérivée de la corrélation.....	117
Figure 5-7. Blocs trouvés lors de la première étape contenant le premier trajet de l'impulsion de référence et de l'impulsion d'information.	117
Figure 5-8. Corrélation dans le bloc trouvé lors de l'étape symbole. a) Signal du registre A. b) Signal du registre B. c) Valeurs de la corrélation glissante. d) Dérivée de la corrélation.....	118
Figure 5-9. Exemple de résultats de l'étape symbole.	119
Figure 5-10. Exemple de résultats de l'étape fine.	120
Figure 5-11. Valeur maximale de la corrélation glissante.....	122
Figure 5-12. Valeurs de la dérivée de la corrélation glissante.	123
Figure 5-13. Valeurs de la dérivée de la corrélation glissante au-dessus d'un seuil.	124
Figure 5-14. Maxima locaux de la dérivée de la corrélation glissante.	125
Figure 5-15. Estimation de valeurs du début du bloc trouvé lors de la première étape pour le canal CM1.....	126
Figure 5-16. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM1.	127
Figure 5-17. Estimation de valeurs du temps d'arrivée total, $\hat{\tau}_{TOA}$, pour le canal CM1.	127
Figure 5-18. Erreur moyenne de l'estimation pour le canal CM1.	128
Figure 5-19. Ecart type de l'estimation pour le canal CM1.	129
Figure 5-20. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM3.	129
Figure 5-21. Erreur moyenne de l'estimation pour le canal CM3.	130
Figure 5-22. Ecart type de l'estimation pour le canal CM3.	130
Figure 5-23. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM2.	131
Figure 5-24. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM4.	131
Figure 5-25. Pourcentage des blocs trouvés contenant le premier trajet fonction de E_b / N_0 pour différentes largeurs de fenêtre (ns). a) CM1.b) CM2. c) CM3. d) CM4.	133
Figure 5-26. Pourcentage des blocs trouvés contenant le premier trajet fonction de E_b / N_0 pour différents niveaux du seuil. a) CM1.b) CM2. c) CM3. d) CM4...134	134
Figure 5-27. Relation de temps et distance entre deux positions du récepteur.	136
Figure 5-28. Impulsions reçues à différentes distances de séparation.	137
Figure 5-29. Exemples de signaux reçus par câble impliqués dans l'estimation de la distance.....	138
Figure 5-30. Exemples de signaux reçus sans fil impliqués dans l'estimation de la distance.....	139

Liste des sigles

AOA	<i>Angle of Arrival</i>	Angle d'arrivée
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Taux d'Erreur Bit (TEB)
BPAM	<i>Binary Pulse Amplitude Modulation</i>	Modulation de polarité binaire
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	Modulation numérique à deux états de phase
CEPT	<i>The European Conference of Postal and Telecommunications Administrations</i>	Conférence européenne des administrations des postes et des télécommunications.
CM	<i>Channel Model</i>	Modèle de canal
CMOS	<i>Complementary Metal–Oxide–Semiconductor</i>	Technologie de fabrication de composants électroniques
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>	Guide d'onde coplanaire
CRLB	<i>Cramer-Rao Lower Bound</i>	Borne de Cramer-Rao
CSS	<i>Chirp Spread Spectrum</i>	Etalement de spectre par pulsation de fréquence
DS	<i>Direct Sequence</i>	Séquence directe
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>	Etalement de spectre à séquence directe
DS-UWB	<i>Direct Sequence Ultra Wide Band</i>	Ultra Large Bande par séquence directe
E_b/N₀	<i>Energy per bit to noise power spectral density ratio</i>	Rapport énergie par bit/densité de bruit
ECMA	<i>European Association for Standardizing Information and Communication Systems</i>	Association européenne pour standardiser les systèmes d'information et de communication
ED	<i>Energy Detection</i>	Détection d'énergie
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>	puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)
ESPAR	<i>Electronically Steerable Passive Array Radiator Antenna</i>	Réseau d'antennes à commande électronique de la réactance
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>	Commission fédérale de communications des Etats-Unis
FP	<i>First Peak</i>	Premier pic d'une courbe

FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array,</i>	Réseau de portes programmables in situ
GML	<i>Generalized Maximum Likelihood</i>	Maximum de vraisemblance Généralisée
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	Institut des ingénieurs électriciens et électroniciens
IPCP	<i>Inter-Period Correlator Processor</i>	Processeur de corrélation entre périodes
IPI	<i>Inter-Pulse Interference</i>	Interférences entre impulsions
IR	<i>Impulse Radio</i>	Radio impulsionnelle
LOS	<i>Line of Sight Propagation</i>	Canal à visibilité directe
MAE	<i>Mean Absolute Error</i>	Erreur absolue moyenne
MBOA	<i>Multi-Band OFDM Alliance</i>	Alliance Multi-bande OFDM
MB-OFDM	<i>MultiBand-OFDM</i>	Multi-bande OFDM
MES	<i>Maximum Energy Selection</i>	Sélection d'énergie maximale
ML	<i>Maximum Likelihood</i>	Maximum de vraisemblance
MM	<i>Method of Moments</i>	Méthode des moments
NLOS	<i>Non-Line-of-Sight propagation</i>	Canal sans visibilité directe
NOC	<i>Non Overlapping Clock</i>	Circuit générateur sans recouvrement
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplex par répartition orthogonale en fréquence
OOK	<i>On Off Keying</i>	Modulation binaire tout ou rien
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>	Modulation d'impulsions en position
PSD	<i>Power Spectral Density</i>	Densité Spectrale de Puissance (DSP)
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>	Modulation numérique par saut de phase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Saut de phase en quadrature
SB	<i>Search Back</i>	Recherche arrière
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>	Rapport Signal sur bruit
SR	<i>Stored- Reference</i>	Référence locale (stockée)
SRD	<i>Step Recovery Diode</i>	Diode
SSR	<i>Search, Subtract and Readjust</i>	Recherche, Soustraction et Réglage
TC	<i>Threshold Comparison</i>	Comparaison d'un seuil
TDOA	<i>Time Difference of Arrival</i>	Différence de temps d'arrivée

TDSC	<i>Time Delayed Sampling & Correlation</i>	Echantillonnage et corrélation décalé
TG	<i>Transmission Gate</i>	Cellule CMOS complémentaire
TOA	<i>Time of Arrival</i>	Temps d'arrivée
TOF	<i>Time of Flight</i>	Temps du vol
TR	<i>Transmitted Reference</i>	Référence transmise
TR-UWB	<i>Transmitted Reference Ultra Wide Band</i>	Ultra Large Bande avec référence transmise
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>	Ultra Large Bande (ULB)
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>	Standard de communication sans fil pour une zone géographique étendue
WiMEDIA	<i>Industry association that promotes the use of Ultra-Wideband (UWB) worldwide</i>	Association des entreprises promouvant l'UWB
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>	Réseau personnel sans fil
ZZLB	<i>Ziv-Zakai Lower Bound</i>	Borne de Ziv-Zakai

Liste des symboles

$c_w(t_0)$	Corrélation à l'instant t_0
c_{wk}	Echantillons de la corrélation glissante
c_{wc}	Echantillons de la corrélation glissante lors de l'étape symbole
c_{wf}	Echantillons de la corrélation glissante lors de l'étape fine
Δ_c	Pas de corrélation lors de l'étape symbole
Δ_f	Pas de corrélation lors de l'étape fine
Δc_{wfk_f}	Dérivée de la corrélation
$d(t)$	Doublet du signal TR-UWB à l'émetteur
f_e	Fréquence d'échantillonnage du circuit TDSC
$g_1(t), g_2(t)$	Impulsion de référence et impulsion d'information d'un signal TR-UWB à l'émetteur
K	Nombre d'échantillons de la corrélation glissante
K_c	Nombre d'échantillons de la corrélation glissante lors de l'étape symbole
K_f	Nombre d'échantillons de la corrélation glissante lors de l'étape fine
N_w	Nombre d'échantillons de la fenêtre de corrélation
N_{wc}	Nombre d'échantillons de la fenêtre de corrélation de l'étape symbole
N_{wf}	Nombre d'échantillons de la fenêtre de corrélation de l'étape fine
$p(t)$	Impulsion de base d'un signal UWB
$r(t)$	Signal TR-UWB au récepteur
r_A, r_B	Contenus des registres A et B du circuit TDSC
$s_1(t), s_2(t)$	Impulsion de référence et impulsion d'information d'un signal TR-UWB au récepteur
τ_d	Temps de départ d'un signal à l'émetteur
T_D	Ecart entre l'impulsion de référence et l'impulsion d'information dans un signal TR-UWB

T_e	Période d'échantillonnage du circuit TDSC
τ_{TOA}	Temps total d'arrivée réel
$\hat{\tau}_{TOA}$	Temps total d'arrivée estimé
$\hat{\tau}_{TOAc}$	Temps de début estimé du bloc contenant le premier trajet (étape symbole)
$\hat{\tau}_{TOAf}$	Temps de début estimé du premier trajet par rapport au début du bloc qui le contient (étape fine)
T_P	Durée d'une impulsion
T_S	Durée du symbole d'un signal TR-UWB
T_W	Temps de largeur de la fenêtre de corrélation
T_{Wc}	Temps de largeur de la fenêtre de corrélation de la première étape d'estimation du temps d'arrivée (étape symbole)
T_{wf}	Temps de largeur de la fenêtre de corrélation de la deuxième étape d'estimation du temps d'arrivée (étape fine)
$x(t)$	Signal TR-UWB à l'émetteur

Introduction

Historique

Ce mémoire est la synthèse d'un projet personnel qui s'est inscrit dans le cadre d'une formation doctorale :

- une formation par la recherche,
- une formation à la recherche et à l'innovation¹.

J'ai pris une importante décision : celle d'obtenir le grade de docteur après 25 années d'activité professionnelle dans l'enseignement universitaire. Je tenais à compléter mes compétences de façon à étendre ces activités au monde de la recherche.

Je n'ai pas visé nécessairement une reconnaissance officielle : j'ai tenu à acquérir une expérience complète, pour apprendre et pour ajouter ces connaissances à mon profil. C'était la meilleure formation, la meilleure possibilité d'améliorer la qualité de mon savoir-faire, des fruits de mon travail, notamment dans le domaine de l'enseignement et de la recherche.

Mon domaine de prédilection est les télécommunications, pour lequel j'ai eu des activités d'enseignement et d'encadrement de nouveaux diplômés.

L'électronique et le traitement du signal ont toujours été inclus dans ce domaine, tous deux indispensables pour la réalisation de mon travail de thèse, dont le thème principal s'articule autour des signaux ultra large-bande (UWB).

Ce projet doctoral a été pour moi une opportunité d'acquérir des compétences en matière de recherche. Mais il m'a aussi permis de faire le point sur ma propre expérience professionnelle et, cette fois, dans l'environnement plus étendu de mon doctorat :

- enseignement,
- organisation académique,
- travail en équipe
- relations personnelles.

Cette expérience m'aura enrichi et fait à présent partie de la formation continue de mon projet professionnel².

Je veux mentionner seulement, en considérant que ce n'est pas dans ce document où on peut développer ce sujet, que le doctorat a été, en plus d'une formation à la recherche et une expérience professionnelle pour moi, une expérience de vie pour moi-même et pour ma famille en divers sujets : connaître une autre culture, une autre façon de vivre, apprendre une autre langue, faire partie de cette autre société avec le bagage culturel et éducationnel auquel on est arrivé et réussir à s'intégrer et continuer sa vie, à évoluer avec succès.

¹ Arrêté du 7 août 2006 relatif à la formation doctorale.

² Charte du doctorant de l'Université Pierre et Marie Curie.

Le projet

Mon projet doctoral fait partie du travail de recherche du département EPH (Electronique et Physique) de l'Institut Télécom SudParis en collaboration avec le département CITI (Communications, Images et Traitement de l'Information) du même institut.

L'accès permanent à des services d'information est une nécessité dans la société moderne. Les infrastructures pour les communications en extérieurs et intérieurs, ou transmissions de données de mobile à mobile, sont déjà bien établies. L'étude des communications pour l'environnement intérieur offre de nombreuses possibilités et est un sujet d'actualité pour de nombreuses applications.

Par opposition au développement des communications large bande qui suivent les normes 802.11 ou 802.16 Wi-Max ou encore Long Term Evolution (LTE), les communications dites à ultra-large bande à faible consommation et bas ou moyen débit (UWB-LDR) visent plutôt des applications telles que les réseaux de capteurs (USN) en domotique et environnement humain (WBAN). Certaines architectures de radio impulsionnelle sont particulièrement adaptées à ces environnements changeants de capteurs mobiles et aux mauvaises conditions de propagation (multitrajets ; NLOS ...).

Les systèmes UWB à impulsion distinguent trois principaux types de récepteurs : les récepteurs cohérents qui nécessitent l'estimation du canal, les récepteurs détecteurs d'énergie (quadratiques) et les récepteurs différentiels. Le laboratoire EPH de l'Institut Télécom SudParis a mis au point un récepteur utilisant la détection pseudo-cohérente à double impulsion (TR-UWB) et basée sur la méthode Time Delayed Sampling and Correlation (TDSC), permettant une réception semblable au récepteur différentiel sans estimation du canal.

Les axes de recherche du laboratoire visent à réaliser des dispositifs de communications basés sur des structures nouvelles et innovantes qui peuvent remplir les besoins de beaucoup d'applications en communication de proximité exigeant un matériel simple, à bas coût et à très faible consommation électrique. C'est le cas de systèmes basés sur la technologie Ultra Wide Band (UWB).

Deux travaux précédents sur le sujet ont été développés : la description de la détection et de la procédure de synchronisation de la méthode TDSC (étude de performance et sa simulation inclus) et la réalisation d'un circuit intégré qui implémente la ligne à retard de la méthode.

Les objectifs de cette thèse ont inclus, premièrement, la réalisation d'une plate forme modulaire de communication UWB basée sur le système de détection TDSC. Cette plate forme utilise la puce en technologie CMOS 0.35 μ m conçue au laboratoire EPH. Deuxièmement un travail sur l'approfondissement de la méthode TDSC pour la détection des signaux ultra large bande (UWB) et la procédure de synchronisation en utilisant des signaux réels acquis à partir de la plate forme. Troisièmement l'étude et la réalisation d'une proposition d'estimation de la distance entre deux dispositifs d'un réseau radio UWB, visant la localisation en intérieur.

Le mémoire

Le présent manuscrit est structuré en cinq chapitres. Le premier chapitre souligne les éléments essentiels de la technologie UWB, nécessaire pour comprendre la méthode TDSC et l'application du prototype CMOS à la localisation. On rappelle la définition des signaux UWB, les limites en termes de puissance d'émission selon l'application et quelques points de la norme IEEE pour signaux UWB à bas débit. Ce contexte permet d'évoquer le mécanisme de propagation des signaux UWB, les multi-trajets, sujet clé pour essayer de traiter avec plus d'efficacité ces signaux, notamment pour la mesure du temps d'arrivée du trajet direct, technique appropriée à notre système pour la localisation.

Le chapitre 2 décrit la méthode TDSC et la procédure de synchronisation. On évalue sa performance en utilisant les modèles de canaux à bas débit. On étudie les implications des variations des paramètres principaux en termes de complexité d'implémentation et des limites de réalisation physique. Ces paramètres ont une influence significative sur l'utilisation de la structure TDSC dans des applications telles que la localisation. L'étude de ce chapitre est la base pour la réalisation des cartes de test, utilisant le prototype CMOS, qui composent la plateforme de communication.

Le chapitre 3 présente la conception et l'implémentation de la plateforme : un émetteur et un récepteur, qui donne la possibilité d'enregistrer des signaux TR-UWB réels et de réaliser des tests de fonctionnement. Finalement on décrit et analyse les résultats d'un ensemble de tests menés pour valider la détection et la procédure de synchronisation.

Le chapitre 4 concerne les principes fondamentaux de la localisation et de la mesure de la distance entre dispositifs. On présente la mesure du temps d'arrivée, TOA, comme la meilleure méthode pour la mesure de la distance entre deux dispositifs en utilisant des signaux UWB. Une synthèse d'études de plusieurs propositions et travaux expérimentaux sur l'estimation du temps d'arrivée permet d'avoir un point de référence et définir quelques critères à la conception d'une mesure de TOA basée sur la méthode TDSC.

Le chapitre 5 est consacré au développement et à la validation de la stratégie proposée pour la mesure du temps d'arrivée. Elle consiste en une procédure à deux étapes où la précision est fixée par la fréquence d'échantillonnage du circuit prototype CMOS, allant jusqu'à 7.5 GHz, ce qui correspond à une résolution de 0.133 ns ou 4 cm. La stratégie, basée sur la valeur de la dérivée de la corrélation qui dépasse un seuil, a été simulée et comparée avec d'autres méthodes. On a également fait des expériences grâce à la plateforme de tests pour des transmissions par câble et pour des transmissions radio qui font partie d'une validation expérimentale de la méthode.

La conclusion générale présente une synthèse des principales contributions de ce travail portant essentiellement sur la validation expérimentale de la méthode TDSC et sur la stratégie de la mesure du temps d'arrivée. Ce travail a fait l'objet de quatre actes de conférences internationales avec comité de lecture et un en tant que chapitre pour un livre collectif, synthèse d'articles.

Chapitre 1

Les signaux UWB

Comme précisé dans l'introduction générale, l'objectif de cette thèse est :

1. D'approfondir l'utilisation de la méthode TDSC pour la détection des signaux ultra large bande (UWB), notamment le circuit prototype qui intègre certaines fonctions de la méthode.
2. De proposer et réaliser son application dans le domaine du positionnement ou "localisation sans fil".

C'est l'autorisation de la transmission sans licence des signaux UWB aux Etats Unis (à partir de 2002) qui est à l'origine des travaux dans ce domaine, non seulement pour les systèmes de communication, mais aussi pour d'autres applications comme les systèmes d'imagerie et de surveillance. Il existe à présent des systèmes commerciaux de localisation basés sur les signaux UWB.

Dans ce chapitre on souligne les éléments essentiels de la technologie UWB, nécessaires à la compréhension de la méthode TDSC et à l'application du prototype à la localisation. On y rappelle la définition des signaux UWB, les limites d'émission suivant l'application et quelques points de la norme IEEE pour signaux à bas débit.

On met en évidence les multitrajets, mécanisme de propagation des signaux UWB, sujet clé pour traiter avec plus d'efficacité ces signaux, notamment pour la mesure du temps d'arrivée du trajet direct, base de la localisation.

1.1 Les signaux UWB.

En 2002, aux USA, la FCC (Federal Communications Commission) a introduit dans ses spécifications une modification qui permettait l'utilisation de signaux large bande avec d'autres signaux dans la même bande, sous certaines conditions et sans licence.

C'est le cas de la transmission de données à haut-débit WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) qui utilise aussi les bandes à 3.5 GHz et à 5 GHz. Cette nouvelle réglementation a ouvert la voie à la recherche dans ce domaine ainsi que le développement de la normalisation en vue de nouvelles applications.

1.1.1 Définition des signaux UWB.

Selon la FCC [1], un signal est dit ultra-large bande ou UWB (Ultra Wide Band), si sa bande passante à -10 dB est supérieure à 0,20 fois la fréquence centrale comme décrit dans l'équation (1-1), ou, dans le cas des porteuses supérieures à 2.5 GHz, s'il occupe une bande supérieure ou égale à 500 MHz (Figure 1-1).

$$FB = \frac{2(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} > 0.2 \rightarrow > 20 \% \quad (1-1)$$

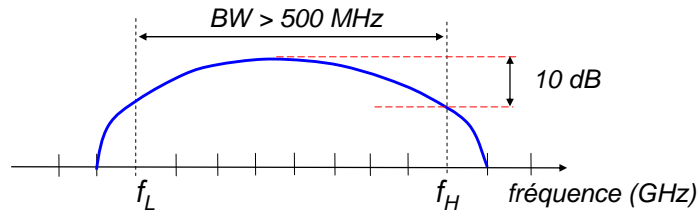


Figure 1-1. Densité spectrale de puissance d'un signal UWB.

La large bande passante d'un signal UWB correspond à des durées très courtes de signaux, de l'ordre de quelques nanosecondes voire même la fraction de nanoseconde. Il existe plusieurs formes d'onde qui répondent à la définition d'un signal Ultra Large Bande, [2], [3], [4], [5]. La Figure 1-2 montre l'exemple d'une impulsion d'une durée égale à 0.5 ns et son spectre de fréquences. L'impulsion correspond à la fonction monocycle de Scholz (1-2), qui est la dérivée seconde de la fonction de Gauss, [6].

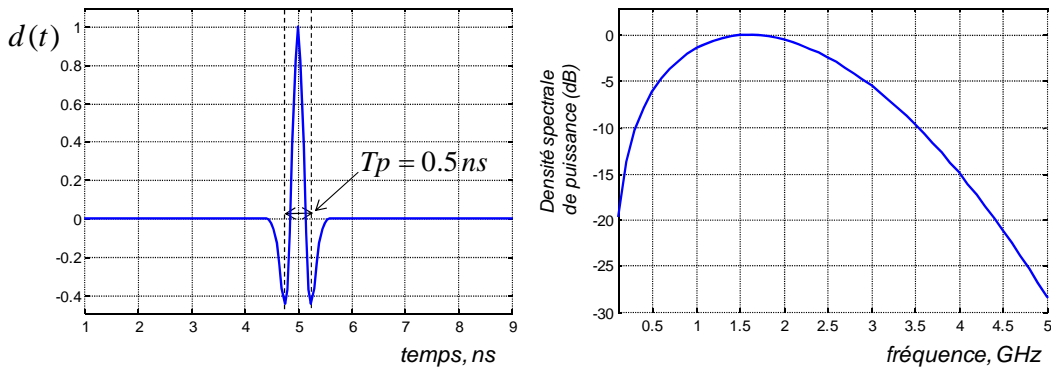


Figure 1-2. Un exemple d'impulsion UWB et de son spectre de fréquences.

$$g_2(t) = A \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{T_p} \right)^2 \right] e^{-2\pi(t/T_p)^2} \quad (1-2)$$

La Figure 1-3 illustre l'élargissement de la bande passante d'une impulsion par rapport au raccourcissement de sa durée. Dans le cas présent il s'agit d'une fonction de Gauss, (1-3). La forme de cette impulsion, avec la durée nécessaire, respecte la définition d'un signal UWB. On discutera ultérieurement du critère d'évaluation de la pertinence de la forme de l'impulsion choisie selon la norme IEEE 802.15.4a [7].

$$g_0(t) = A \left[\frac{t}{T_p} \right] e^{-\pi(t/T_p)^2} \quad (1-3)$$

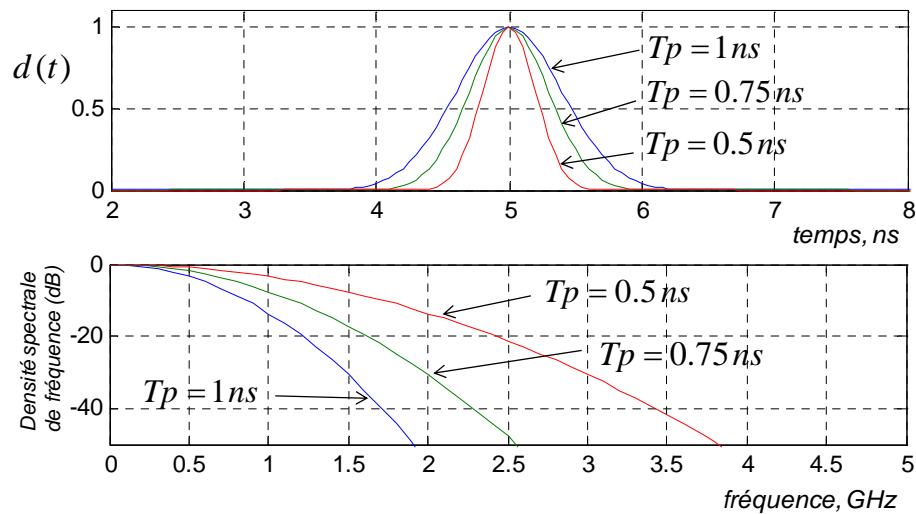


Figure 1-3. Relation temps-fréquence des impulsions.

D'autres signaux répondent à la définition de la FCC pour l'UWB. C'est le cas de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui transmet l'information numérique sur un grand nombre de sous porteuses orthogonales [8].

1.1.2 Caractéristiques des signaux UWB

Comparé aux systèmes à haute densité spectrale de puissance, comme le système WiMAX rencontré au début de ce chapitre, on notera que le très large spectre de fréquences des systèmes de la norme IEEE 802.15.4a a une densité spectrale de puissance très faible. Cette propriété permet au signal UWB d'être noyé dans le bruit des autres systèmes et de ne pas être facilement détecté. Il ne peut donc y avoir d'interférences [9], ce qui permet le partage de la même bande tout en garantissant la sécurité de l'information.

Autre propriété importante des signaux UWB : en raison de leur courte durée, les effets de la propagation par trajets multiples peuvent être traités. Ces signaux parviennent au récepteur à des instants différents par suite de la réflexion, de l'absorption, de la diffraction, ainsi que de la diffusion des ondes (retard proportionnel à la longueur du trajet) [10].

Considérons deux cas :

1. L'impulsion est relativement longue, alors les impulsions qui arrivent au récepteur par trajets multiples se superposent à l'impulsion reçue par trajet direct et la déforment.
2. L'impulsion est suffisamment courte par rapport aux écarts des trajets multiples, alors la superposition n'existe pas et les trajets peuvent être résolus.

Prenons un exemple. Si la durée de l'impulsion est de 0,5 nanosecondes, les trajets multiples doivent être espacés d'une distance :

$$d = v \cdot t = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \cdot 0,5 \text{ ns} = 15 \text{ cm} \quad (1-4)$$

La résolution augmente en même temps que la largeur d'impulsion diminue. Cette caractéristique est étudiée avec plus de détails au paragraphe 1.3.1.

Pour certaines applications, l'aptitude du signal UWB à traverser des matériaux (murs, portes et fenêtres) est une propriété très importante [11]. Ceci est possible dans les basses fréquences du spectre, les longueurs d'onde étant beaucoup plus grandes que le matériau traversé.

Enfin, il est connu que la capacité de canal augmente avec la largeur de bande ce qui permet d'atteindre des débits élevés.

1.1.3 Utilisation et limitations des signaux UWB

La FCC a autorisé l'émission des signaux UWB sans licence pour des applications *indoor* et *outdoor* qui incluent des systèmes d'imagerie et surveillance, des systèmes de radar pour les voitures et des systèmes de communication et de mesure. La puissance des signaux a été soumise aux limites qui dépendent de l'application et de la sous-bande d'émission (Tableau 1-1). Celle-ci ne doit pas excéder les valeurs de PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Extrinsic) en considérant la bande totale de travail.

On remarquera que les contraintes d'émission pour les systèmes de communication opérant *outdoor* sont plus restrictives que celles des systèmes *indoor*, ceci afin de ne pas perturber les services existants. Par exemple, pour la communication entre 3.1 GHz et 10.6 GHz, l'émission est limitée à - 41.3 dBm/MHz, ce qui correspond à une puissance de 74nW/MHz ou 55.5 mW pour toute la bande.

Tableau 1-1. Limites d'émission des signaux UWB.

Type de dispositifs	Fréquence (MHz)	PIRE (dBm)/(MHz)
Systèmes d'imagerie et surveillance		
Radar de pénétration sur sol, systèmes de sondage de parois, systèmes d'imagerie médicale	sous 960	FCC Part 15.209 limits
	960-1610	-65.3
	1610-1990	-53.3
	sus 1990	-51.3
Systèmes d'imagerie à travers les murs, systèmes de surveillance (sécurité, sauvetage)	sous 960	FCC Part 15.209 limits
	960-1610	-65.3
	1610-1990	-53.3
	1990-3100	-51.3
	3100-10600	-41.3
sus 10600	-51.3	
Systèmes de radar pour les voitures	sous 960	FCC Part 15.209 limits
	960-1610	-75.3
	1610-22000	-61.3
	22000-29000	-41.3
	29000-31000	-51.3
sus 31000	-61.3	
Systèmes de communication et mesure. Réseaux à haut débit pour la maison et le business.		
Systèmes intérieurs	sous 960	FCC Part 15.209 limits
	960-1610	-75.3
	1610-1990	-53.3
	1990-3100	-51.3
	3100-10600	-41.3
sus 10600	-51.3	
Systèmes extérieurs	sous 960	FCC Part 15.209 limits
	960-1610	-75.3
	1610-1900	-63.3
	1900-3100	-61.3
	3100-10600	-41.3
sus 10600	-61.3	

La Figure 1-4 indique les valeurs correspondant à la puissance moyenne maximale permise pour les systèmes de communication. Ce sont les masques d'émission pour la FCC.

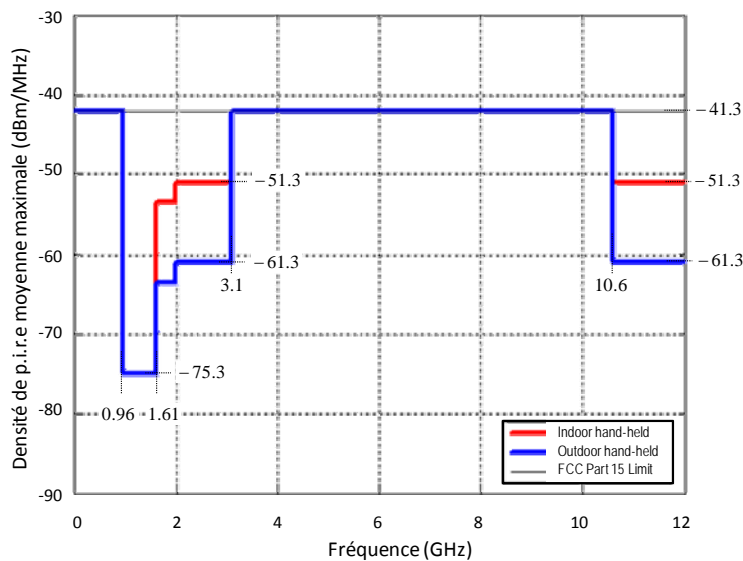


Figure 1-4. Densité de PIRE moyenne maximale des signaux UWB selon la FCC (USA).

En Europe, après les études menées par la CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications), c'est la Commission des Communautés Européennes qui règlemente l'harmonisation du spectre radioélectrique pour des équipements fonctionnant grâce à la technologie UWB [12]. Son masque d'émission est représenté sur la Figure 1-5.

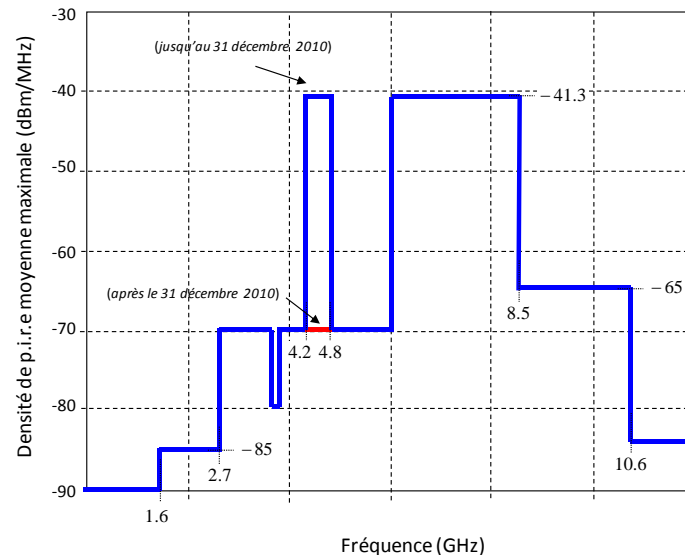


Figure 1-5. Densité de PIRE moyenne maximale des signaux UWB selon l'Union européenne.

1.2 Normalisation.

Depuis l'approbation par la FCC de l'utilisation des dispositifs UWB, cette technologie se présente comme une alternative pour la couche physique nécessaire à la norme IEEE 802.15 pour les réseaux à dimension personnelle ou WPAN (Wireless Personal Area Network) [13].

1.2.1 La norme haute débit.

En 2002 l'IEEE a constitué le groupe de travail 3a pour établir les spécifications techniques et les critères de sélection pour une couche physique WPAN à haut débit [14], [15].

Les propositions reçues ont été classées en deux groupes :

1. Le groupe "Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing UWB" ou (MB-OFDM UWB), soutenu par l'Alliance WiMedia.
2. Le groupe "Direct Sequence UWB" ou (DS-UWB), soutenu par le Forum UWB.

En raison des difficultés des groupes à parvenir à un accord, le groupe de travail a décidé de retirer le projet en Janvier 2006, et d'en découdre alors sur le marché, en attendant des temps meilleurs pour tenter d'écrire une norme UWB.

En décembre 2005 le standard dont l'Alliance WiMedia est à l'origine de la proposition a été approuvé par l'ECMA International (anciennement European Computer Manufacturers Association) et nommé ECMA 368 [16].

1.2.2 La norme IEEE 802.15.4a.

Parallèlement aux travaux du groupe 3a, un groupe de travail 4a a été constitué en mars 2004. Son objectif étant la spécification d'une couche physique à bas débit.

En mars 2007, le projet final de standard incluait deux technologies optionnelles:

- La première, basée sur la radio UWB impulsionnelle (exploitation du spectre sans licence UWB).
- La deuxième, basée sur l'étalement de spectre CSS (Chirp Spread Spectrum).

Ce standard désigné par IEEE 802.15.4a, est devenu la référence pour l'UWB à bas et moyen débit [7].

Bandes d'opération.

La couche physique de cette norme IEEE 802.15.4a concernant les signaux UWB définit des débits de données entre 0.11 et 27.24 Mb/s et trois bandes d'opération (Tableau 1-2).

La première, centrée sur 499.2 MHz et avec une bande passante de 499.2 MHz, étant dédiée aux systèmes radar de pénétration du sol et de sondage de parois.

La deuxième, entre 3.1 GHz et 4.8 GHz, avec trois canaux de 499.2 MHz de bande passante et un canal de 1.3312 GHz.

La troisième, située entre 6.0 GHz et 10.6 GHz, avec 8 canaux de 499.2 MHz, un canal de 1.0816 GHz, un canal de 1.3312 GHz et un canal de 1.35497 GHz.

Tableau 1-2. Limites d'émission des signaux UWB.

Groupe	Canal	Fréquence centrale (MHz)	Largeur de bande (MHz)
0	0	499.2	499.2
1	1	3494.4	499.2
	2	3993.6	499.2
	3	4492.8	499.2
	4	3993.6	1331.2
2	5	6489.6	499.2
	6	6988.8	499.2
	7	6489.6	1081.6
	8	7488.0	499.2
	9	7987.2	499.2
	10	8486.4	499.2
	11	7987.2	1331.2
	12	8985.6	499.2
	13	9484.8	499.2
	14	9984.0	499.2
	15	9484.8	1.354.97

On verra dans les chapitres ultérieurs que des canaux plus larges sont exploitables pour la mesure de distance avec une meilleure résolution.

Forme de l'impulsion.

Un point important de la norme est la définition de la forme de l'impulsion. En fait n'importe quelle forme peut être utilisée sous réserve de respecter certaines conditions par rapport à une forme de référence.

L'impulsion de référence est le cosinus surélevé, (1-5), de facteur de débordement (*roll off*) β égal à 0.6, (Figure 1-6), avec une durée T_p qui dépend du canal à utiliser (Tableau 1-3).

$$r(t) = \frac{4\beta}{\pi\sqrt{T_p}} \frac{\cos[(1+\beta)\pi t/T_p] + \frac{\sin[(1-\beta)\pi t/T_p]}{4\beta(t/T_p)}}{[1-(4\beta t/T_p)^2]} \quad (1-5)$$

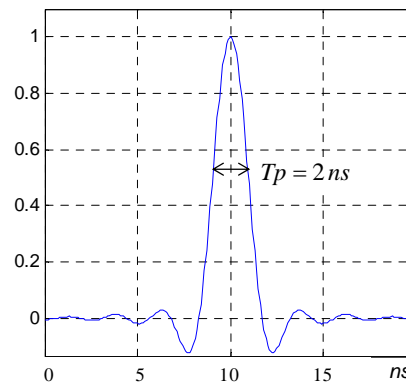


Figure 1-6. Signal de référence cosinus surélevé.

L'impulsion choisie est corrélée avec l'impulsion de référence. La valeur de l'impulsion principale résultante doit être supérieure à 80% sur une longueur minimale de T_w selon le canal (Tableau 1-3). La valeur de la corrélation pour les lobes secondaires doit rester inférieure à 30%.

Tableau 1-3. Durées de référence pour l'impulsion à transmettre.

Numéro de canal	Durée de l'impulsion, T_p , (ns)	Durée de l'impulsion principale de la corrélation, T_w , (ns)
{0:3, 5:6, 8:10, 12:14}	2.00	0.5
7	0.92	0.2
{4,11}	0.75	0.2
15	0.74	0.2

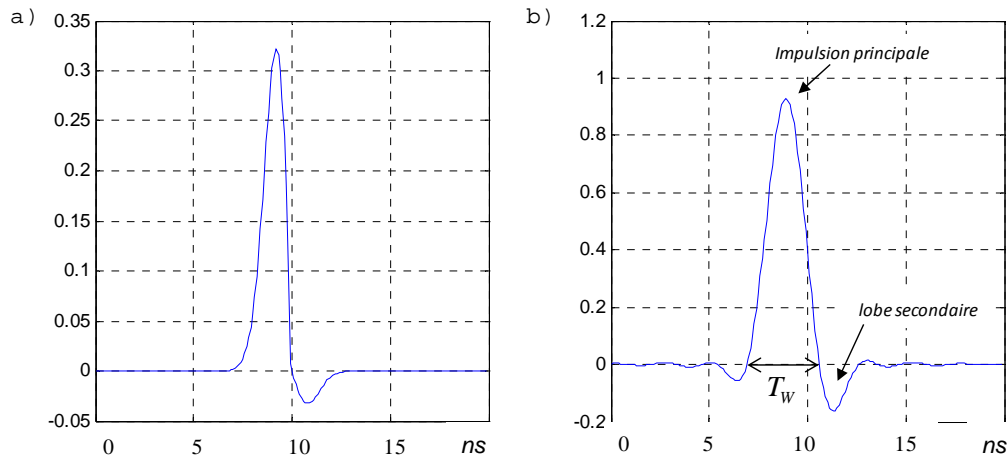


Figure 1-7. a) Impulsion à transmettre. b) Résultat de la corrélation avec l'impulsion de référence.

Les courbes de la Figure 1-7 présentent un exemple de corrélation entre l'impulsion à transmettre et l'impulsion de référence. L'impulsion principale est supérieure à 80% et l'impulsion secondaire est inférieure à 30%.

Transmission.

La communication entre les dispositifs IEEE 802.15.4a s'effectue par paquets de données dont la structure finale dépend de plusieurs facteurs comme le débit, le canal et sa fonction. Le symbole de base à transmettre est constitué d'une rafale d'impulsions modulées par la combinaison d'une Modulation par Position (en anglais PPM) et d'une Modulation par Déplacement de Phase (en anglais BPSK). On trouvera une description générale de la couche MAC et de la couche physique avec les possibilités d'utilisation de l'UWB dans la référence [20].

1.3 Le modèle du canal UWB.

Le groupe de travail sur le standard IEEE 802.15.4a a également développé un modèle statistique pour la propagation des signaux à bande ultralarge [17], applicable à la bande de fréquence {3 - 10 GHz}, pour l'évaluation de propositions de systèmes UWB. Par ailleurs, même si ce modèle a été conçu dans le cadre de la norme UWB à bas débit, il est également applicable à tous les débits de transmission et procédures de modulation.

1.3.1 Propagation des signaux UWB.

Le modèle est fondamentalement basé sur la propagation à multitrajets [10]. Le signal parvenant au récepteur est la somme des répliques, atténuées et décalées, du signal émis. Ces signaux se présentent par groupes ou *clusters*. Un *cluster* est constitué par l'ensemble des impulsions réfléchies sur le même objet. Ces *clusters* arrivent avec de petits écarts temporels par rapport à d'autres, réfléchis sur d'autres objets.

On peut observer (Figure 1-8) que le signal émis $d_i(t)$ au point A suit une trajectoire directe $d_{r1}(t)$ jusqu'au point B. Néanmoins, deux signaux additionnels arrivent par d'autres trajectoires, $d_{r2}(t)$ et $d_{r3}(t)$, après réflexions sur des objets. Ils ont été également atténués en traversant un autre objet. Le signal $d_{rT}(t)$ représente l'ensemble des signaux arrivant au récepteur, formant un signal différent par rapport au signal originel.

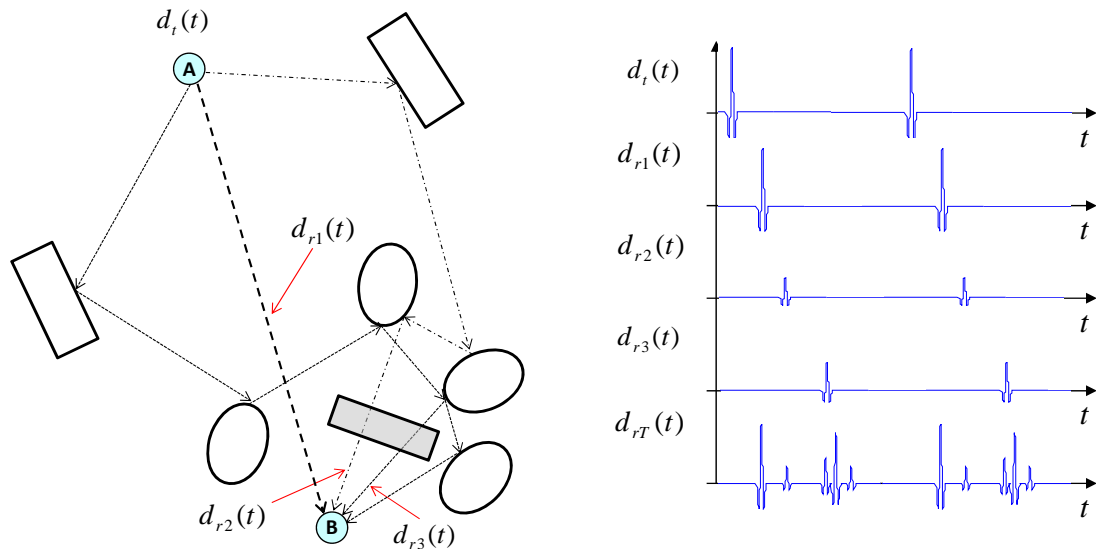


Figure 1-8. Formation des multitrajets et signal au récepteur.

Dans le modèle, l'atténuation du signal est due notamment aux pertes classiques au cours de la trajectoire mais, contrairement au cas de la bande étroite, elle varie avec la fréquence. Par ailleurs, les propriétés des matériaux responsables de la diffraction et de la réflexion ne sont pas constantes.

Le modèle de canal de la norme IEEE 802.15.4a est basé sur le modèle Saleh-Valenzuela [18], sa réponse impulsionnelle (1-6), répond aux caractéristiques suivantes :

- Les groupes ou clusters d'impulsions arrivent au récepteur suivant une distribution de Poisson, les inter-arrivées suivant une distribution exponentielle. Les impulsions ou trajets multiples dans les groupes arrivent selon la même loi.
- Les amplitudes des trajets multiples suivent une distribution de Rayleigh.
- Les angles de phase sont des variables aléatoires uniformes et indépendantes.
- La puissance décroît de manière exponentielle. Avec une constante du temps Γ pour les clusters et une constante γ_l à l'intérieur de chaque cluster l .

$$h(\tau) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \quad (1-6)$$

$\alpha_{k,l}$	coefficient de gain de composante k dans le cluster l
T_l	retard du cluster l
$\tau_{k,l}$	retard du trajet k relatif au temps d'arrivée T_l du cluster l
X	évanouissement log normal

La Figure 1-9 illustre les apparitions des trajets regroupés en *clusters* et le profil de la puissance entre *clusters* et interne aux *clusters*.

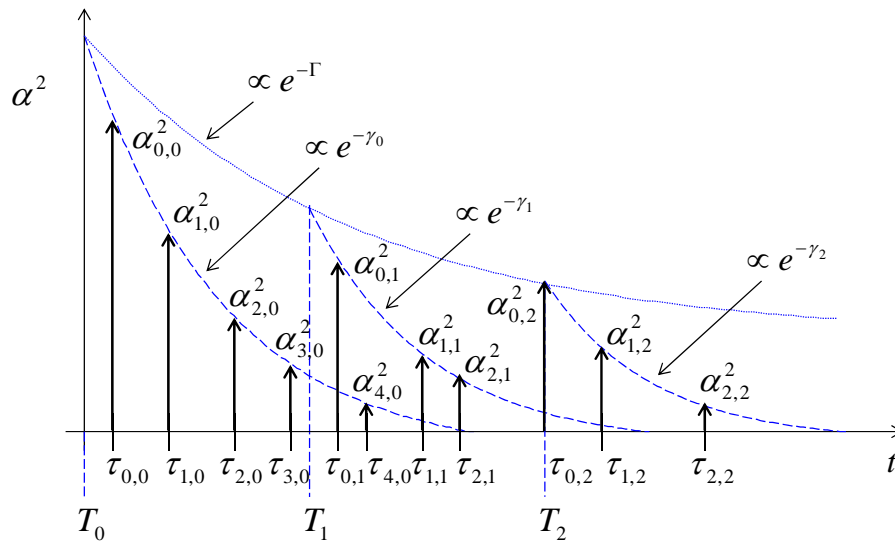


Figure 1-9. Profil de puissance des clusters.

Le modèle IEEE a introduit quelques modifications au modèle Saleh-Valenzuela, y compris :

- le nombre des *clusters* suit une distribution de Poisson,
- les temps d'arrivée des trajets multiples suivent une combinaison de deux distributions de Poisson,
- les amplitudes $\alpha_{k,l}$ suivent une distribution de Nakagami, qui peut être approchée par une distribution de Rice.

1.3.2 Environnements de propagation du modèle IEEE.

Nous nous intéressons aux paramètres les plus importants du modèle et à quelques caractéristiques de canaux.

Le modèle distingue 9 environnements ou canaux (Tableau 1-4) pour des conditions de transmission en ligne directe (Line-Of-Sight ou LOS en anglais) et de transmission sans visibilité (Non-Line-Of-Sight ou NLOS). Les valeurs des différents paramètres ont été définies ou obtenues par des mesures réelles et des simulations. Quelques-uns de ces paramètres sont présentés dans le tableau :

- \bar{L} nombre moyen de clusters
- Λ taux d'arrivée des clusters
- λ_1, λ_2 taux d'arrivée des trajets
- Γ et γ_i , constantes déjà nommées.

La procédure d'utilisation du modèle a été précisée dans le rapport du groupe de travail ainsi qu'un programme MATLAB pour la simulation.

Tableau 1-4. Environnements inclus dans le modèle de propagation IEEE pour les signaux UWB.

CANAL	Description	\bar{L}	$\Lambda[1/ns]$	$\lambda_1, \lambda_2 [1/ns]$	$\Gamma[ns]$	$\gamma_0[ns]$
CM1	Residential LOS	3	0.047	1.54, 0.15	22.61	12.53
CM2	Residential NLOS	3.5	0.12	1.77, 0.15	26.27	17.50
CM3	Office LOS	5.4	0.016	0.19, 2.97	14.6	6.4
CM4	Office NLOS	1	NA	NA	NA	NA
CM5	Outdoor LOS	13.6	0.0048	0.27, 2.41	31.7	104.7
CM6	Outdoor NLOS	10.5	0.0243	0.15, 1.13	3.7	9.3
CM7	Industrial LOS	4.75	0.0709	NA	13.47	NA
CM8	Industrial NLOS	1	NA	NA	0.651	NA
CM9	Farm, Snow-Covered Open Area	3.31	0.0305	0.0225, 0	56	0.92

A partir des données du tableau on peut décrire quelques caractéristiques des canaux. Par exemple, l'environnement Office LOS (CM3) présente plus de clusters que celui du Residential (CM1), mais avec un temps de séparation plus long. Ce dernier présente des constantes de temps de décroissance de puissance plus courtes, ce que signifie que les trajets d'indice plus élevé ne sont pas significatifs.

La Figure 1-10 montre deux paires d'impulsions reçues, avec les effets des canaux CM1 et CM3, où ces différences sont observables. L'exemple ne prend pas en compte le temps de propagation et le bruit.

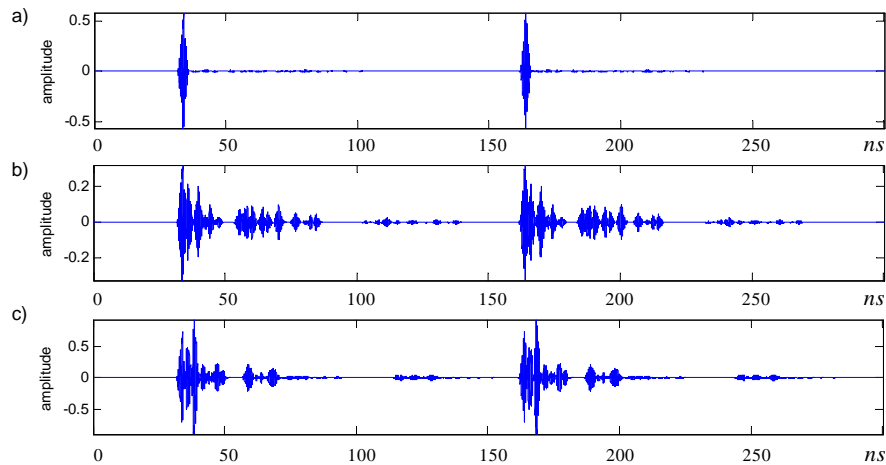


Figure 1-10. Exemple des effets du canal sur un signal UWB. a) Signal émis. b) CM1. c) CM3.

CM5 et CM6 sont les canaux Outdoor qui présentent le plus de clusters.

D'après la Figure 1-11 le cas NLOS de ce dernier montre que la puissance décroît rapidement, c'est-à-dire, qu'il existe une grande densité de trajets dont seuls les premiers ont une amplitude importante.

Le canal CM5 a beaucoup de clusters, mais ils arrivent très séparés et la puissance reste importante pour un grand nombre.

Dans les cas NLOS Office et Industrial, CM4 et CM8, il existe seulement un cluster dont la puissance croit, puis décroît.

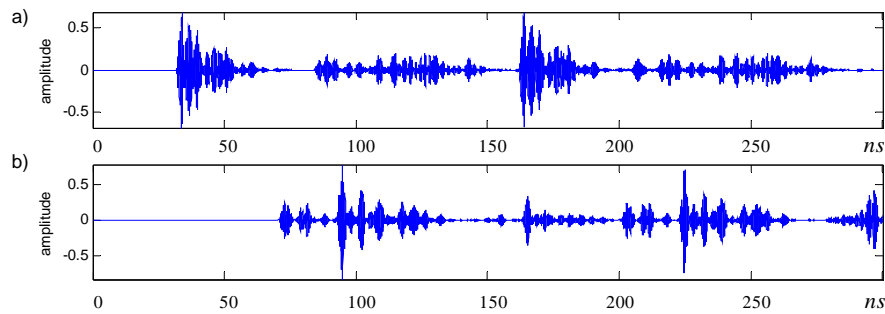


Figure 1-11. Exemple des effets du canal. a) CM5. b) CM6.

Dans le cas d'une application des signaux UWB à la localisation, on cherche à identifier le premier trajet reçu. Il faut pour cela que les effets des canaux soient connus. Une situation assez fréquente est, par exemple, que la première impulsion reçue n'a pas toujours la plus grande amplitude.

Dans un tirage de 100 réalisations des canaux IEEE on a trouvé que les CM1 et CM3 présentent toujours une condition de visibilité, c'est à dire que l'on observe un trajet direct dans 100 % des cas. Néanmoins, pour le canal CM1, le trajet direct présente l'amplitude la plus grande dans 47 % des cas, tandis que pour le canal CM3 ce pourcentage est de 24 %.

Les canaux CM2 et CM4 sont pour leur part (Figure 1-12) en condition de non-visibilité, soit le premier trajet est fortement atténué, en comparaison aux canaux CM1 et CM3, soit il disparaît complètement.

Pour le canal CM4 on a trouvé que dans 81% des cas, le premier trajet existe et que dans 19% des cas il disparaît. Le deuxième trajet occupe pratiquement sa position, avec une différence de quelques dixièmes de largeur de l'impulsion.

Dans le cas du canal CM2, pour 95 % des cas le premier trajet n'est pas présent, 4 % sont en condition de deuxième trajet proche. Dans un seul cas le premier trajet a été reçu.

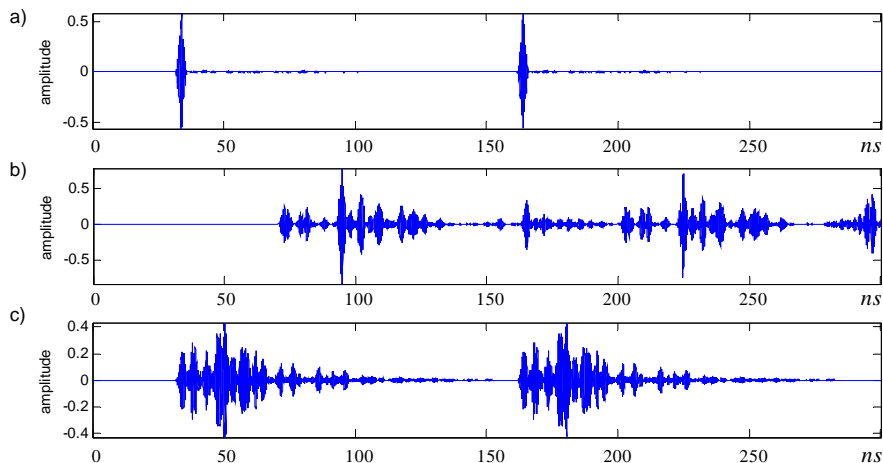


Figure 1-12. Exemple des effets du canal. a) Signal émis. b) CM2. c) CM4.

Une étude statistique très complète sur les modèles de propagation, le sondage et la modélisation des canaux est présentée en [19].

Ces résultats sont considérés dans l'étude de la localisation en intérieur qui sera abordée dans le chapitre 5.

Le modèle décrivant les canaux proposés pour la norme IEEE 802.15.4a, sera utilisé dans toutes les simulations de cette thèse à travers divers programmes MATLAB.

1.3.3 Exemple d'analyse du signal reçu selon le modèle IEEE.

La Figure 1-13 montre l'exemple d'un signal UWB reçu après simulation des effets de propagation selon le canal CM3, Office LOS, du modèle IEEE, en absence de bruit. Le signal est composé de plusieurs "répliques" du signal émis suite à la réflexion et l'absorption par les différents objets présents dans l'espace de transmission.

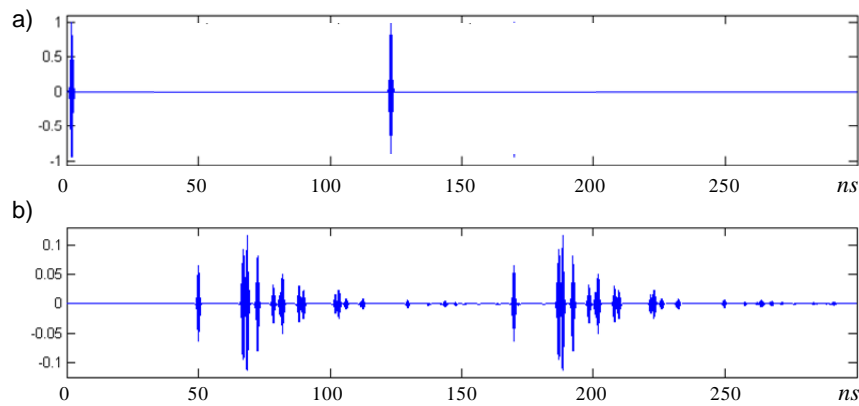


Figure 1-13. Exemple des effets du canal sur un signal UWB.

On peut identifier une première impulsion nette et isolée reçue environ 50 ns après la transmission du signal original. Ce qui correspond à une distance :

$$d = V_p \cdot t_p = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \cdot 50 \times 10^{-9} \text{ s} = 15 \text{ m} \quad (1-7)$$

On dit que cette impulsion correspond au premier trajet ou trajet direct. Après un retard d'environ 15 ns, d'autres impulsions arrivent, ce qui peut s'expliquer par des réflexions sur des objets un peu éloignés de l'émetteur. Ceci correspond à une distance supplémentaire d'environ 4,5 m par rapport à la distance du premier trajet.

La présence de deux impulsions très proches, pourrait signifier celle de trajets correspondant aux réflexions par des différentes parties d'un même objet (cluster).

En comparant l'amplitude de la première impulsion à celle de ce nuage, on voit qu'elle a été atténuée, malgré un trajet plus court. Cela signifie que, dans la salle, un objet entre l'émetteur et le récepteur permet aux signaux de passer mais les atténue. On observe que 3 ns après le premier nuage, il apparaît une impulsion isolée avec une distance additionnelle d'environ un mètre, ce qui met en évidence l'existence d'un autre objet.

Avec le même raisonnement, on peut dire qu'il y a encore plus de 3 objets dans la salle qui produisent les trois nuages de trajets supplémentaires. On ne considère pas pour l'instant les nuages très petits qui apparaissent plus tard.

Cet exemple illustre bien la relation entre les caractéristiques physiques du canal de transmission et les effets sur le signal émis.

1.4 Conclusions.

Ce chapitre a rappelé les définitions essentielles de la technologie UWB, le cadre réglementaire et des points importants de la norme IEEE des systèmes UWB à bas débit.

On notera deux éléments incontournables pour l'utilisation des signaux UWB :

- produire la bande passante nécessaire, au moins 500 MHz,
- transmettre au-dessous des limites de puissance permises, moins de -41.3 dBm/MHz à {3.1 – 10.6 GHz}.

La propagation des signaux UWB joue un rôle fondamental dans la conception de stratégies d'identification du premier trajet reçu. On a vu que, suivant les conditions de l'environnement de propagation, les effets sur les signaux UWB sont divers et qu'il faut les connaître pour mieux adapter la réception. Par exemple, il convient de différencier dans le cas NLOS, la situation pour laquelle le premier trajet est atténué mais toujours présent de celle pour laquelle le premier trajet disparaît complètement.

1.5 Références bibliographiques.

- [1] Federal Communications Commission. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. Technical report, 2002.
- [2] Xiaomin Chen and S. Kiaei. Monocycle shapes for ultra wideband system. In *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*, volume 1, pages I–597 – I–600 vol.1, 2002.
- [3] Hongsan Sheng, P. Orlik, A.M. Haimovich, Jr. Cimini, L.J., and Jinyun Zhang. On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission. In *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, volume 1, pages 738 – 742 vol.1, may 2003.
- [4] Y.-P. Nakache and A.F. Molisch. Spectral shape of uwb signals - influence of modulation format, multiple access scheme and pulse shape. In *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, volume 4, pages 2510 – 2514 vol.4, april 2003.
- [5] S. Gezici, Z. Sahinoglu, H. Kobayashi, and H.V. Poor. Ultra-wideband impulse radio systems with multiple pulse types. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 24(4):892 – 898, april 2006.
- [6] M. Ghavami, L. B. Michael, and R. Kohno. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. John Wiley & Sons, Ltd, 2006.
- [7] Ieee standard for information technology- telecommunications and information exchange between systems- local and metropolitan area networks- specific requirements part 15.4: Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for low-rate wireless personal area networks (wpans), 2006.
- [8] A. Batra, J. Balakrishnan, and A. Dabak. Multi-band ofdm: a new approach for uwb. In *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, volume 5, pages V–365 – V–368 Vol.5, may 2004.
- [9] M.Z. Win and R.A. Scholtz. Impulse radio: how it works. *Communications Letters, IEEE*, 2(2):36 –38, feb. 1998.
- [10] A.F. Molisch. Ultra-wide-band propagation channels. *Proceedings of the IEEE*, 97(2):353 –371, feb. 2009.
- [11] S. Gezici and H.V. Poor. Position estimation via ultra-wide-band signals. *Proceedings of the IEEE*, 97(2):386 –403, feb. 2009.
- [12] Décision de la commission du 21 avril 2009 modifiant la décision 2007/131/ce permettant l'utilisation dans des conditions harmonisées du spectre radioélectrique pour des équipements fonctionnant grâce à la technologie à bande ultralarge dans la communauté. Journal officiel de l'union européenne, La Commission des Communautés Européennes, 2009.
- [13] Ieee standard for information technology - telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. - part 15.1: Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for wireless personal area networks (wpans), 2005.
- [14] Lasya Yerramneni Ketan Mandke, Haewoon Nam and Christian Zuniga. The evolution of uwb and ieee 802.15.3a for very high data rate wpan. Technical report, Wireless Communications UWB Group, The University of Texas at Austin, 2003.
- [15] Ieee 802.15 working group for wireless personal area networks. <http://www.ieee802.org/15/>.
- [16] ecma International. High rate ultra wideband phy and mac standard, December 2008.
- [17] Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juregen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, and Kai Siwiak.

-
- Ieee 802.15.4a channel model - final report. Technical report, IEEE 802.15.4a channel modeling subgroup, 2004.
- [18] A. Saleh and R. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(2):128 – 137, February 1987.
- [19] S. Dubouloz. *Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit*. PhD thesis, Telecom ParisTech, 2008.
- [20] J. Zhang, P.V. Orlik, Z. Sahinoglu, A.F. Molisch, P. Kinney, “UWB systems for wireless sensor networks”, *Proceedings of the IEEE*, 97 (2), pp. 313-331, 2009.

Chapitre 2

La méthode TDSC

Time Delayed Sampling and Correlation (TDSC) est une méthode de détection des signaux UWB du type *Transmitted Reference*. Elle propose l'utilisation d'un retard numérique et rend l'opération du récepteur plus efficace.

Cette méthode est décrite dans ce chapitre et sa performance est évaluée en utilisant les modèles de canaux à bas débit.

Notre contribution, basée sur les travaux précédents, permet d'évaluer l'impact des variations des paramètres liés au prototype CMOS conçu en [1] sur la complexité d'implémentation d'un récepteur TDSC, en particulier en ce qui concerne la méthode de synchronisation et de détection [2].

Pour une application telle que la localisation leur influence est significative comme il sera décrit notamment dans le chapitre 5.

La maîtrise de ces paramètres est à la base de la conception de cartes de tests. Ils permettent de valider pratiquement la procédure de synchronisation et confirmer les performances de détection (chapitre 3).

2.1 Les signaux TR-UWB

Un signal UWB du type *Transmitted Reference* (ou TR-UWB) est constitué par un doublet $d(t)$ d'impulsions $g_1(t) + g_2(t)$. La première, $g_1(t)$, est l'impulsion de référence. La deuxième, $g_2(t)$, est une impulsion modulée par une variable c porteuse d'informations, modulation d'amplitude OOK ou BPSK, par exemple. Cette deuxième impulsion est émise avec un décalage de temps T_D [3] par rapport à la première.

$$\begin{aligned}
 d(t) &= g_1(t) + g_2(t) \\
 g_1(t) &= p(t) \\
 g_2(t) &= c \cdot p(t - T_D) \\
 d(t) &= p(t) + c \cdot p(t - T_D)
 \end{aligned}
 \tag{2-1}$$

La Figure 2-1 représente un signal TR-UWB avec deux doublets. La modulation utilisée est du type BPSK avec un changement de phase de 180° , ce qui équivaut à multiplier l'amplitude par -1 , c'est-à-dire $c \in \{+1, -1\}$, ou une modulation de polarité binaire (BPAM). Le doublet émis tous les T_S constitue un symbole. Dans cet exemple, l'impulsion d'information du premier doublet est modulée par la valeur $(+1)$ alors que l'impulsion du deuxième doublet

est modulée par la valeur (-1). Toutes les deux correspondent à la forme de la fonction monocycle de Scholz ou dérivée seconde de la fonction de Gauss (2-2).

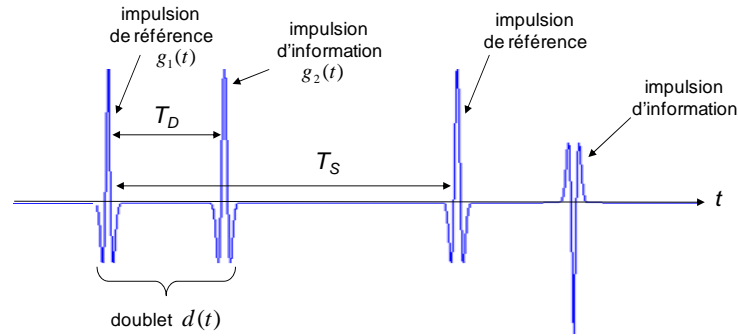


Figure 2-1. Structure d'un symbole d'un signal TR-UWB.

$$g(t) = A \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{T_p} \right)^2 \right] e^{-2\pi(t/T_p)^2} \quad (2-2)$$

En général, chaque impulsion est transmise sur une durée finie T_G (2-3).

$$p(t) = \begin{cases} 0, & t < -T_G/2 \\ g(t), & -T_G/2 \leq t \leq T_G/2 \\ 0, & t > T_G/2 \end{cases} \quad (2-3)$$

Sauf indication contraire, on admet que $T_D > T_G$. En fait il est préférable que T_D soit supérieur au temps d'étalement du canal de façon à empêcher les interférences entre impulsions (IPI).

Les doublets sont émis périodiquement pendant une trame. Ils forment une suite de K symboles avec la période $K \cdot T_s$, c'est-à-dire un signal $x(t)$ tel que :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d(t - kT_s) \quad (2-4)$$

Le signal reçu, après déformations par le canal CM3 du modèle IEEE 802.15.4a, [4], et perturbé par du bruit additif $n(t)$ (Figure 2-2) s'exprime :

$$\begin{aligned} r(t) &= x(t) * h(t) + n(t) \\ &= s_1(t) + s_2(t) + n(t) \end{aligned} \quad (2-5)$$

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s(t - kT_s) + n(t) \quad (2-6)$$

où

$$\begin{aligned} s(t) &= d(t) * h(t) \\ &= p(t) * h(t) + c \cdot p(t - T_D) * h(t) \\ &= s_1(t) + s_2(t) \end{aligned} \quad (2-7)$$

$$\begin{aligned} s_1(t) &= p(t) * h(t) \\ s_2(t) &= c \cdot p(t - T_D) * h(t) = c \cdot s_1(t - T_D) \end{aligned} \quad (2-8)$$

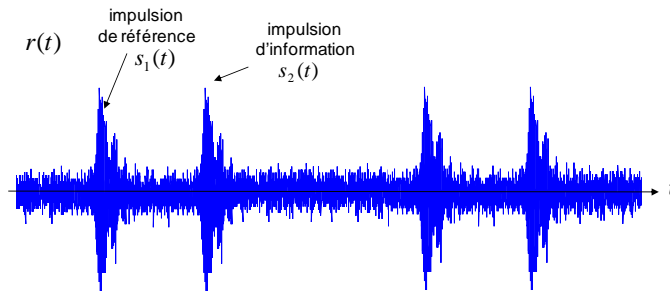


Figure 2-2. Signal reçu TR-UWB après les effets du canal et du bruit.

2.2 Détection des signaux TR-UWB.

La détection de l'information par le récepteur suppose qu'il existe une synchronisation avec l'émetteur. Cette détection est réalisée au moyen d'une structure dite "retard et corrélation". Elle est aussi connue sous les noms anglais de "Pulse-pair correlator" [5], "Auto-correlation receiver" [6], "Delay and correlate receiver" [7] et "Transmitted-reference receiver" [11].

La structure de ce récepteur (Figure 2-3) comprend un élément de retard et un corrélateur. Pour l'exemple ci-dessous, le signal est reçu à l'antenne avec bruit additif et les effets de propagation du canal CM3 du modèle IEEE 802.15.4a.

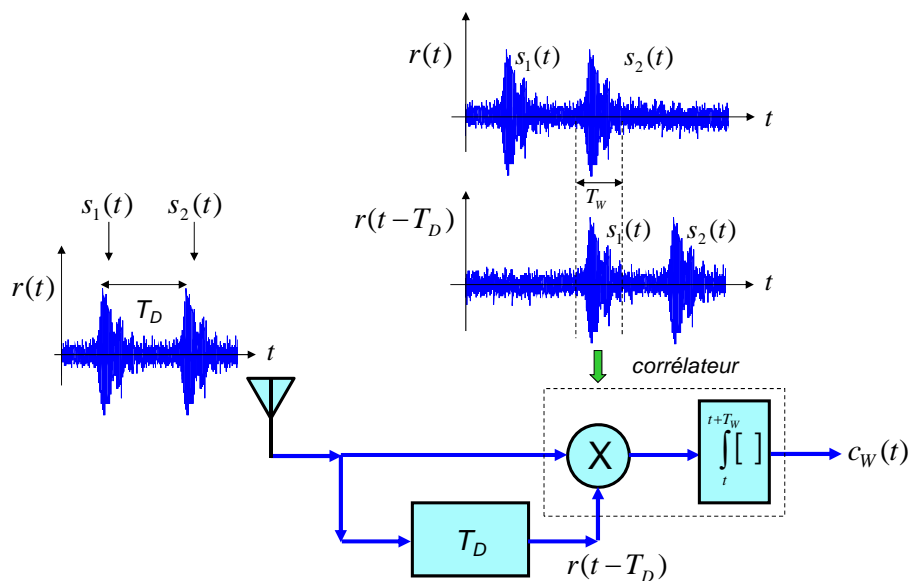


Figure 2-3. Structure du récepteur "retard et corrélation" pour des signaux TR-UWB.

Le signal reçu est retardé de la même valeur T_D qu'à l'émission, de sorte qu'à l'instant de détection l'impulsion de référence du doublet retardé $s_1(t)$ et l'impulsion d'information du doublet non retardé, $s_2(t)$ se présentent en phase à l'entrée du corrélateur. La corrélation entre les deux impulsions est calculée à l'instant t_0 sur une fenêtre de durée T_w , (2-9), nommés « temps de corrélation » et « fenêtre de corrélation ».

$$c_w(t_0) = \int_{t_0}^{t_0+T_w} r(u) \cdot r(u - T_D) du \quad (2-9)$$

Pour le cas BPSK, quand l'impulsion d'information a été « modulée » par la valeur $c = +1$, sa phase est égale à celle de l'impulsion de référence $s_2(t) = p(t - T_D)$; le résultat de la corrélation c_w donne une valeur positive. Et a contrario, la valeur $c = -1$, $s_2(t) = -p(t - T_D)$, donne une valeur négative (2-10).

$$c_{w(c=+1)} = -c_{w(c=-1)} \quad (2-10)$$

Pour le cas de la modulation d'amplitude (OOK) une valeur de modulation $c = +1$ correspond à la transmission de l'impulsion d'information $s_2(t) = p(t - T_D)$; le résultat de la corrélation donne une valeur positive. La valeur $c = 0$ annule la transmission de l'impulsion d'information, $s_2(t) = 0$; le résultat de la corrélation se compose uniquement de bruit sur la deuxième impulsion, (2-11).

$$c_w(t_0) = \int_{t_0}^{t_0+T_w} n(u) \cdot [s_1(u - T_D) + n(u - T_D)] du \quad (2-11)$$

Dans le cas du récepteur optimal par corrélation [9], le signal reçu est corrélé avec une impulsion de référence, gardé "localement", qui correspond au signal émis : il n'est donc pas nécessaire d'envoyer une impulsion de référence, ce qui fait gagner 3 dB. Par contre, ce détecteur doit "estimer" la déformation du canal afin que les deux impulsions (reçue et locale), aient la même forme.

Dans le cas des signaux TR-UWB et du récepteur "retard et corrélation" les deux impulsions subissent la même déformation à travers le canal, de sorte qu'il n'est pas nécessaire de l'estimer.

Ce récepteur est équivalent au récepteur optimal à "filtre adapté" si T_w englobe toute la réponse du canal, [10], [11].

De nombreux auteurs montrent les avantages du système TR-UWB, par exemple pour la synchronisation et la détection, par rapport aux récepteurs cohérents [18] et aussi pour la localisation par rapport au récepteur à détection d'énergie [19].

2.3 Intérêt de la méthode TDSC pour la détection des signaux TR-UWB.

Dans le récepteur "retard et corrélation" deux paramètres sont très sensibles : la précision de la ligne à retard et la grande largeur de sa bande passante. On sait que cette dernière doit avoir une valeur d'au moins 500 MHz, ce qui correspond à la définition d'un signal ultra large bande.

La difficulté principale de mise en œuvre de ce récepteur est donc la réalisation de la ligne à retard. Celle-ci doit rester suffisamment stable au passage d'impulsions d'une aussi grande largeur de bande. De plus les dimensions d'une telle ligne sont bien trop importantes pour une intégration sur un circuit qui soit de taille raisonnable. La méthode "Time Delayed Sampling and Correlation" permet au circuit de s'affranchir de ces contraintes, [12]. La ligne à retard analogique est remplacée par un signal de contrôle numérique qui déclenche deux échantillonneurs A et B avec un décalage dans le temps d'une valeur T_D (Figure 2-4).

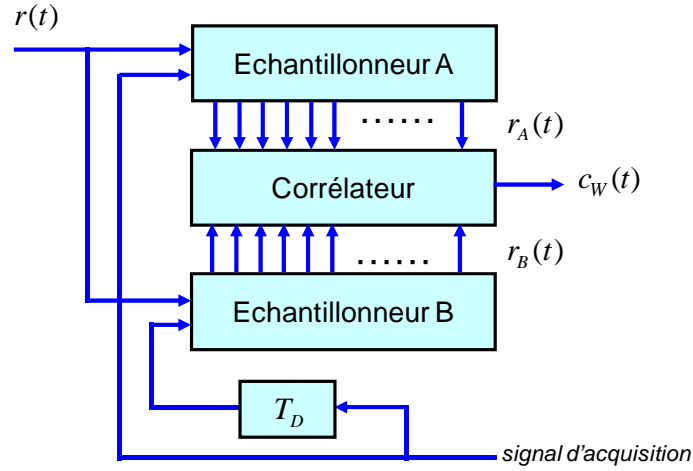


Figure 2-4. Structure de la méthode TDSC.

En supposant que l'on soit bien positionné, chaque échantillonneur enregistre la forme d'onde analogique correspondant à une des deux impulsions. Le signal TR-UWB est échantillonné à partir de l'instant t_0 , correspondant au début de l'impulsion de référence $s_1(t)$, avec la période d'échantillonnage T_e . N_w échantillons sont mémorisés dans un registre r_A de l'échantillonneur A (2-12), pendant le temps T_w . Le signal TR-UWB est échantillonné à l'instant $t_0 + T_D$, début de l'impulsion d'information $s_2(t)$, ainsi N_w échantillons sont mémorisés dans un registre r_B de l'échantillonneur B (2-13).

$$\mathbf{r}_A = [r(t_0), r(t_0 - T_e), r(t_0 - 2T_e), \dots, r(t_0 - (N_w - 1)T_e)]^T, \quad \forall n = 0, \dots, N_w - 1 \quad (2-12)$$

$$\mathbf{r}_B = [r(t_0 - T_D), r(t_0 - T_D - T_e), r(t_0 - T_D - 2T_e), \dots, r(t_0 - T_D - (N_w - 1)T_e)]^T \quad (2-13)$$

$$\forall n = 0, \dots, N_w - 1$$

$$T_e = \frac{1}{f_e}; N_w = \frac{T_w}{T_e} \quad (2-14)$$

La Figure 2-5 montre les signaux en question pendant l'échantillonnage bien positionné. L'hypothèse principale est, que grâce à la précision des circuits numériques, le temps de décalage T_D connu et généré par l'émetteur est retrouvé au niveau du récepteur, ce qui est difficilement réalisable en analogique.

Comme précédemment mentionné, dans le cas d'un positionnement correct pour la réception, t_0 correspond au début de l'impulsion de référence et $t_0 + T_D$ au début de l'impulsion d'information.

Avec une fenêtre T_W trop petite, par rapport au temps de dispersion du canal, les effets des multitrajets font que l'impulsion reçue déborde de la longueur des registres et donc qu'ils n'en contiennent qu'une partie.

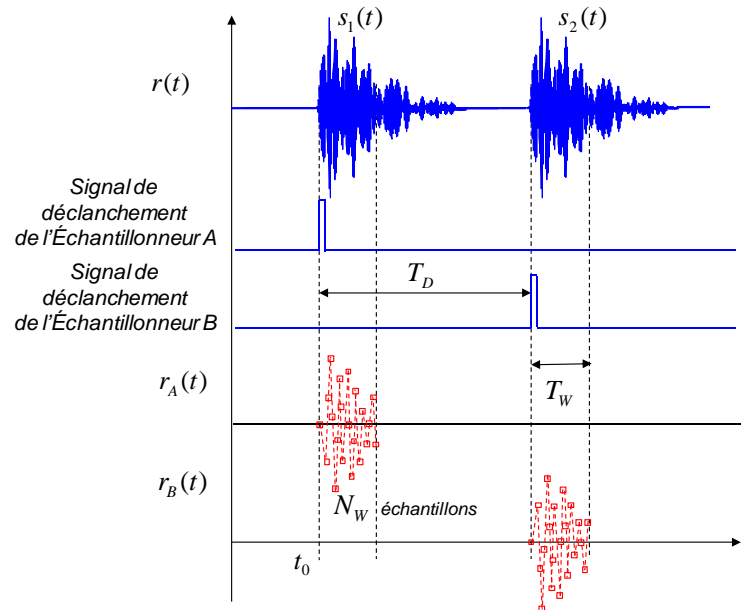


Figure 2-5. Signaux de commande de l'échantillonnage.

La corrélation entre les échantillons des impulsions reçues c_W est réalisée alors de façon numérique, (2-15).

$$\begin{aligned}
 c_{W0} &= \sum_{n=0}^{N_W-1} r(t_0 - nT_e) \cdot r(t_0 - T_D - nT_e) \\
 &= \sum_{n=0}^{N_W-1} \left[s(t_0 - nT_e) + n(t_0 - nT_e) \right] \cdot \left[s(t_0 - T_D - nT_e) + n(t_0 - T_D - nT_e) \right] \quad (2-15) \\
 &= \mathbf{r}_{A0}^T \cdot \mathbf{r}_{B0}
 \end{aligned}$$

2.4 Synchronisation et corrélation glissante.

Le principe de synchronisation proposé pour la méthode TDSC en [15] est basé sur deux caractéristiques :

1. L'information émise est organisée par trames et les caractéristiques du canal ne changent pas pendant la transmission des données d'une trame.
2. Le début d'une trame contient un "préambule" de synchronisation, composé d'une succession de doublets sans modulation. (L'impulsion d'information a la même forme et la même phase que l'impulsion de référence).

Le signal reçu est corrélé périodiquement de façon à couvrir la durée T_S d'un symbole. La position qui correspond à la valeur maximale de cette corrélation glissante indique la

position où se trouvent les impulsions reçues. L'information est ensuite détectée sur cette même position avec la suite des symboles porteurs de l'information.

2.4.1 Description générale de la procédure de synchronisation.

Cette procédure est décrite de façon détaillée à la Figure 2-6. La première courbe correspond au signal reçu $r(t)$ (durée du symbole T_S). La procédure commence à l'instant t_0 , position de temps arbitraire par rapport au temps d'émission, où la première opération "retard et corrélation" s'applique.

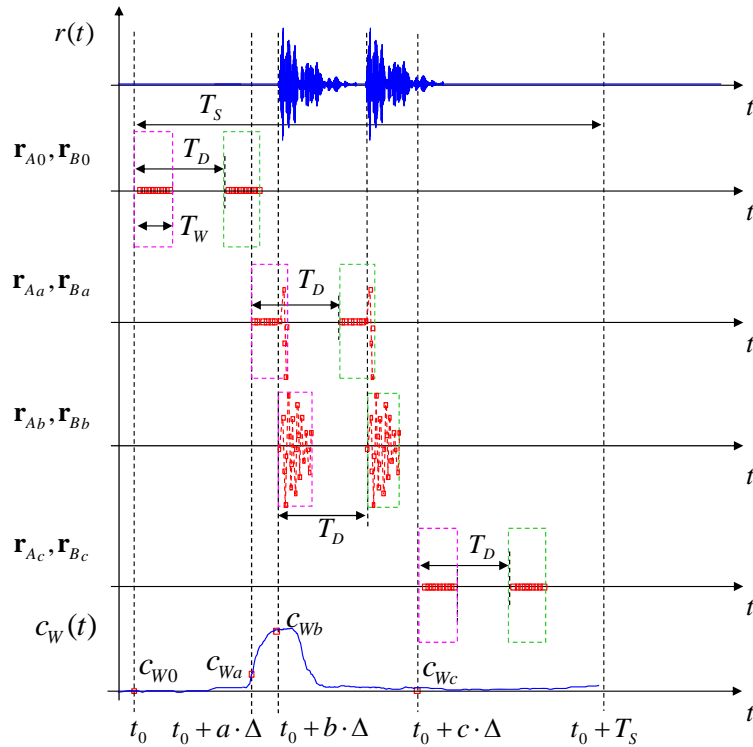


Figure 2-6. Visualisation des signaux au cours de la procédure de synchronisation.

Le signal est ainsi échantillonné aux temps t_0 et $t_0 + T_D$ et les deux premiers segments appelés \mathbf{r}_{A0} et \mathbf{r}_{B0} , de durée T_W correspondant chacun à N_W échantillons, sont conservés dans les registres A et B respectivement. Ces segments apparaissent sur la deuxième ligne de la figure.

Le résultat de leur corrélation est visible sur la dernière courbe de la figure (c_{W0} , valeur à l'instant t_0), (2-16). Ici la position analysée ne contient pas d'impulsions ; le résultat est donc nul (en absence de bruit).

$$\begin{aligned}
 c_{W0} &= \sum_{n=0}^{N_W-1} r(t_0 - nT_e) \cdot r(t_0 - T_D - nT_e) \\
 &= [r(t_0), r(t_0 - T_e), \dots, r(t_0 - (N_W - 1)T_e)] \\
 &\quad \cdot [r(t_0 - T_D), r(t_0 - T_D - T_e), \dots, r(t_0 - T_D - (N_W - 1)T_e)]^T \\
 &= \mathbf{r}_{A0}^T \cdot \mathbf{r}_{B0}
 \end{aligned} \tag{2-16}$$

Cette opération se répète pour couvrir la durée du symbole, avec un pas Δ d'échantillonnage.

2.4.2 Corrélation glissante.

La dernière ligne de la Figure 2-6 fait apparaître un graphe continu en plus des 4 points de corrélation. Le détail de cette courbe est mis en évidence dans la Figure 2-7. Celle-ci représente les valeurs possibles du résultat de la corrélation des deux registres le long d'un symbole, l'analyse a été faite de manière continue. Ce résultat est la "corrélation glissante" et les points sont appelés "échantillons de la corrélation glissante".

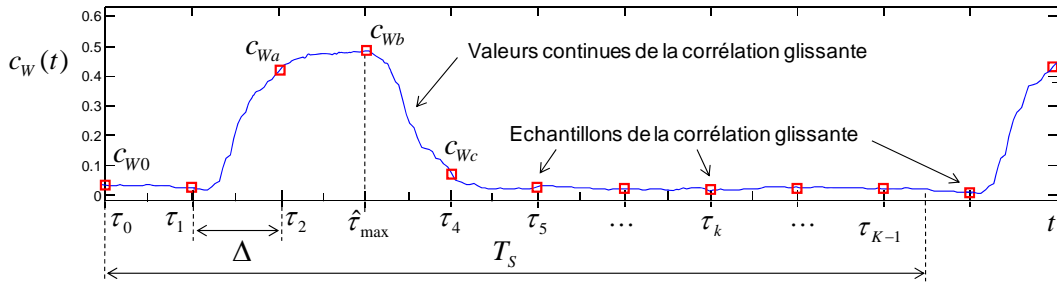


Figure 2-7. La corrélation glissante et ses échantillons.

La séparation entre deux échantillons consécutifs est Δ et la durée d'un symbole est T_S , il faut évaluer K positions pour couvrir un symbole, (2-17). On a K échantillons de la corrélation aux instants τ_k , avec $\tau_k = k \cdot \Delta$ et $k = 0, \dots, K - 1$ (en général $\Delta \ll T_S$).

$$K = \frac{T_S}{\Delta} \quad (2-17)$$

Les K valeurs de la corrélation s'expriment par :

$$\mathbf{c}_W = [c_{W0}, c_{W1}, c_{W2}, \dots, c_{W(K-1)}]^T \quad (2-18)$$

avec

$$c_{Wk} = \sum_{n=0}^{N_W-1} r(t_0 - k\Delta - nT_e) \cdot r(t_0 - k\Delta - nT_e - T_D), \quad k = 0, 1, 2, \dots, K - 1 \quad (2-19)$$

La valeur la plus grande, $c_{W_{\max}}$, est obtenue pour l'instant $t_0 + b\Delta$ où, d'après la Figure 2-6, les N_W échantillons correspondent aux maximum d'énergie des impulsions reçues.

Cet instant \hat{t}_{\max} , calculé comme en (2-21), indique alors la meilleure position pour la détection de l'information sur les symboles suivants. Le récepteur est ainsi synchronisé avec l'émetteur.

$$k_{\max} = \arg \max_k [\mathbf{r}_{Ak}^T \cdot \mathbf{r}_{Bk}] = \arg \max_k [c_{Wk}] \quad (2-20)$$

$$\hat{t}_{\max} = t_0 + k_{\max} \cdot \Delta \quad (2-21)$$

En ce qui concerne les canaux UWB à haut débit [14], il a été montré qu'une bonne valeur de la fenêtre d'échantillonnage, compromis entre ces différents canaux, est située autour de 15-17 ns [15], et que les valeurs du déplacement Δ sont de 3-6 ns [2].

Une étude similaire sera présentée en §2.5 dans le cadre des canaux à bas et moyens débits.

2.4.3 Un échantillon de corrélation par symbole.

La procédure de synchronisation ci-dessus suppose que toutes les valeurs des échantillons de la corrélation glissante sont obtenues pendant le temps d'un symbole, ce qui implique que le récepteur dispose de K corrélateurs en parallèle [13]. On peut cependant n'utiliser qu'un seul corrélateur pour la détection, on ne peut alors calculer qu'une valeur de corrélation par symbole. Il faut donc analyser K symboles consécutifs.

A chaque symbole l'opération "retard et corrélation" est appliquée en positions décalées d'un temps Δ par rapport au symbole précédent. La Figure 2-8 montre un exemple où une première position de la corrélation est située en t_0 et la suivante en $t_0 + \Delta + T_s$ sur le symbole suivant.

$$t_s = t_0 + k(\Delta + T_s), \quad \forall k = 0, 1, \dots, K - 1 \tag{2-22}$$

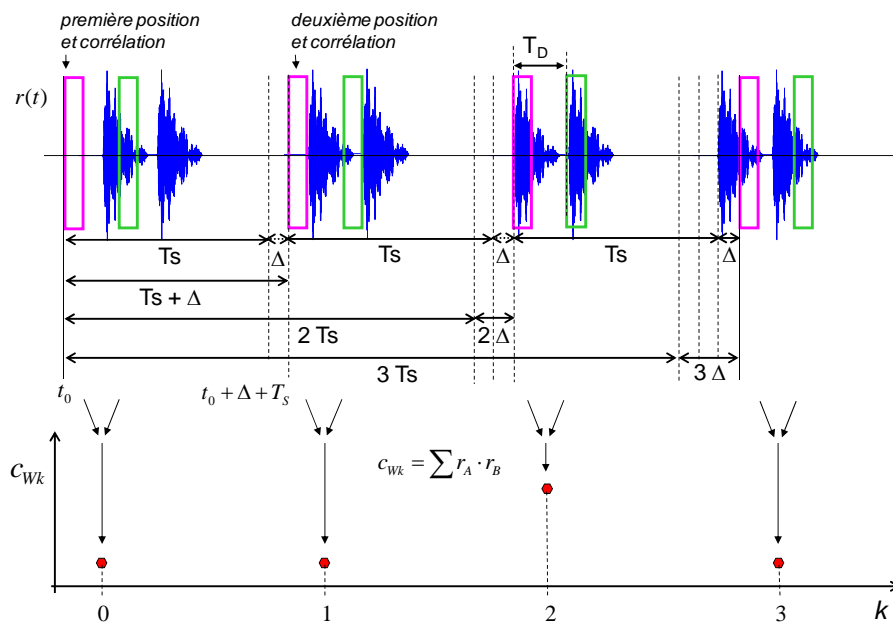


Figure 2-8. Calcul de la corrélation à chaque passage de symbole.

Cette procédure se poursuit symbole après symbole (Figure 2-8) : les fenêtres sont déplacées de Δ à chaque symbole jusqu'à ce que toutes les K positions, symboles, aient été corrélées, (2-23).

$$c_{wk} = \sum_{n=0}^{N_w-1} r(t_0 + k \cdot (\Delta + T_s) + nT_e) \cdot r(t_0 + k \cdot (\Delta + T_s) + nT_e + T_D), \quad (2-23)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, K - 1$$

2.4.4 Valeur du déplacement Δ .

Les déplacements Δ des échantillons de la corrélation glissante peuvent être aussi courts que la précision souhaitée pour trouver la valeur maximale de la corrélation, mais cela exige plus de calcul et la synchronisation n'a pas besoin d'une grande précision. En effet, il suffit que l'impulsion se trouve dans la fenêtre d'échantillonnage pour obtenir une synchronisation [16].

A contrario, un déplacement trop grand $\Delta \gg T_w$ peut faire que les impulsions ne soient pas complètement incluses dans les fenêtres, comme on peut voir Figure 2-9 avec une situation extrême pour la valeur de Δ pour laquelle : ni la première position des fenêtres ni la deuxième position n'ont réussi à capturer les impulsions et par conséquent la synchronisation n'est pas réalisée.

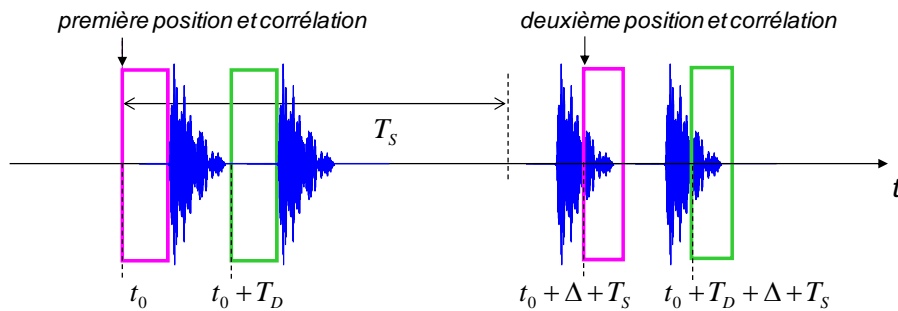


Figure 2-9. Pas de déplacement Δ trop grand.

A titre d'exemple et comme précédemment mentionné (§2.4.2), dans le cas des canaux UWB à haut débit on a déterminé des valeurs propres à la méthode TDSC [2]:

T_p	T_s	T_D	T_w	Δ
8 ns	300 ns	150 ns	15 ns	6 ns

L'implémentation de la procédure de synchronisation exige du récepteur la capacité de gérer le temps avec la précision des paramètres mentionnés ci-dessus. Le déplacement Δ de l'échantillonnage doit être commandé avec un décalage du temps entre 3 ns et 10 ns.

Par la suite, nous faisons des statistiques pour trouver une valeur de Δ qui soit un compromis entre la précision et la facilité de mise en œuvre. Toujours pour des canaux UWB à bas débit.

2.5 Probabilité de synchronisation de la méthode TDSC.

La synchronisation calcule des échantillons de la corrélation et cherche celui où se trouve la valeur maximale, les paramètres sont la longueur de la fenêtre d'échantillonnage T_w et le temps de déplacement Δ .

La probabilité de bonne synchronisation permet de déduire les variations de performance en fonction de tels paramètres.

2.5.1 Modélisation de la valeur de la corrélation.

A partir du résultat (2-15) et en utilisant une notation vectorielle, (2-24), la corrélation à l'instant t_0 peut s'exprimer en une somme de 4 termes, (2-25) et (2-26).

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_0 &= [s(t_0), s(t_0 - T_e), s(t_0 - 2T_e), \dots, s(t_0 - (N_w - 1)T_e)]^T \\ \mathbf{s}_{0D} &= [s(t_0 - T_D), s(t_0 - T_D - T_e), s(t_0 - T_D - 2T_e), \dots, s(t_0 - T_D - (N_w - 1)T_e)]^T \\ \mathbf{n}_0 &= [n(t_0), n(t_0 - T_e), n(t_0 - 2T_e), \dots, n(t_0 - (N_w - 1)T_e)]^T \\ \mathbf{n}_{0D} &= [n(t_0 - T_D), n(t_0 - T_D - T_e), n(t_0 - T_D - 2T_e), \dots, n(t_0 - T_D - (N_w - 1)T_e)]^T \end{aligned} \quad (2-24)$$

$$\begin{aligned} c_{w0} &= [\mathbf{s}_0 + \mathbf{n}_0]^T \cdot [\mathbf{s}_{0D} + \mathbf{n}_{0D}] \\ &= \mathbf{s}_0^T \cdot \mathbf{s}_{0D} + \mathbf{s}_0^T \cdot \mathbf{n}_{0D} + \mathbf{n}_0^T \cdot \mathbf{s}_{0D} + \mathbf{n}_0^T \cdot \mathbf{n}_{0D} \end{aligned} \quad (2-25)$$

$$c_{w0} = c1_{w0} + c2_{w0} + c3_{w0} + c4_{w0} \quad (2-26)$$

$n(t)$ est un bruit additif blanc gaussien centré, de densité spectrale $N_0/2$. On suppose que le filtre à l'entrée du système a un produit gain bande passante unitaire donc la puissance ou variance du bruit est limitée à P_n , (2-27).

$$\begin{aligned} n(t) &= \mathcal{N}(0, \sigma_w^2) \\ P_n &= \sigma_n^2 = \frac{N_0}{2} \end{aligned} \quad (2-27)$$

Le premier de ces termes, $c1_{w0}$, est lié au signal reçu, (2-28), tandis que les autres dépendent du bruit ajouté.

$$c1_{w0} = \mathbf{s}_0^T \cdot \mathbf{s}_{0D} \quad (2-28)$$

Sachant que l'énergie totale d'un symbole reçu est ici égale à l'énergie d'un bit, on a pour la durée d'un symbole :

$$E_b = \int_{T_s} s^2(t) dt \cong \sum_{N_s} s^2(n \cdot T_e) \quad (2-29)$$

N_s est le nombre d'échantillons dans un symbole et $N_w < N_s$ le nombre d'échantillons dans la fenêtre de corrélation. L'énergie du symbole peut alors s'exprimer en deux parties :

$$E_b = \sum_{n=0}^{N_s} [s^2(t_0 - nT_e)] = \sum_{n=0}^{N_w-1} [s^2(t_0 - nT_e)] + \sum_{N_w}^{N_s} [s^2(t_0 - nT_e)] \quad (2-30)$$

On écrira la première partie sous la forme :

$$\begin{aligned} c1_{w0} &= u_{w0} \cdot \sum_{n=0}^{N_s} [s^2(t_0 - nT_e)] \\ &= u_{w0} \cdot E_b \end{aligned} \quad (2-31)$$

Le premier terme $c1_{w0}$ correspond à la fraction u_{w0} de l'énergie E_b d'un symbole collectée à travers la fenêtre de corrélation T_w . Elle dépend des caractéristiques du canal, de la longueur de fenêtre T_w et de l'instant d'échantillonnage t_0 du symbole.

Le deuxième terme $c2_{w0}$ de (2-26) et le troisième $c3_{w0}$ correspondent à des sommes de variables aléatoires indépendantes, gaussiennes centrées de variance σ_{w2}^2 et σ_{w3}^2 .

$$c2_{w0} = s_0^T \cdot n_{0D} = \sum_{n=0}^{N_w-1} [s(t_0 - nT_e) \cdot n(t_0 - T_D - nT_e)] \quad (2-32)$$

$$\begin{aligned} c2_{w0} &= s(t_0) \cdot n(t_0 - T_D) \\ &\quad + s(t_0 - T_e) \cdot n(t_0 + T_D - T_e) \\ &\quad \dots + s(t_0 - (N_w - 1)T_e) \cdot n(t_0 + T_D - (N_w - 1)T_e) \end{aligned} \quad (2-33)$$

Chaque échantillon de ce terme est comme le bruit blanc gaussien centré et de variance σ_{w2n}^2 ¹, et non corrélé avec les autres échantillons, donc la variance totale σ_{w2}^2 est égale à la somme des variances (théorème de la limite centrale)².

$$\sigma_{w2}^2 = \sum_{n=0}^{N_w-1} \sigma_{w2n}^2 \quad (2-34)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{w2}^2 &= \sigma_{w20}^2 + \sigma_{w21}^2 + \dots + \sigma_{w2(N_w-1)}^2 \\ &= s^2(t_0) \cdot \sigma_w^2 + s^2(t_0 - T_e) \cdot \sigma_w^2 \dots + s^2(t_0 - (N_w - 1)T_e) \cdot \sigma_w^2 \\ &= \sum_{n=0}^{N_w-1} [s^2(t_0 - nT_e)] \cdot \sigma_w^2 \\ &= u_{w0} \cdot E_b \cdot \sigma_w^2 = u_{w0} \cdot E_b \cdot \frac{N_0}{2} \end{aligned} \quad (2-35)$$

Donc le deuxième terme $c2_{w0}$ a pour loi $\mathcal{N}(0, \sigma_{w2}^2)$, avec

$$\sigma_{w2}^2 = u_{w0} \cdot E_b \cdot \frac{N_0}{2} \quad (2-36)$$

¹ $\text{var}[c x] = c^2 \text{var}[x]$, c constant

² Si x et y sont centrés et indépendants, $\text{var}[x y] = \text{var}[x] \text{var}[y]$, $\text{var}[x+y] = \text{var}[x] + \text{var}[y]$

De même pour le troisième terme :

$$c3_{w0} = \mathbf{n}_0^T \cdot \mathbf{s}_{0D} = \sum_{n=0}^{N_w-1} [n(t_0 - nT_e) \cdot s(t_0 - T_D - nT_e)] \quad (2-37)$$

$c3_{w0}$ a pour loi $\mathcal{N}(0, \sigma_{w3}^2)$, avec

$$\sigma_{w3}^2 = u_{w0} \cdot E_b \cdot \frac{N_0}{2} \quad (2-38)$$

Le dernier terme $c4_{w0}$ de (2-26) correspond à une somme de produits de deux bruits gaussiens centrés et non corrélés, puisque séparés de T_D .

$$\begin{aligned} c4_w &= \mathbf{n}_0^T \cdot \mathbf{n}_{0D} \\ &= \sum_{n=0}^{N_w-1} [n(t_0 + nT_e) \cdot n(t_0 + T_D + nT_e)] \end{aligned} \quad (2-39)$$

La moyenne de chaque échantillon de bruit est égale à 0, la moyenne de leur produit est aussi égale à 0 ainsi que celle de la somme. La variance du produit est égale au produit des variances, car les échantillons sont centrés et indépendants.

La variable $c4_w$ est donc gaussienne centrée et de variance σ_{w4}^2 .

$c4_{w0}$ a pour loi $\mathcal{N}(0, \sigma_{w4}^2)$, avec

$$\sigma_{w4}^2 = N_w [\sigma_w^2 \cdot \sigma_w^2] = N_w [\sigma_w^2]^2 = N_w P_n^2 = N_w \left[\frac{N_0}{2} \right]^2 \quad \forall t_0 \quad (2-40)$$

En définitive la valeur totale de la corrélation, somme de ces quatre termes, peut être approximée par une variable aléatoire gaussienne :

$$c_{w0} = c1_{w0} + c2_{w0} + c3_{w0} + c4_{w0} \quad (2-41)$$

de loi $\mathcal{N}(\mu_w, \sigma_w^2)$ avec

$$\mu_w = c1_w = \frac{E_b}{2} u_{w0} \quad (2-42)$$

et

$$\sigma_w^2 = \sigma_{w2}^2 + \sigma_{w3}^2 + \sigma_{w4}^2 = N_0 E_b u_{w0} + N_w \left[\frac{N_0}{2} \right]^2 \quad (2-43)$$

Nous utilisons par la suite ce modèle de la valeur de corrélation pour l'évaluation des probabilités de synchronisation et de détection.

2.5.2 Probabilité de synchronisation.

Dans l'étude de la procédure de synchronisation on a remarqué que la corrélation glissante commence à n'importe quel endroit à l'intérieur du symbole $[0, T_S]$. A partir de cet instant t_0 on évalue K échantillons de la corrélation aux instants t_k également espacés de Δ , avec $t_k = k \cdot \Delta$ et $k = 0, \dots, K-1$ (Figure 2-10).

Il est possible que l'instant t_{\max} qui correspond à la valeur maximale de la corrélation ne fasse pas partie des valeurs échantillonnées. La vraie valeur maximale de la corrélation est notée $c_{W\max}$ à l'instant τ_{\max} , et la valeur maximale des échantillons est $\hat{c}_{W\max}$, à l'instant $\hat{\tau}_{k\max}$, (2-44).

$$\hat{k}_{\max} = \arg \max_k (c_W(\tau_k)) \quad \text{et} \quad \hat{c}_{W\max} = c_W(\hat{\tau}_{\max}) \quad (2-44)$$

La probabilité d'une synchronisation correcte est la probabilité que la valeur $\hat{c}_{W\max}$ soit contenue dans un intervalle Δ autour du vrai maximum $c_{W\max}$.

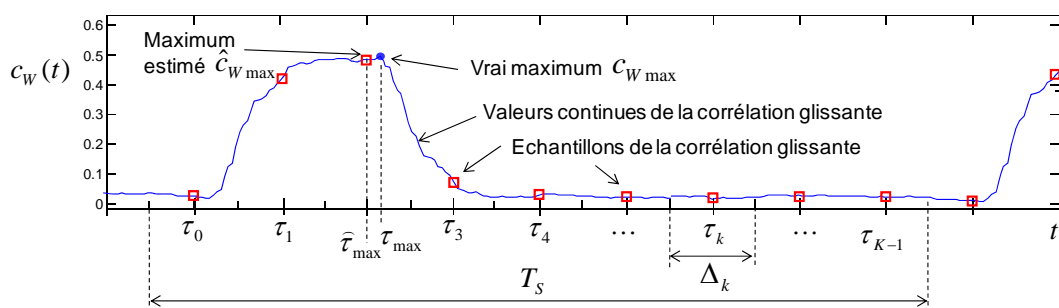


Figure 2-10. Valeurs continues et échantillons de la corrélation glissante.

On notera :

$$c_{Wk} = c_W(\tau_k) \quad (2-45)$$

Considérons H_k comme l'hypothèse que la position τ_{\max} appartienne à l'intervalle Δ centré sur l'instant τ_k .

Si le vrai maximum se trouve, par exemple, autour de τ_0 , c'est-à-dire qu'on est dans l'hypothèse H_0 , la synchronisation est dite correcte si la valeur c_{W0} est supérieure à tous les autres c_{Wk} , (2-46).

$$c_{W0} > c_{Wk}, \quad \forall k = 1, \dots, k-1 \quad (\text{ou } k \neq 0) \quad (2-46)$$

La probabilité de bonne synchronisation en supposant H_0 est alors :

$$P_{\text{sync}|H_0} = \Pr(c_{W0} > c_{W1}, \quad c_{W0} > c_{W2}, \quad \dots \quad c_{W0} > c_{W(K-1)} | H_0) \quad (2-47)$$

De même, si on considère que le vrai maximum se trouve autour de τ_1 :

$$P_{\text{sync}|H_1} = \Pr(c_{W1} > c_{W0}, \quad c_{W1} > c_{W2}, \quad \dots \quad c_{W1} > c_{W(K-1)} | H_1) \quad (2-48)$$

Pour les K hypothèses qui couvrent tout le symbole on a alors l'ensemble de probabilités individuelles, (2-49).

$$P_{sync|H_0}, P_{sync|H_1}, P_{sync|H_2}, \dots, P_{sync|H_{(K-1)1}} \quad (2-49)$$

Les intervalles étant disjoints les hypothèses sont incompatibles entre elles, la probabilité de trouver le vrai maximum est la somme de toutes les probabilités sur la période T_S , (2-50).

$$\begin{aligned} P_{sync} = & \Pr(c_{W0} > c_{Wk}, \forall k \neq 0 | H_0) \Pr(H_0) \\ & + \Pr(c_{W1} > c_{Wk}, \forall k \neq 1 | H_1) \Pr(H_1) + \\ & \dots + \Pr(c_{W(K-1)} > c_{Wk}, \forall k \neq (K-1) | H_{(K-1)}) \Pr(H_{(K-1)}) \end{aligned} \quad (2-50)$$

$$P_{sync} = \sum_{m=0}^{K-1} \Pr(c_{Wm} > c_{Wk}, \forall k \neq m | H_m) \Pr(H_m) \quad (2-51)$$

En absence d'information sur l'instant d'émission, toutes les positions du symbole auront la même probabilité de contenir la valeur maximale de la corrélation, alors $\Pr(H_m) = 1/K$.

$$P_{sync} = \Pr(c_{Wm} > c_{Wk}, \forall k \neq m | H_m) \quad (2-52)$$

En considérant $p(c_{W1}, c_{W2}, \dots, c_{W(K-1)} | H_m)$ la loi jointe des valeurs de la corrélation sous l'hypothèse H_m , on obtient :

$$P_{sync} = \int_{c_{Wm}=-\infty}^{+\infty} \int_{c_{Wk} < c_{Wm}} \dots \int p(c_{W0}, c_{W1}, \dots, c_{W(K-1)} | H_m) dc_{W0} dc_{W1} \dots dc_{W(K-1)} \quad (2-53)$$

D'après (2-41) les variables $c_{Wm} | H_m$ sont des gaussiennes $\mathcal{N}(\mu_w, \sigma_w^2)$. Dans le cas de la synchronisation ces variables sont obtenues à partir des valeurs contenues dans les fenêtres d'échantillonnage décalées de Δ au long du symbole. Les variables successives proviennent de fenêtres qui se chevauchent, ne sont donc pas complètement indépendantes. Les variables qui sont éloignées entre elles de plus de T_w , peuvent être considérées indépendantes. On supposera par la suite toutes les variables indépendantes ; alors la probabilité peut être exprimée comme le produit des lois :

$$P_{sync} = \int_{c_{Wm}=-\infty}^{+\infty} p(c_{Wm} | H_m) \int_{-\infty}^{c_{Wm}} p(c_{W0} | H_m) \int_{-\infty}^{c_{Wm}} \dots \int_{-\infty}^{c_{Wm}} p(c_{W(K-1)} | H_m) dc_{W0} dc_{W1} \dots dc_{W(K-1)} \quad (2-54)$$

Étant donné, d'après §2.5.1, que les lois $p(c_{Wm} | H_m)$, variables gaussiennes, possèdent les valeurs moyennes et variances suivantes :

$$\mu_{Wm} = \frac{E_b}{2} u_{Wm} \quad (2-42)$$

$$\sigma_{Wm}^2 = \frac{N_0}{2} E_b u_{Wm} + N_w \left[\frac{N_0}{2} \right]^2 \quad (2-43)$$

La probabilité de synchronisation P_{sync} devient :

$$P_{sync} = \int_{x=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sigma_{Wm} \sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{x-\mu_{Wm}}{2\sigma_{Wm}^2}\right)} \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{K-1} \left(1 - Q\left(\frac{x - \mu_{Wk}}{\sigma_{Wk}}\right)\right) dx \quad (2-55)$$

La probabilité de synchronisation reste donc fonction des valeurs des échantillons de la corrélation glissante c_{wk} et de l'écart type σ_{wk} . Elle dépend aussi du nombre d'échantillons K fixé par le déplacement Δ .

Les deux premiers paramètres, c_{wk} et σ_{wk} , sont déterminés par le canal particulier, tandis que Δ correspond à la période d'échantillonnage de la corrélation glissante, déterminée par le système électronique qui gère la procédure.

Nous allons maintenant évaluer la performance de la synchronisation à l'aide des simulations.

2.5.3 Calcul numérique de la probabilité de synchronisation.

Une évaluation de la performance de la synchronisation du récepteur TDSC a été menée pour les canaux UWB haut débit, [2]. Les résultats montrent que le type de canal a peu d'influence sur la probabilité de synchronisation et que le fait de doubler la séparation Δ entre les échantillons de 3 ns à 6 ns fait gagner 5 dB de rapport signal à bruit. La durée du symbole était de $T_s = 150ns$ et le temps de corrélation $T_w = 15ns$, ce qui correspond respectivement à 50 et 25 échantillons de la corrélation glissante. La durée de la procédure de synchronisation était alors de 7.5 μs et 3.75 μs .

Pour le cas des canaux du modèle de la norme IEEE 802.15.4a à bas débit, quelques résultats du calcul sont présentés sur la Figure 2-11. Une expression polynomiale, (2-56), a été utilisée pour u_w , proportion de l'énergie du symbole contenue dans les registres, avec ajustement aux résultats générés par un grand nombre de tirages de canaux suivant le modèle IEEE.

$$u_w(T_w) = \frac{p_1 T_w^3 + p_2 T_w^2 + p_3 T_w + p_4}{T_w^3 + q_1 T_w^2 + q_2 T_w + q_3} \quad (2-56)$$

Tableau 2-1. Paramètres du modèle de la constante d'énergie u_w .

	p_1	p_2	p_3	p_4	q_1	q_2	q_3
CM1	1.002	-39.93	1875	5039	-38.42	1550	2.614e+004
CM2	0.9337	29.83	293.9	95.47	12.45	1415	1239
CM3	0.9883	24	38.28	13.06	21.16	204	208.8
CM4	1.005	11.79	904.5	143.1	14.6	459.2	2.226e+004
CM5	-4.119	7214	7.501e+004	-1861	5375	2.37e+005	1.795e+005
CM6	43.88	2.564e+004	5.682e+004	-778.7	3.272e+004	8.863e+005	4.663e+004
CM7	0.9955	-16.46	431	19.6	-17.64	501.6	316.8
CM8	2.904	-32.93	54.71	-12.28	398.3	-783.7	179.1
CM9	0.9967	10.21	1449	491.1	4.942	2422	1036

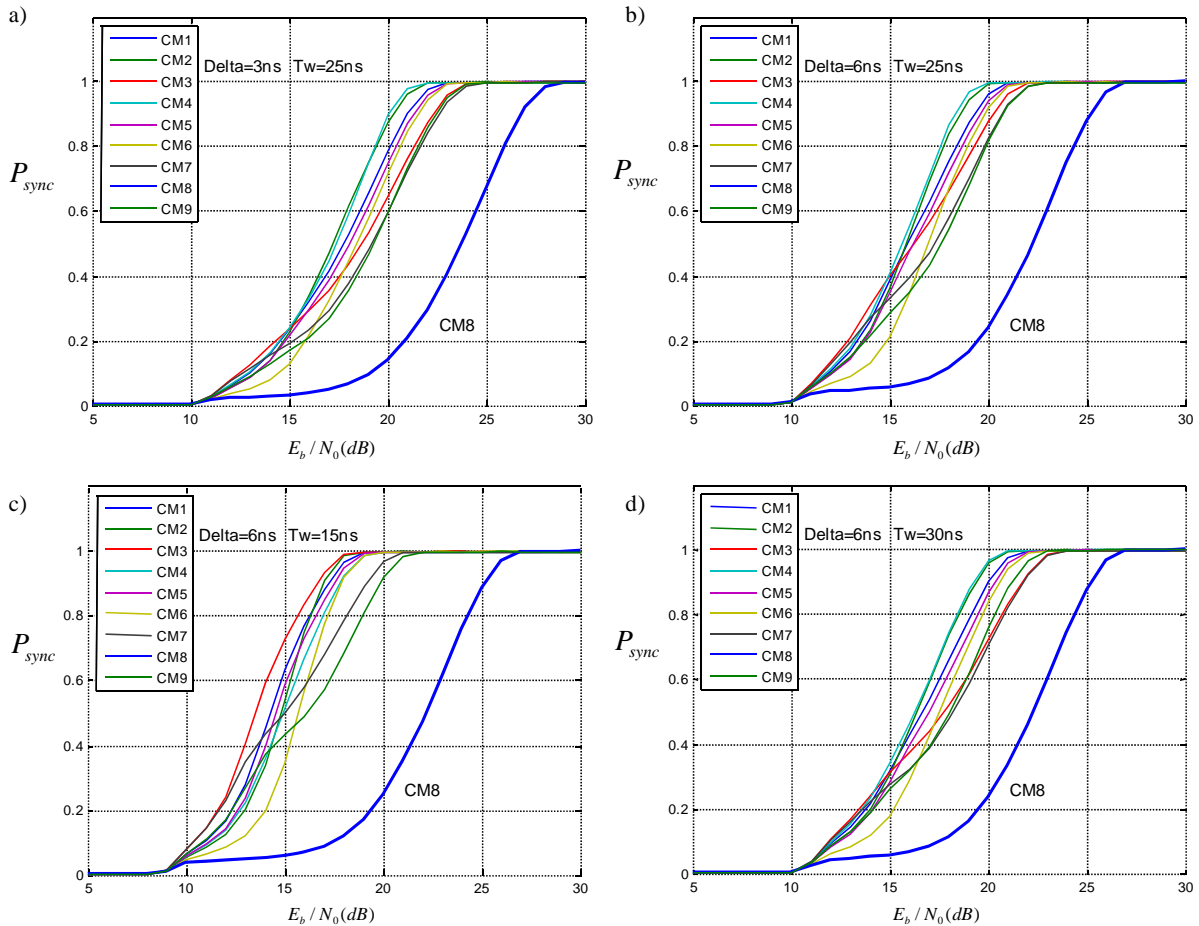


Figure 2-11. Probabilité de synchronisation au maximum de la corrélation.
a-b) Variation du déplacement Δ . c-d) Variation de la fenêtre de corrélation T_W .

Les séries de courbes *a* et *b* correspondent à la probabilité de synchronisation pour chacun des 9 canaux du modèle avec une longueur de fenêtre de 25 ns et deux séparations Δ différentes : 3 ns et 6 ns. Les séries de courbes *c* et *d* montrent une séparation, Δ égale à 6 ns, avec deux longueurs différentes de la fenêtre de corrélation de 15 ns et 30 ns.

D'après ces résultats on voit que doubler la séparation de 3 ns à 6 ns entre les échantillons fait gagner environ 2 dB et que diminuer la fenêtre de 30 à 15 ns améliore la réponse de 4 dB pour quelques canaux seulement. A l'exception du canal CM8 (NLOS Industrial), tous les canaux ont un comportement similaire.

2.5.4 Synchronisation et temps de cohérence.

Comme on l'a vu, la procédure de synchronisation exige un nombre minimum de symboles afin d'obtenir la corrélation glissante et identifier la position correcte pour la détection. Pendant le temps de transmission des données les caractéristiques du canal ne doivent pas changer. A cet effet, ce temps doit être inférieur au temps de cohérence du canal, donné par (2-57), [17].

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} \quad (2-57)$$

Où f_m correspond au déplacement Doppler maximal, fonction de la vitesse du mouvement v du dispositif mobile et de la fréquence d'émission f_c , (2-58).

$$f_m = \frac{v}{\lambda}, \quad \lambda = \frac{c}{f_c} \quad (2-58)$$

Prenons l'exemple du canal 1 de la norme IEEE 802.15.4a. La fréquence porteuse est 3.494 GHz et la largeur de bande de 499.2 MHz. Le temps de cohérence calculé pour une vitesse de déplacement du dispositif mobile de 5 m/s est 7.3 ms. En utilisant les valeurs de la simulation précédente (symboles de durée 150 ns et période d'échantillonnage de corrélation égal à $\Delta = 6ns$) le nombre de symboles nécessaires pour obtenir la synchronisation est de 25.

Pendant le temps de cohérence, le récepteur mobile est capable de recevoir environ 48,000 symboles de données avant resynchronisation. Si l'on considère un déplacement du mobile durant une seconde, il faudra resynchroniser le récepteur environ 136 fois pour un total de 6.5 M symboles émis.

Le débit de données total, en plus du temps de cohérence, est aussi influencé par le lissage effectué pour réduire le bruit. Une amélioration de 15 dB, par exemple, s'obtient en réalisant un lissage sur 32 cycles de la séquence de synchronisation, ce qui représente 800 symboles dédiés à la synchronisation et en laisse 47,200 pour les données.

2.5.5 Simulation de la procédure de synchronisation.

A titre d'illustration de la procédure de synchronisation, on présente ici quelques exemples des signaux simulés grâce au logiciel MATLAB.

La Figure 2-12 montre une simulation de la procédure de synchronisation calculant un point de la corrélation glissante à chaque symbole. Chaque trame du signal émis est composée d'une séquence de symboles de synchronisation et d'une séquence de symboles porteurs des données d'information.

Dans cet exemple il n'y a ni bruit ni effets du canal. Les impulsions correspondant aux bits d'information sont modulées BPSK. Le temps de durée d'un symbole est de $T_s = 330 ns$. La valeur du déplacement des fenêtres de corrélation est de $\Delta = 15 ns$. Il est nécessaire d'avoir 22 symboles pour la synchronisation.

La valeur maximale de la corrélation est ici obtenue pour la valeur $k = 15$ de l'indice de corrélation, ce qui correspond à un temps de 15Δ secondes, soit 225 ns.

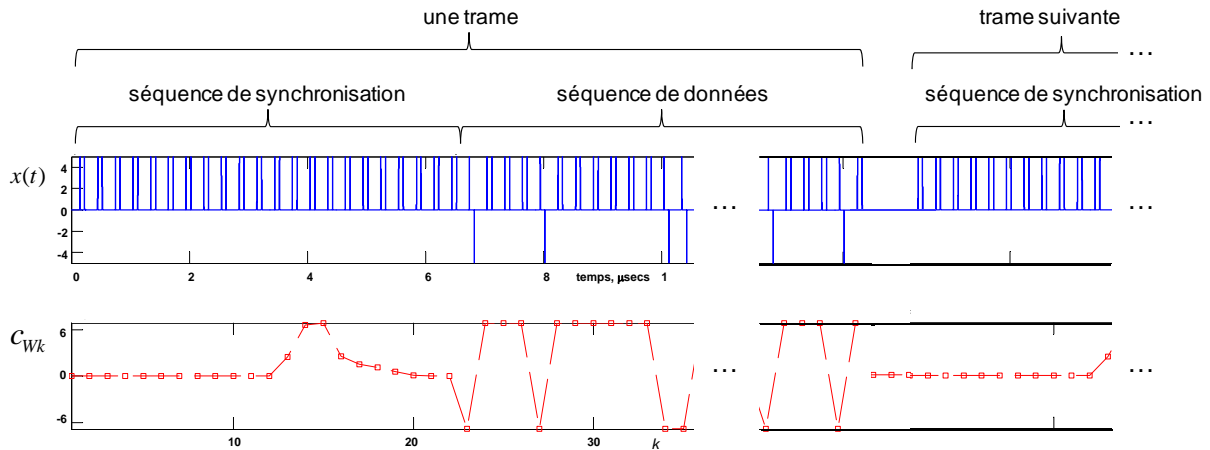


Figure 2-12. Simulation de la procédure de synchronisation et de détection.

La Figure 2-13 montre les échantillons de la corrélation glissante calculés sur un symbole du signal. On a fait varier la durée de la fenêtre de corrélation, T_W , et la valeur de la séparation des échantillons, Δ .

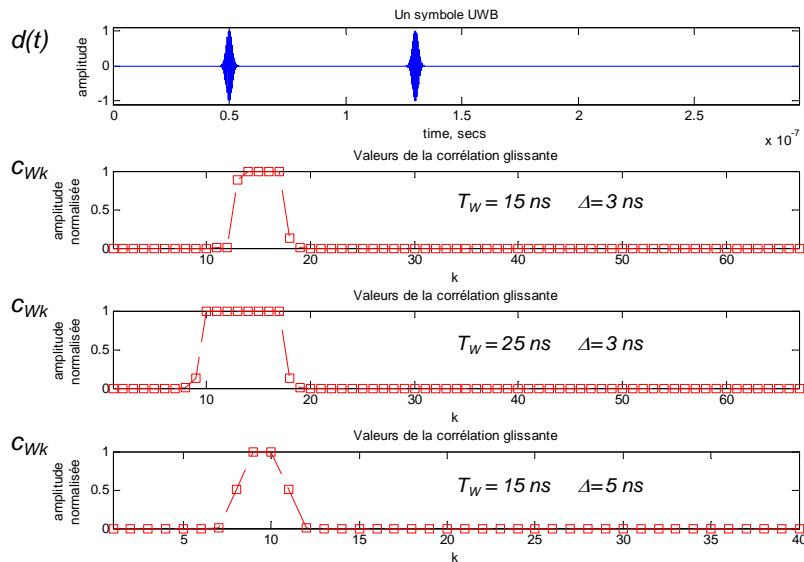


Figure 2-13. Exemple de résultats de la corrélation glissante lors la procédure de synchronisation avec des différentes paramètres d'opération.

On peut voir que, quand la durée de la fenêtre augmente, on perd en résolution sur la valeur maximale : il existe plusieurs points qui correspondent à la valeur maximale. Du côté de la séparation Δ , comme on a déjà dit §2.5.4, un pas trop grand fait que la valeur maximale est mal positionnée.

La Figure 2-14 montre l'addition des effets du bruit et du canal. On a simulé le canal CM1 avec bruit additif pour des niveaux de signal à bruit de 40, 30 et 20 dB. On voit qu'à 20 dB on peut encore identifier la valeur maximale de la corrélation glissante ce qui fait que la synchronisation est valable.

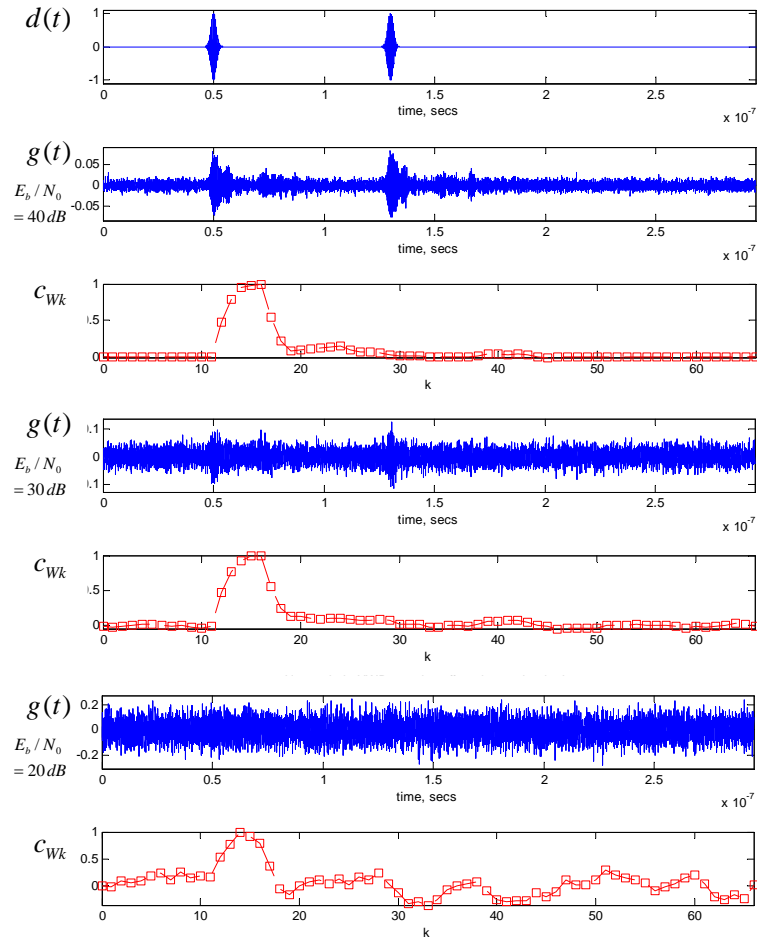


Figure 2-14. Effets du canal sur le signal TR-UWB pour plusieurs réalisations.

2.6 Probabilité d'erreur à la détection des symboles.

L'évaluation des performances de la détection des symboles avec la méthode TDSC permet de déterminer les valeurs des paramètres du système pour un fonctionnement plus efficace.

L'expression de la probabilité d'erreur en détection est développée et quelques simulations sont présentées afin d'identifier les conditions pour un meilleur fonctionnement notamment pour les canaux CM1 à CM4 de la norme IEEE 802.15.4a à bas débit.

2.6.1 Formalisation de la probabilité d'erreur.

On a modélisé (§2.5.1) un échantillon de la corrélation c_W comme une variable gaussienne $\mathcal{N}(\mu_w, \sigma_w^2)$ avec la valeur moyenne μ_w et la variance σ_w^2 ,

$$\mu_w = \frac{E_b}{2} u_{w0} \quad (2-42)$$

$$\sigma_w^2 = \frac{N_0}{2} E_b u_w + N_w \left[\frac{N_0}{2} \right]^2 \quad (2-43)$$

Pour le cas de la détection d'information modulé en polarité binaire BPSK, on désigne par H_1 et H_2 les hypothèses de modulation de l'impulsion respectivement par $c = +1$ et $c = -1$ et la décision est déterminé par la comparaison de la corrélation c_w à un seuil γ_d (2-59).

$$\left\{ \begin{array}{c} H_1 \\ > \\ c_w < \gamma_d \\ < \\ H_2 \end{array} \right\} \quad (2-59)$$

Une erreur se produit quand l'hypothèse H_1 est choisie si un « -1 » a été transmis ou à contrario une erreur est aussi produite quand l'hypothèse H_2 est choisie si un « +1 » a été transmis. La probabilité d'erreur est donc la somme des deux probabilités, (2-60).

$$P_e = P(H_1|-1)P(-1) + P(H_2|+1)P(+1) \quad (2-60)$$

Si les valeurs « -1 » et « +1 » sont transmises avec la même probabilité, alors $P(-1) = P(+1) = \frac{1}{2}$.

$$P_e = \frac{1}{2} [P(H_1|-1) + P(H_2|+1)] \quad (2-61)$$

La valeur optimale du seuil γ_d qui minimise la probabilité d'erreur précédente est fonction des valeurs moyennes de la corrélation, (2-62).

$$\gamma_d = \frac{\mu_{W(c=+1)} + \mu_{W(c=-1)}}{2} = \frac{\mu_{W(c=+1)} - \mu_{W(c=+1)}}{2} = 0 \quad (2-62)$$

La probabilité d'erreur en détection pour le cas BPSK devient donc :

$$\begin{aligned} P_{e|c,W} &= Q\left(\sqrt{\frac{\mu_w^2}{\sigma_w^2}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{E_b^2 u_w^2}{4\left(\frac{N_0 E_b u_w}{2} + N_w \frac{N_0^2}{4}\right)}}\right) \\ &= Q\left(\frac{E_b}{N_0} \frac{u_w}{\sqrt{2 u_w \frac{E_b}{N_0} + N_w}}\right) \end{aligned} \quad (2-63)$$

Pour le cas de la modulation d'amplitude (OOK) les hypothèses de modulation H_1 et H_2 correspondent à décider respectivement qu'un « +1 » a été émis ou qu'un « 0 » a été émis ($c \in \{+1,0\}$). Le seuil de détection optimal est alors différente de zéro, il est sensiblement égal à (2-64), c'est-à-dire la moitié du maximum de la corrélation.

$$\gamma_d = \frac{\mu_{W(c=+1)}}{2} = \frac{E_b}{4} u_w \quad (2-64)$$

et la probabilité d'erreur en détection est :

$$\begin{aligned} P_{e|c,W} &= Q\left(\sqrt{\frac{\mu_w^2}{2\sigma_w^2}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{E_b^2 u_w^2}{8\left(\frac{N_0 E_b u_w}{2} + N_w \frac{N_0^2}{4}\right)}}\right) \\ &= Q\left(\frac{E_b}{2N_0} \frac{u_w}{\sqrt{2u_w \frac{E_b}{N_0} + N_w}}\right) \end{aligned} \quad (2-65)$$

En plus du rapport énergie par bit sur densité spectrale de bruit, E_b / N_0 , cette probabilité dépend donc du nombre d'échantillons N_w (largeur de la fenêtre de corrélation, T_w) et de la fraction de l'énergie collectée u_w .

Cette énergie collectée dépend aussi de T_w et de la bonne synchronisation du système.

2.6.2 Calcul numérique de la probabilité d'erreur de la détection des symboles.

L'expression de la probabilité d'erreur est ici évaluée pour différents rapports signal sur bruit et en fonction de la longueur de la fenêtre et de l'énergie collectée u_w afin d'optimiser les paramètres, comme lors de l'étude des canaux du modèle à haut débit de la norme IEEE 802.15.3a présentée en [2]. On présente ici quelques résultats complémentaires concernant les canaux de la norme IEEE 802.15.4a à bas débit, notamment pour les canaux CM1 à CM4.

La Figure 2-15 montre les courbes théoriques de la probabilité d'erreur fonction de E_b / N_0 pour les canaux CM1 à CM4 correspondant aux environnements intérieurs Residential et Office LOS and NLOS. Le calcul a été fait avec une fenêtre de corrélation $T_w = 20 \text{ ns}$. On trouve que dans le cas des canaux LOS, le canal CM3 est plus performant que le canal CM1 pour les mêmes niveaux E_b / N_0 .

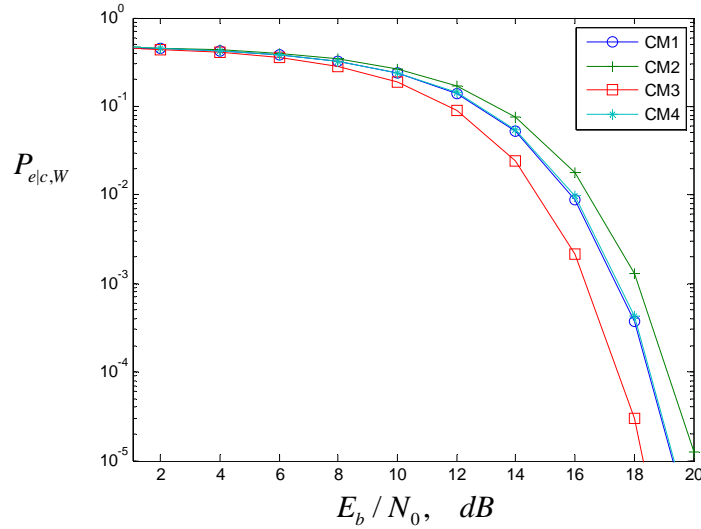


Figure 2-15. Probabilité d'erreur moyenne fonction de E_b / N_0 pour les canaux CM1-CM4.

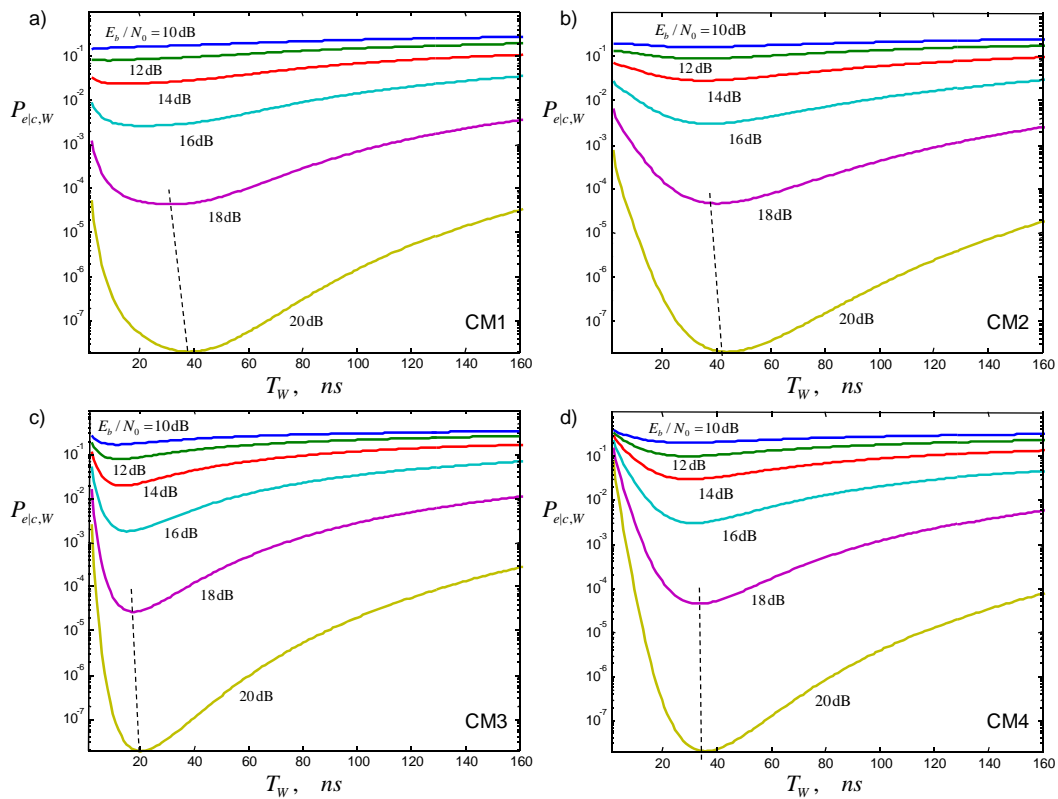


Figure 2-16. Probabilité d'erreur moyenne fonction de T_W à différent E_b / N_0 pour les canaux CM1 à CM4.

Si on fait varier la largeur de la fenêtre en maintenant un même niveau E_b / N_0 , on identifie la valeur optimale pour chaque canal. La Figure 2-16 montre les courbes trouvées pour une plage de variation de 10 à 20 dB du rapport signal à bruit.

Pour les canaux CM 1, CM2 et CM4 la valeur de largeur où se trouve le minimum de la probabilité d'erreur se situe autour de 35-40 ns, tandis que pour le canal CM3 elle se trouve vers 18-20 ns.

La différence des valeurs optimales entre les canaux oblige à choisir une valeur intermédiaire qui représente un compromis pour la performance d'un détecteur censé être capable de travailler dans différents environnements. Dans notre cas on peut dire que c'est la valeur de 28 ns qui correspond à ce compromis. Pour le cas des modèles de canaux à haut débit il avait été trouvé une valeur autour de 15-17 ns, [15].

2.7 Conclusions.

On a décrit dans ce chapitre la méthode *Time Delayed Sampling and Correlation* (TDSC) pour la détection de signaux TR-UWB. Cette méthode repose sur l'utilisation d'un retard numérique pour le décalage des impulsions à corrélérer. De la sorte, grâce à la précision des circuits numériques, le temps de décalage généré par l'émetteur est obtenu facilement au niveau du récepteur.

On a ensuite étudié le fonctionnement du récepteur basé sur cette méthode.

La procédure de synchronisation proposée est basée sur la corrélation glissante. Sa performance est fonction du pas d'échantillonnage Δ de la corrélation et du temps d'intégration T_w . Tous les canaux du modèle de la norme IEEE 802.15.4a (bas débit) montrent un comportement similaire par rapport aux variations de ces deux paramètres à l'exception du canal CM8.

Le calcul de la probabilité d'erreur à la détection montre que, parmi les canaux correspondant aux environnements intérieurs de la norme IEEE 802.15.4a, c'est le canal CM3 qui est le plus performant. L'étude de la largeur de la fenêtre de corrélation T_w a permis de déterminer une valeur adaptable à tous les environnements tout en maintenant une bonne performance.

Ces résultats complètent ceux présentés en [2], pour les canaux à haut débit du modèle IEEE 802.15.3a.

Quelques éléments de ce chapitre, liées aux résultats des performances de la détection et de la synchronisation, ont été inclus dans un article pour un ouvrage de compilation intitulé : "Lectures Notes". Communications in Computer and Information Science (CCIS) series par Springer-Verlag, en cours de publication.

Le prochain chapitre présente la conception et la réalisation des cartes de test pour conforter le principe de détection et valider la procédure de synchronisation.

2.8 Références bibliographiques.

- [1] Francisco I. Hirata-Flores. *Design and Implementation of a CMOS Prototype for a TDSC-UWB Receiver Based on TR Detection Scheme*. PhD thesis, Ecole Doctorale EDITE. Université Pierre & Marie Curie. Institut Télécom SudParis. Evry., 2008.
- [2] Charbel Saber. *Ultra Large Bande Radio par Impulsions. Contributions à la Définition du Récepteur TDSC. Relation à la filière technologique*. PhD thesis, Faculté de sciences d'Orsay. Université Paris-Sud 11. Institut Télécom SudParis., 2008.
- [3] A. Trindade, Quang Hieu Dang, and A.-J. van der Veen. Signal processing model for a transmit-reference uwb wireless communication system. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 270 – 274, nov. 2003.
- [4] Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juregen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, and Kai Siwiak. Ieee 802.15.4a channel model - final report. Technical report, IEEE 802.15.4a channel modeling subgroup, 2004.
- [5] R. Hoctor and H. Tomlinson. Delay-hopped transmitted-reference rf communications. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 265 – 269, 2002.
- [6] T.Q.S. Quek, M.Z. Win, and D. Dardari. Uwb transmitted reference signaling schemes - part i: performance analysis. In *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pages 587 – 592, sept. 2005.
- [7] Z. Sahinoglu, S. Gezici, and I. Güvenc. *Ultra-wideband Positioning Systems. Theoretical Limits, Ranging Algorithms, and Protocols*. Cambridge University Press, 2008.
- [8] I. Guvenc, Z. Sahinoglu, and P.V. Orlik. Toa estimation for ir-uwb systems with different transceiver types. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(4):1876 – 1886, jun. 2006.
- [9] B. Sklar. *Digital communications: fundamentals and applications*. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series. Prentice-Hall PTR, 2001.
- [10] Meng-Hsuan Chung and R.A. Scholtz. Comparison of transmitted- and stored-reference systems for ultra-wideband communications. In *Military Communications Conference, 2004. MILCOM 2004. 2004 IEEE*, volume 1, pages 521 – 527 Vol. 1, oct.-3 nov. 2004.
- [11] Yi-Ling Chao and R.A. Scholtz. Optimal and suboptimal receivers for ultra-wideband transmitted reference systems. In *Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM '03. IEEE*, volume 2, pages 759 – 763 Vol.2, dec. 2003.
- [12] Muriel Muller, Francisco Hirata-Flores, Yang Ni, Roger Lamberti, and Charbel Saber. Fully cmos low power low complexity detection method for tr-uwb. In *6th Edition of IEEE Faible Tension Faible Consommation, FTFC 2007 Paris*, 2007.
- [13] Charbel Saber, Roger Lamberti, and Claude Gimenes. Synchronization solution for the tdsc-uwb detection method. In Tarek Sobh, Khaled Elleithy, Ausif Mahmood, and Mohammad A. Karim, editors, *Novel Algorithms and Techniques In Telecommunications, Automation and Industrial Electronics*, pages 311–316. Springer Netherlands, 2008. 10.1007/978-1-4020-8737-0_56.
- [14] Jeff Forester. Channel modeling sub-committee report final. Technical report, Study group IEEE 802.15.SG3a, 2002.
- [15] Charbel Saber, Roger Lamberti, Muriel Muller, Yang Ni, and Francisco Hirata-Flores. Optimal correlator size for the tdsc-uwb detection method. In *Mobility '07: Proceedings of the 4th international conference on mobile technology, applications, and systems and*

- the 1st international symposium on Computer human interaction in mobile technology*, pages 98–103, New York, NY, USA, 2007. ACM.
- [16] Yang Ni; Muller, M.; Baldinger, J.-L.; Lebegue, A. An Impulse Radio UWB system for Sensor Networking, In *Control and Automation, 2005. ICCA '05. International Conference on*, Volume 1, 26-29 June 2005 Page(s):203 – 207.
- [17] T.S. Rappaport. *Wireless communications: principles and practice*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Prentice Hall PTR, 1996.
- [18] Y.-L. Chao, R.A. Scholtz, Ultra-wideband transmitted reference systems, *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Sept. 2005.
- [19] Witrisal, G. Leus, G. J. M. Janssen, M. Pausini, F. Troesch, T. Zasowski and j. Romme, Noncoherent Ultra- Wideband Systems, *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 26, no. 4, pp. 48-66, July 2009.

Chapitre 3

Validation expérimentale de la méthode TDSC

Le développement d'une plateforme de test pour l'émission et la réception des signaux UWB, basée sur le circuit intégré prototype TDSC [1], a donné la possibilité d'enregistrer des signaux TR-UWB réels reçus à travers un canal, utilisables pour l'étude des applications de la méthode TDSC.

Ce chapitre présente le développement de deux cartes de test, l'émetteur et le récepteur, (Figure 3-1), qui composent la plateforme. L'émetteur a été conçu pour générer un train d'impulsions de signaux TR-UWB, de manière simple et peu encombrante. Le récepteur a été conçu pour permettre la détection du signal en appliquant la méthode TDSC et sa sauvegarde sur un ordinateur pour être traité par le logiciel de simulation MATLAB.

La difficulté principale a été de générer, au niveau de l'émetteur et du récepteur, un temps T_D connu et suffisamment identique entre les deux cartes pour permettre la détection des symboles.

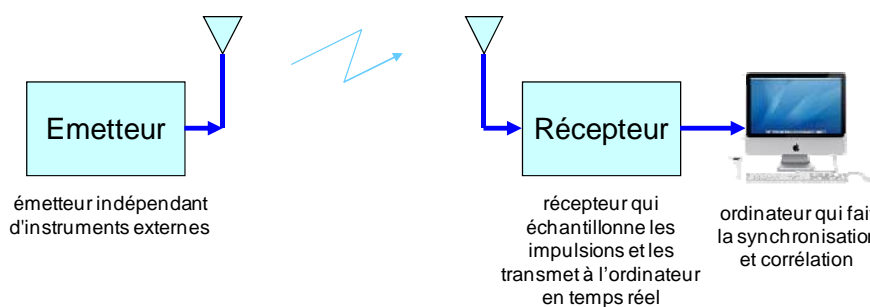


Figure 3-1. Plateforme de test du récepteur TDSC.

Les tests ont été effectués, d'une part à l'aide d'un câble jouant le rôle du canal de transmission pour assurer la fiabilité de l'émission et, d'autre part, en utilisant un système de communication radio comme dans le cas d'une application réelle.

Les résultats obtenus permettent de valider expérimentalement la méthode TDSC en termes de détection de données et de procédure proposée pour la synchronisation du récepteur.

Nous disposons ainsi d'une plate-forme propre à l'étude des signaux TR-UWB et à la réalisation d'un récepteur autonome TDSC. Il en est de même pour l'analyse expérimentale des stratégies de mesure du temps d'arrivée qui servent au calcul de la distance et permettent le positionnement d'un dispositif mobile dans un réseau ad-hoc multi-capteurs, (sujet des chapitres 4 et 5).

3.1 L'émetteur.

Le signal TR-UWB qui sera émis (Figure 3-2) est constitué de symboles périodiques (durée de symbole T_s), composés de deux impulsions $p(t)$ de durée T_p et séparées d'une durée T_D , avec ou sans modulation comme vu au chapitre 2.

Dans le cas sans modulation, la variable porteuse de l'information a pour valeur $c=1$, (3-1).

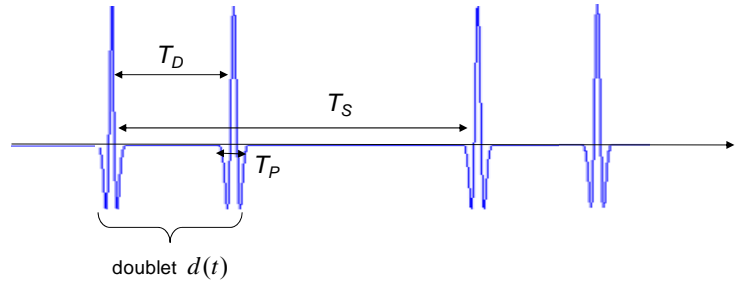


Figure 3-2. Symboles TR-UWB produit par la carte de l'émetteur.

$$x(t) = \sum_k p(t - kT_s) + c \cdot p(t - kT_s - T_D) \quad (3-1)$$

Le cas de la modulation en amplitude (OOK) peut être facilement introduit en n'émettant pas l'impulsion d'information, $c \in \{+1, 0\}$, (Figure 3-3).

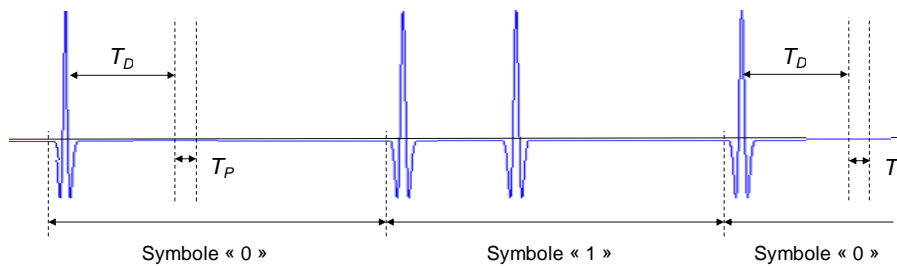


Figure 3-3. Une séquence de symboles TR-UWB modulés en amplitude OOK.

3.1.1 Conception et construction.

L'émetteur est constitué par un ensemble microcontrôleur et circuit formateur d'onde. Ainsi le signal est généré de manière simple et les temps entre impulsions tout comme la durée du symbole sont facilement obtenus.

La structure générale est présentée sur la Figure 3-4. Le microcontrôleur Dallas DS89C450 génère des impulsions carrées à la base du doublet TR-UWB. Un circuit formateur d'onde à la sortie du microcontrôleur est composé d'une diode SRD (step recovery diode) MMD-1143 de Aeroflex Metelics (équivalente à la diode MMD-830) et d'une ligne court-circuitée, il permet la mise en forme particulière de l'impulsion UWB à transmettre.

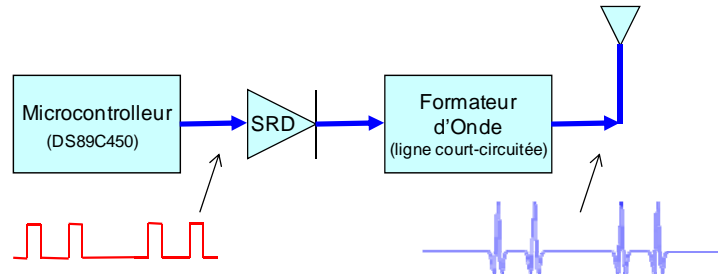


Figure 3-4. Structure de l'émetteur.

Le microcontrôleur fonctionne avec une horloge à quartz de fréquence 30 MHz qui permet de régler la durée du cycle d'instruction à 33,33 ns, [2], [3]. Un amplificateur opérationnel de courant AD8011 est inséré entre le microcontrôleur et le circuit formateur d'onde.

Le circuit formateur d'onde est une réalisation du circuit proposé en [4] et [5] : la ligne court-circuitée est mise en parallèle à la sortie de la diode pour générer une très courte impulsion, différence entre l'impulsion sortant de la diode et l'impulsion réfléchiée et inversée par la ligne court-circuitée.

Le retard introduit par cette dernière dépend de la longueur de la ligne et de ses caractéristiques physiques. On a simulé, avec le logiciel ADS d'Agilent Technology, le circuit pour en trouver les dimensions optimales afin d'obtenir une impulsion d'amplitude la plus grande et de largeur correspondante au format UWB. On peut observer (Figure 3-5), les différents paramètres à différents points du circuit. La Figure 3-6 montre un exemple de résultats de simulation : signal en sortie du circuit de la ligne court-circuitée (le signal d'entrée étant un signal carré).

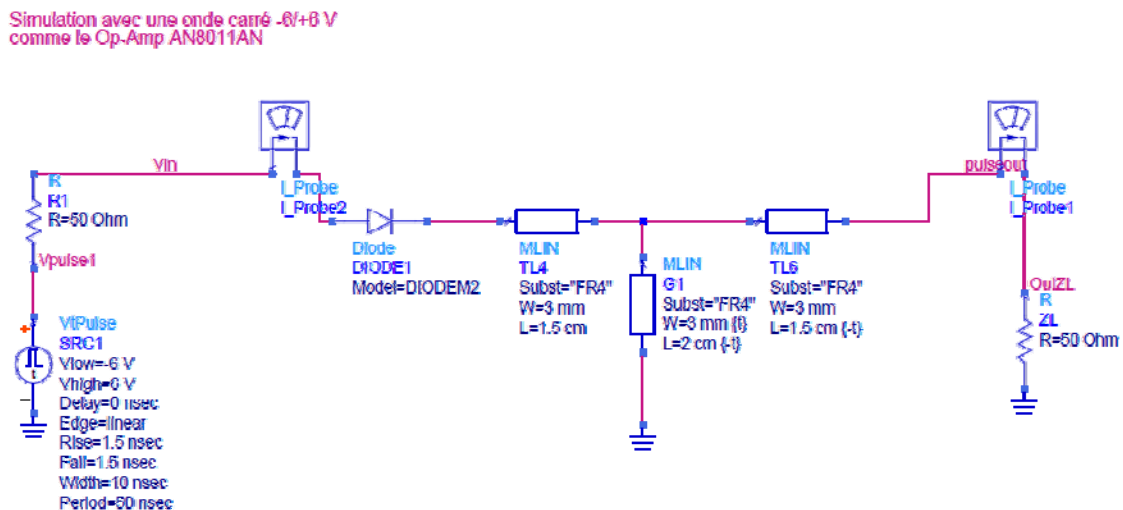


Figure 3-5. Circuit pour la simulation de la ligne court-circuitée de l'émetteur.

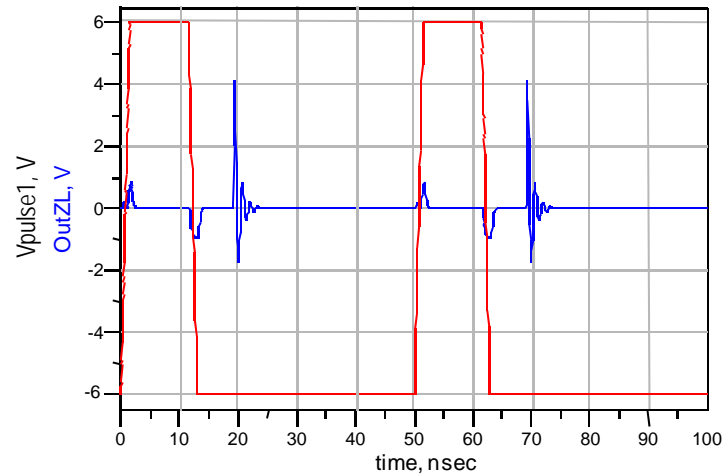


Figure 3-6. Exemple du signal à l'entrée, carré, et du signal à la sortie, impulsion, de la simulation.

Les valeurs optimales des caractéristiques physiques du circuit formateur d'onde, obtenues par simulation (logiciel ADS), sont présentées Tableau 1.

Tableau 1. Dimensions du circuit de la ligne court-circuitée.

Ligne	Longueur (cm)	Largeur (cm)
Ligne de la diode TL4	1.5 cm	3 mm
Ligne court-circuitée G1	2.5 cm	3 mm
Ligne de sortie TL6	1.5 cm	3 mm

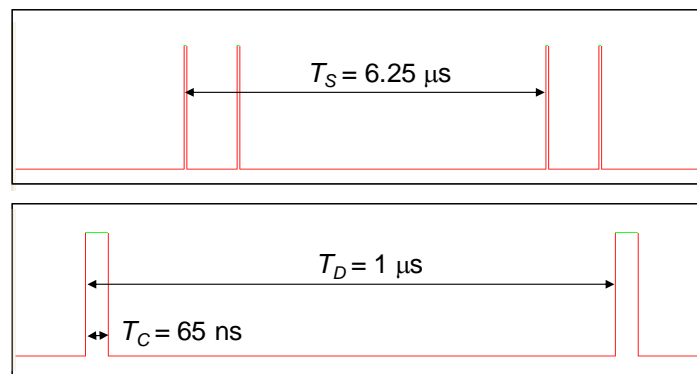


Figure 3-7. Signaux carrés générés par le microcontrôleur de l'émetteur.

L'amplificateur opérationnel a été utilisé de deux manières différentes :

- la première en amplificateur, montage recommandé par le fabricant pour obtenir le fonctionnement avec la meilleure réponse en fréquence.

- la deuxième en comparateur produisant un signal positif et négatif, idéal pour le fonctionnement de la diode.

Nous allons considérer à présent les formes d'onde obtenues à l'aide de ces cartes.

3.1.2 Tests de fonctionnement.

a) *Ampli-op en amplificateur.*

Le signal obtenu à la sortie du microcontrôleur avait une amplitude voisine de 2 V au lieu de 5V. Ceci est dû à la faible valeur de la résistance de charge (51Ω) connectée à sa sortie. On a alors optimisé les valeurs des composants pour obtenir l'amplitude maximale du doublet d'impulsion. L'impulsion à la sortie de la diode a une amplitude voisine de 0.3 V crête à crête.

La Figure 3-8 présente un exemple des signaux obtenus. Le signal construit est un doublet dont chaque impulsion est distante de $1 \mu\text{s}$ (T_D) et chaque doublet est distant de $6,7 \mu\text{s}$ (T_S).

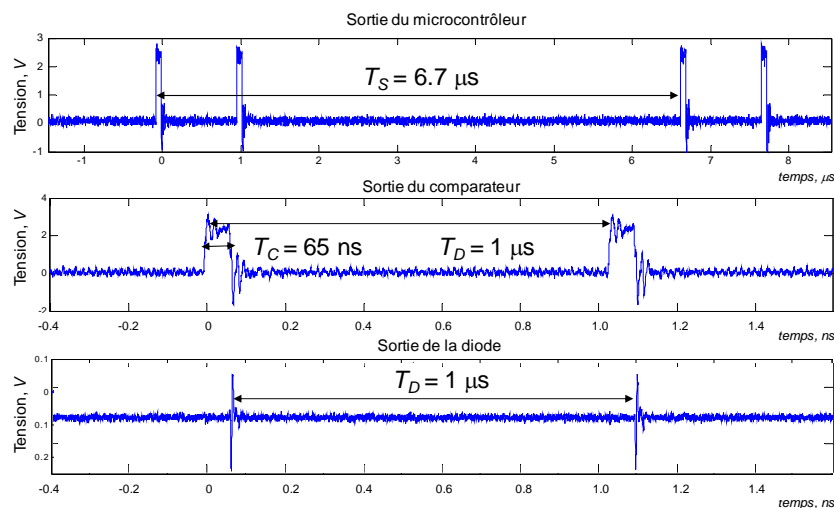


Figure 3-8. Signaux obtenus en utilisant l'ampli-op comme amplificateur.

b) *Ampli-op en comparateur.*

La contre-réaction a été éliminée par rapport à la configuration amplificateur. Deux potentiomètres permettent de varier la forme, l'amplitude et l'instant de génération des impulsions. On peut alors obtenir, par exemple, des impulsions négatives ou positives (Figure 3-9 et Figure 3-10), ce qui permettrait de générer une modulation type BPSK.

Compte tenu de ces résultats, on a choisi de travailler en configuration comparateur, avec une impulsion positive d'amplitude 1.16 volts et une largeur de l'ordre de 1 ns, Figure 3-11.

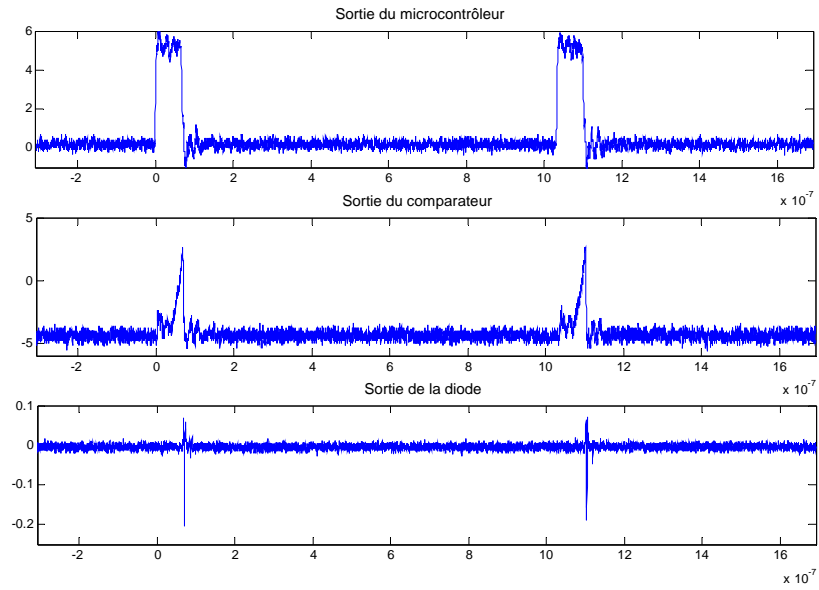


Figure 3-9. Signal obtenu : impulsion avec une crête négative.

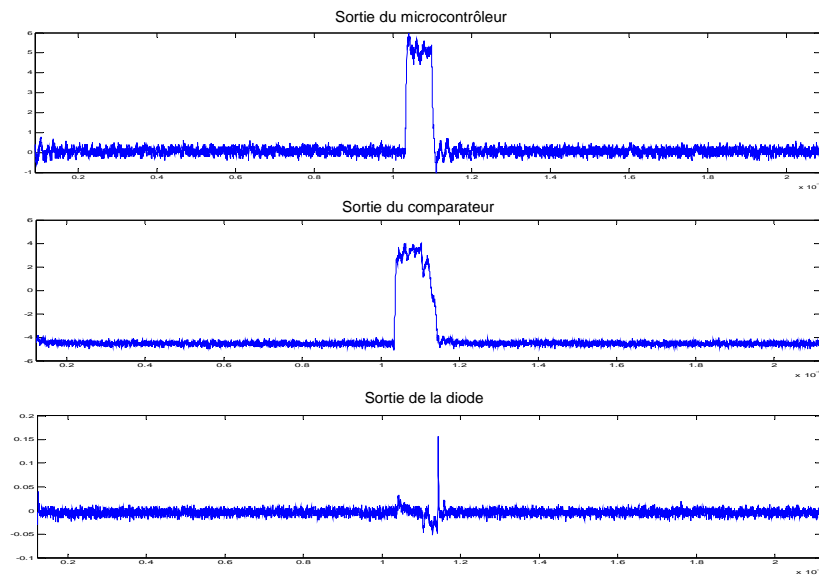


Figure 3-10. Signal obtenu : impulsion avec une crête positive.

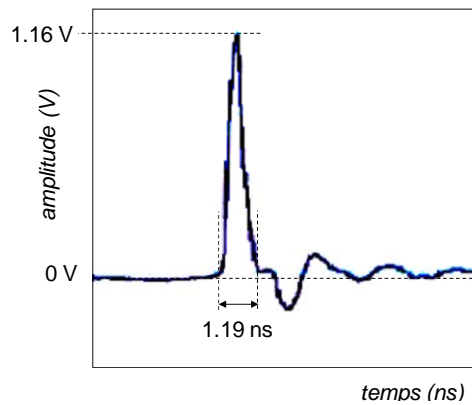


Figure 3-11. Forme d'onde de l'impulsion transmise par l'émetteur.

La Figure 3-12 montre la densité spectrale de puissance du signal mesurée à la sortie de l'émetteur. L'amplitude maximale se situe dans les basses fréquences, avec une valeur voisine à -30 dBm. En considérant la définition d'un signal UWB, avec une diminution de 10 dB de spectre se trouve autour de 600 MHz, ce qui confirme la caractéristique large bande du signal généré.

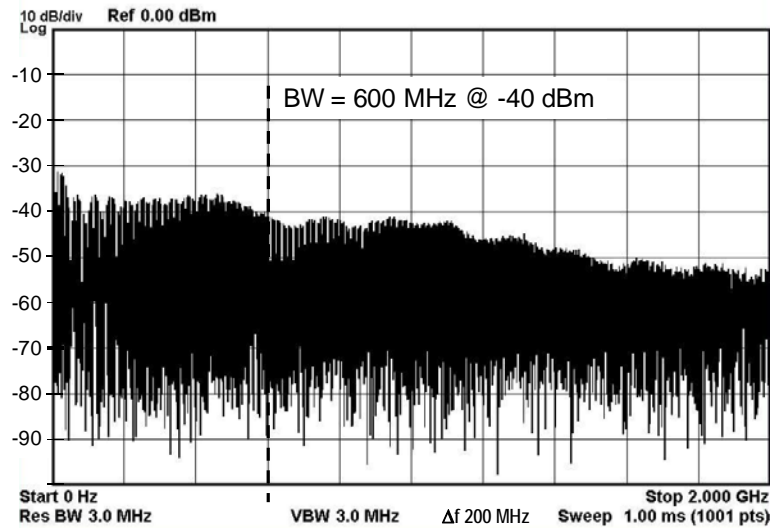


Figure 3-12. Spectre de l'impulsion transmise par l'émetteur.

La carte finale de l'émetteur est présentée Figure 3-13.

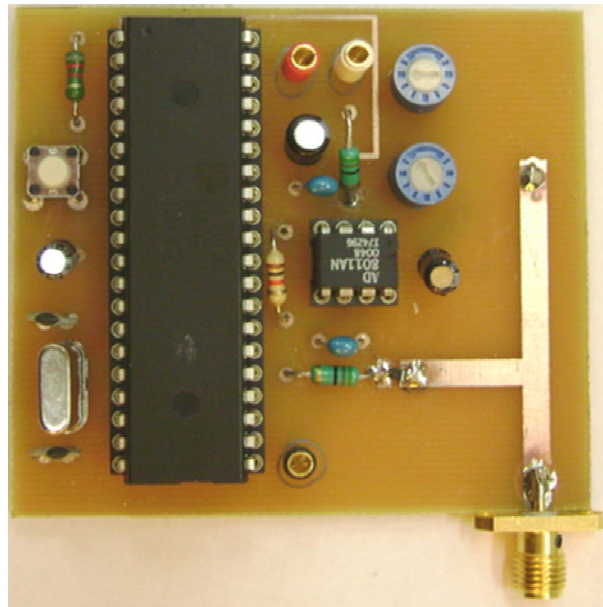


Figure 3-13. Carte de l'émetteur.

3.2 Carte récepteur.

La carte récepteur TDSC a pour fonction principale l'échantillonnage des impulsions du doublet TR-UWB, sa conversion numérique et sa transmission à un ordinateur.

Elle intervient dans l'évaluation expérimentale du circuit prototype CMOS et la validation de la méthode TDSC pour la synchronisation et la détection.

Avec l'émetteur, elle fait partie de la plate-forme de base pour l'expérimentation des signaux TR-UWB.

Dans une première étape on a réalisé une carte sans circuit prototype TDSC pour tester les signaux de commande du système, le fonctionnement des convertisseurs et la communication avec l'ordinateur. Dans une deuxième étape la carte a intégré le circuit TDSC. Un ingénieur stagiaire a contribué à cette tâche.

Les éléments principaux de cette carte sont décrits dans les paragraphes suivants.

3.2.1 Le prototype CMOS du circuit TDSC.

Ce prototype a fait l'objet d'un travail de recherche précédent, [1]. Il est l'élément fondamental de la carte de test récepteur.

Le choix d'un récepteur TR-UWB laisse toujours la place pour discuter des différentes alternatives possibles entre utiliser une implémentation analogique ou numérique pour les différentes fonctions à réaliser [12].

Les difficultés pour concevoir un récepteur TR-UWB résident principalement, avec une implémentation analogique, dans la réalisation de la ligne à retard, et pour une implémentation numérique dans la réalisation d'un échantillonneur large bande et relativement haute fréquence de traitement [12].

Nous avons choisi une implémentation analogique en remplaçant la ligne à retard par un signal de commande numérique donc précis pour réaliser le décalage entre l'impulsion de référence et d'information selon le principe TR-UWB (§ 2.3), tel qu'indiqué sur la Figure 3-14.

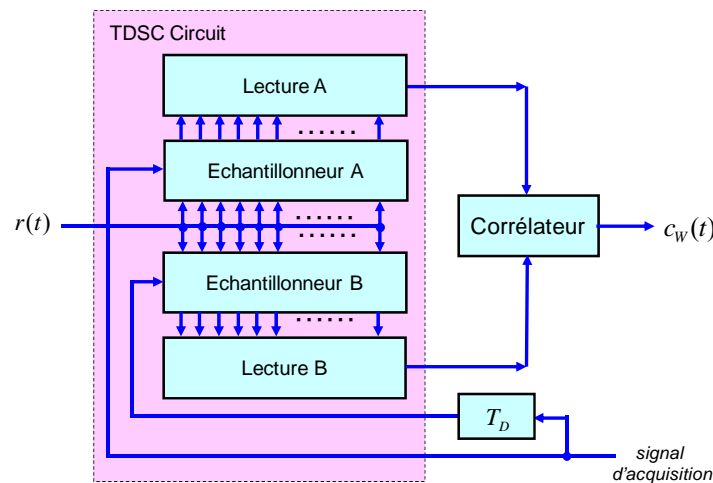


Figure 3-14. Schéma de principe du circuit prototype CMOS.

Afin de démontrer la faisabilité de la méthode et obtenir des signaux réels que nous pouvons utiliser chapitres 3 et 5, seul le circuit d'écriture et de lecture avec la ligne à retard « numérique » ont été implémentés en technologie CMOS. Ceci présente aussi l'avantage de pouvoir utiliser des composants simples et à moindre coût (faibles vitesses et bande passante pour le microcontrôleur, et les CAN) pour l'implémentation sur les cartes de tests. Par la suite, toutes les fonctions corrélation, numérisation, pourront être intégrées sur la puce, ce qui représentera une relativement faible difficulté puisque le traitement ici ce fera à fréquence d'échantillonnage plus basse.

Structure interne du circuit TDSC.

Le signal impulsionnel TR-UWB est traité dans les deux canaux A et B répartis de part et d'autre d'une ligne de transmission CPW (Coplanar Waveguide) comme schématisé sur la (Figure 3-15).

Les deux canaux, A et B, sont formés chacun des éléments suivants,

- Un échantillonneur avec 128 cellules conçues en switches nMOS au lieu de CMOS transmission gate (TG).
- Un générateur d'horloge pour contrôler la fonction d'écriture : une ligne à retard utilisant le principe de 4 voies d'entrelacement, réglable de manière analogique [6], permet de générer des signaux de commande suffisamment rapides pour commander les cellules d'échantillonnage, et autoriser une vitesse de 7,5 GHz d'échantillonnage.
- Un circuit de lecture composé de circuits suiveurs de type pMOS et de type nMOS.
- Un dispositif de commande composé de circuits Flip-Flop et d'un circuit générant deux signaux sans recouvrement (NOC) (Générateur d'Horloge sans Chevauchement).

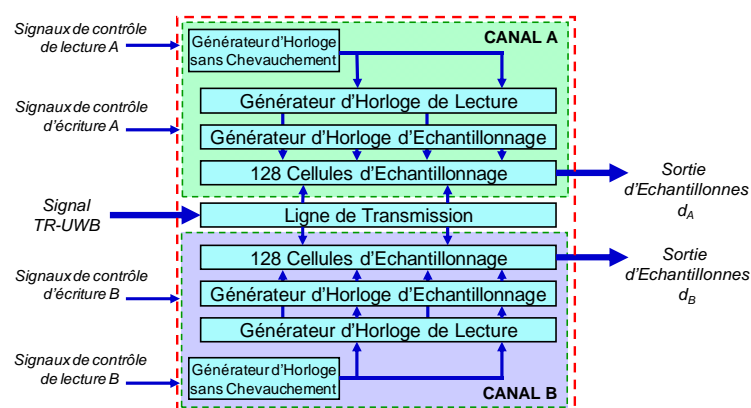


Figure 3-15. Schéma du circuit prototype CMOS.

Le layout du circuit est présenté Figure 3-16 ainsi que la photo du circuit réalisé et mis en boîtier. Ci-dessous nous donnons, pour résumer, quelques caractéristiques [7] :

- Technologie: CMOS 0.35 μ m AMS.
- Largeur de bande allant jusqu'à 1.2 GHz.
- 128 cellules d'échantillonnage par échantillonneur.
- Plage de tension du signal d'entrée de 0 à 2 volts.
- Fréquence d'échantillonnage variant de 1.5 GHz à 7.5 GHz.

- Temps minimum d'attente pour la lecture des échantillons de 20 ns (50 MHz).
- Tension d'alimentation de 3.3 volts.

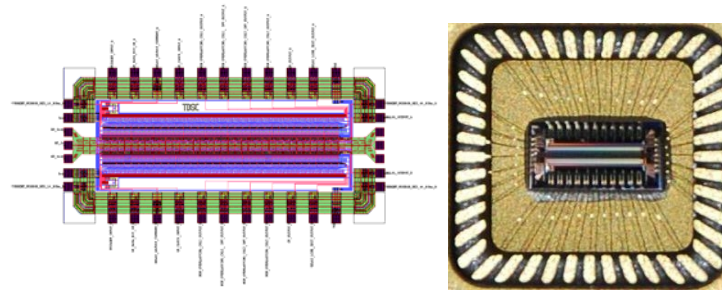


Figure 3-16. Dessin et die du circuit prototype CMOS.

Fonctionnement.

Le signal d'entrée *RF Input* est appliqué sur la ligne coplanaire.

La Figure 3-17 montre les différents signaux nécessaires au fonctionnement de la puce TDSC.

Un signal de contrôle d'écriture, *Trigger Input A* et *Trigger Input B*, de front positif et d'une durée minimale de 500 ps, est envoyé de manière indépendante à chaque échantillonneur du circuit TDSC pour déclencher les 128 cellules d'échantillonnage.

L'écart entre les signaux *Trigger input A* et *Trigger input B* est de T_D , comme le veulent les impulsions d'un signal TR-UWB.

La vitesse d'échantillonnage est ajustable par l'intermédiaire d'une tension *Delay Adjust A* et *Delay Adjust B*.

Les échantillons analogiques sont également lus de manière indépendante, au moyen de deux signaux de contrôle, *S.R. Data Bit In A* et *S.R. CLK Input A* pour le registre A, et *S.R. Data Bit In B* et *S.R. CLK Input B* pour le registre B.

Pour la lecture des échantillons, le signal *SR Data Bit In* est une impulsion positive avec une durée minimale correspondant à quatre périodes du signal *SR CLK Input*. Cette dernière doit avoir une durée supérieure à 20 ns, ce qui signifie que les échantillons peuvent être lus à une vitesse maximale de 50 MHz.

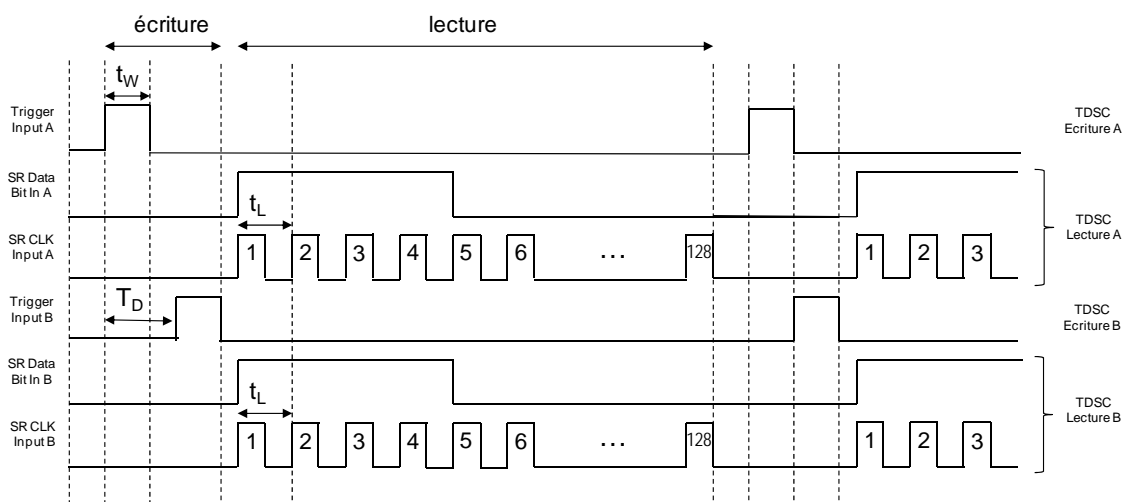


Figure 3-17. Signaux de contrôle du circuit TDSC.

3.2.2 Conception et construction de la carte récepteur.

Examinons la structure générale de la carte, Figure 3-18, avant de passer à la description détaillée des circuits utilisés a), des différentes fonctions du récepteur b), c), d) et du programme implémenté sur le microcontrôleur e) :

- Le circuit TDSC échantillonne et enregistre les impulsions.
- Deux convertisseurs ADS931, [8], lisent les échantillons et les convertissent en valeurs numériques.
- Un microcontrôleur DSC89C450 génère les signaux de contrôle d'écriture et de lecture et gère aussi la transmission des impulsions échantillonnées vers l'ordinateur à l'aide d'une liaison série (circuit MAX232, [9]).

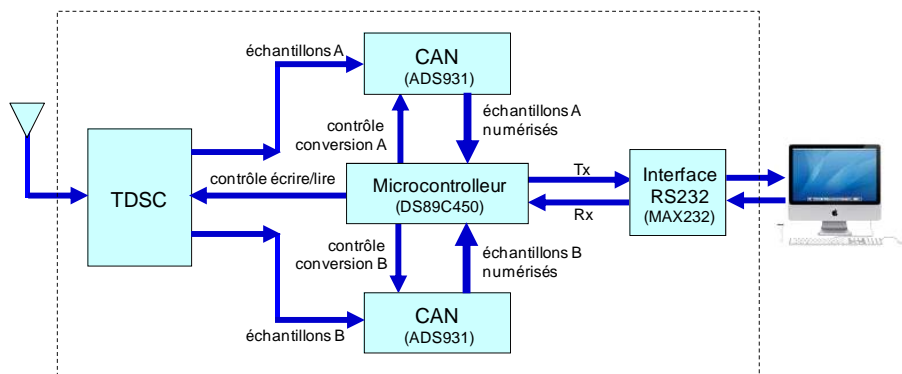


Figure 3-18. Bloc diagramme du circuit complet du récepteur.

a) Circuit électrique.

Le circuit électrique et le lay-out de la carte ont été réalisés grâce aux logiciels Proteus Isis et Ares. Les caractéristiques les plus importantes des circuits sont résumées ci-dessous.

Microcontrôleur DSC89C450:

- Architecture du circuit 8051 à haute vitesse.
- Tension d'alimentation de 5 volts.
- Vitesse d'exécution jusqu'à 33 MHz.
- Période d'horloge par un cycle d'instruction machine : 33.33 ns à 30 MHz.

Convertisseurs ADS931:

- Haute vitesse d'échantillonnage : jusqu'à 33 M échantillons/s
- Tension d'alimentation de +2.7 à +5.5 volts.
- Données en sortie du convertisseur valides après 12 ns.
- Retard de 5 cycles d'horloge pour obtenir la valeur convertie.
- Nécessité d'une horloge de conversion symétrique (*CLK CAN*).

Caractéristiques du circuit TDSC :

- Tension d'alimentation de 3.3 volts.
- Plage de tension du signal d'entrée de 0 à 2 volts.
- Deux échantillonneurs, registre A et registre B, de 128 échantillons chacun.
- Vitesse d'échantillonnage de l'ordre de 6.5 GHz. Possibilité de faire varier la vitesse avec la tension sur les entrées *Delay Adjust A* et *B* (1.68 GHz - 7.5 GHz).

Caractéristiques de la liaison série :

- 38400 bauds, 1 start bit, 8 bits, 1 stop bit, sans parité ou de contrôle de flux.

Un "Té" de polarisation externe doit être connecté à l'entrée du récepteur afin de situer le signal d'entrée dans la plage de tension valide du circuit TDSC.

Les tensions de sortie des microcontrôleurs étant de 5 volts et les entrées du circuit TDSC exigeant une amplitude maximale de 3,3 volts, on a adapté un circuit convertisseur de tension (diode et résistance) pour la connexion entre les deux circuits.

b) Enregistrement des impulsions.

Le microcontrôleur commande le circuit TDSC pour échantillonner et maintenir dans ses deux registres les deux impulsions qui forment le doublet TR-UWB du signal reçu, impulsions ayant un décalage de T_D entre elles.

c) Lecture des échantillons.

Une fois les impulsions enregistrées, le microcontrôleur commande les convertisseurs pour lire et convertir au format numérique les échantillons des deux impulsions.

Les 128 échantillons des registres A et B sont lus, numérisés et enregistrés dans la mémoire du microcontrôleur. La commande des convertisseurs est faite au moyen des signaux *CAN CLK*. On peut voir (Figure 3-19) qu'après chaque impulsion de lecture envoyée par le microcontrôleur au circuit TDSC (*SR CLK Input*) il y a aussi une impulsion pour la conversion des échantillons par le convertisseur analogique-numérique (*CAN CLK A*).

A la suite de quelques tests, on a opté pour une procédure de lecture et de conversion des échantillons qui permet de transmettre les données à l'ordinateur le plus rapidement possible.

La génération des impulsions d'horloge des convertisseurs, *CAN CLK*, prend en compte le temps nécessaire pour la conversion (5 cycles), c'est-à-dire que l'échantillon entré dans le convertisseur apparaît en sortie 5 échantillons plus tard.

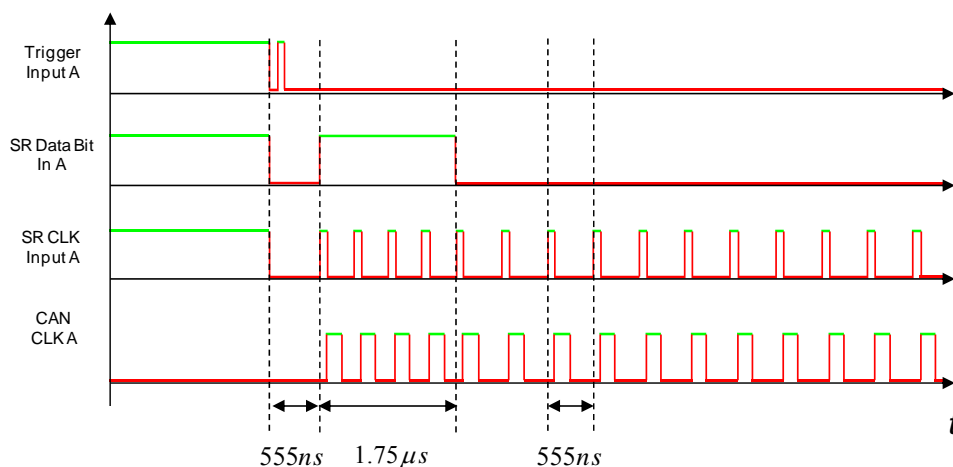


Figure 3-19. Détails des signaux de commande du circuit TDSC.

d) Transmission des données à l'ordinateur

Dans une première approche, on a choisi simplement une transmission série RS-232 et une vitesse de 39.602 bits/s plus proche de la vitesse standard selon les caractéristiques du circuit microcontrôleur. Pour lire, convertir et enregistrer les 256 échantillons dans la mémoire du microcontrôleur on doit disposer de $472^1 \text{ ns} \times 128 \times 2 = 120.832 \text{ } \mu\text{s}$. Le temps de transmission des 256 échantillons à l'ordinateur est de $256^2 \text{ } \mu\text{s} \times 128 \times 2 = 65.536 \text{ ms}$, (Figure 3-20).

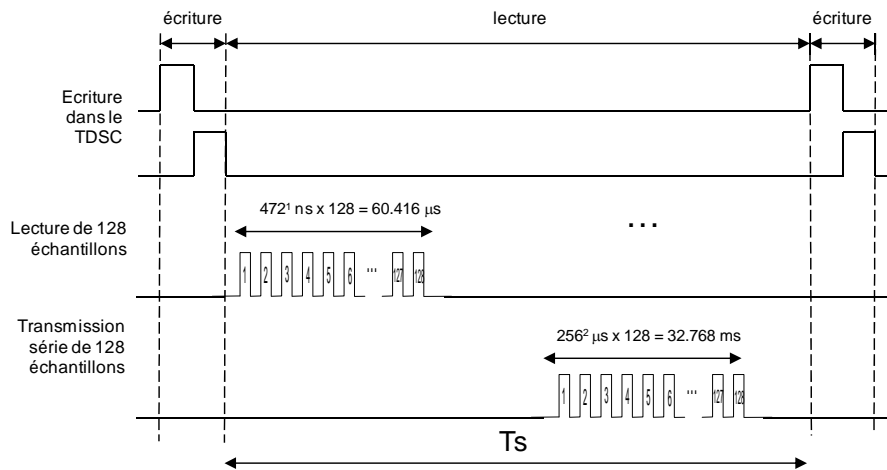


Figure 3-20. Diagramme de temps pour la lecture et la transmission des données à l'ordinateur pour un registre.

e) Programmation.

Le développement de la carte a été réalisé par étapes. Plusieurs programmes du microcontrôleur ont été développés pour s'adapter aux tests. Le logiciel RIDE a été utilisé. L'algorithme correspondant à l'une des versions du programme la plus complète, est décrit ci-dessous.

1. Configuration initiale des ports du microcontrôleur.
2. Configuration de port pour la liaison série.
3. Acquisition des deux morceaux du symbole.
 - 1.1. Génération des impulsions d'écriture pour les deux registres A et B du TDSC .
 - 1.2. Génération des impulsions de lecture pour le registre A et des impulsions d'horloge du convertisseur A.
 - 128 impulsions d'horloge sont nécessaires pour lire l'échantillonneur.
 - Avec la même horloge et à cause du décalage de 5 impulsions du convertisseur, il faut $128+5=133$ impulsions pour lire les 128 échantillons du signal numérisé, les 5 premières valeurs n'étant pas valables.
 - 1.3. Transmission à l'ordinateur des 128 échantillons correspondant au registre A.
 - Lecture d'une donnée de la mémoire.
 - Transmission de la donnée par la liaison série.

¹ Temps nécessaire pour commander au convertisseur, lire l'échantillon et le garder dans la mémoire interne.

² Temps nécessaire pour transmettre un caractère à l'ordinateur @ 38400 bauds.

- Lecture et transmission de la donnée suivante.
- 1.4. Génération des impulsions de lecture pour le registre B et des impulsions d'horloge du convertisseur B.
 - 1.5. Transmission à l'ordinateur des 128 échantillons correspondant au registre B.
4. Acquisition de deux nouveaux morceaux.

3.2.3 Tests de fonctionnement.

Les tests de fonctionnement de la carte, dont la photographie est donnée Figure 3-21, incluent la vérification de la totalité des signaux de commande du microcontrôleur vers le circuit TDSC.

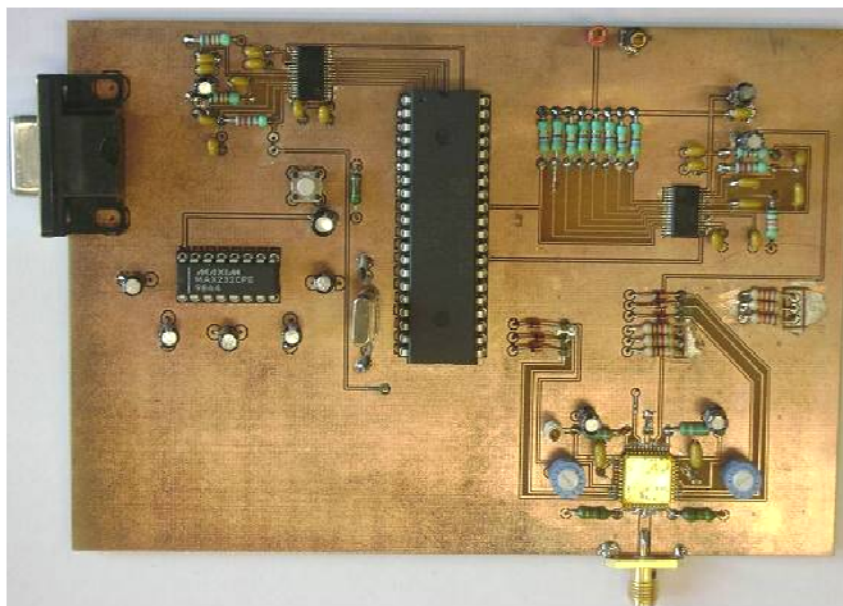


Figure 3-21. Carte électronique du récepteur. Version finale.

La Figure 3-22 montre les signaux de contrôle correspondant au registre A du circuit TDSC :

- *Trigger Input A*, pour l'écriture
- *SR Data Bit In A* et *SR CLK Input A* pour la lecture
- et *CAN CLK A* pour la conversion à numérique.

La durée du signal du convertisseur comprend le temps nécessaire de commande du convertisseur, le temps de lecture de l'échantillon et le temps de sauvegarde dans la mémoire interne.

On a testé la plage de variation de la fréquence d'échantillonnage du circuit TDSC (Figure 3-23) selon la procédure décrite en [1]. Pour une tension de 0.96 volts on a trouvé un retard de 88 ns, ce qui correspond à une fréquence d'environ $128/88 \text{ ns} = 1.45 \text{ GHz}$. Pour une tension de 2 volts le retard est de 24 ns, qui correspond à une fréquence $128/24 \text{ ns} = 5.3 \text{ GHz}$.

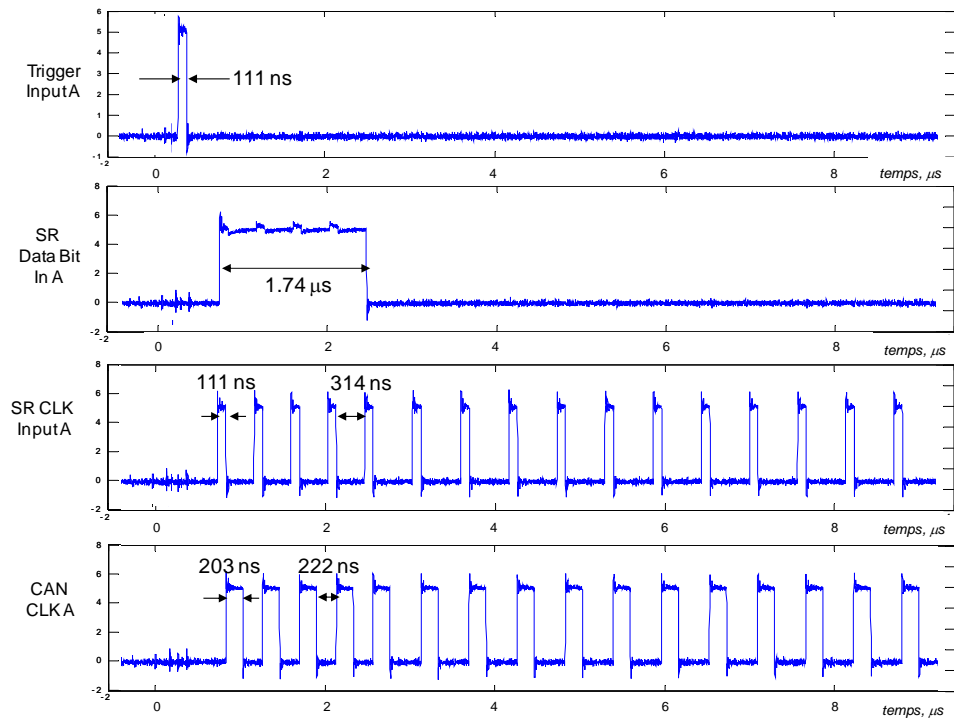
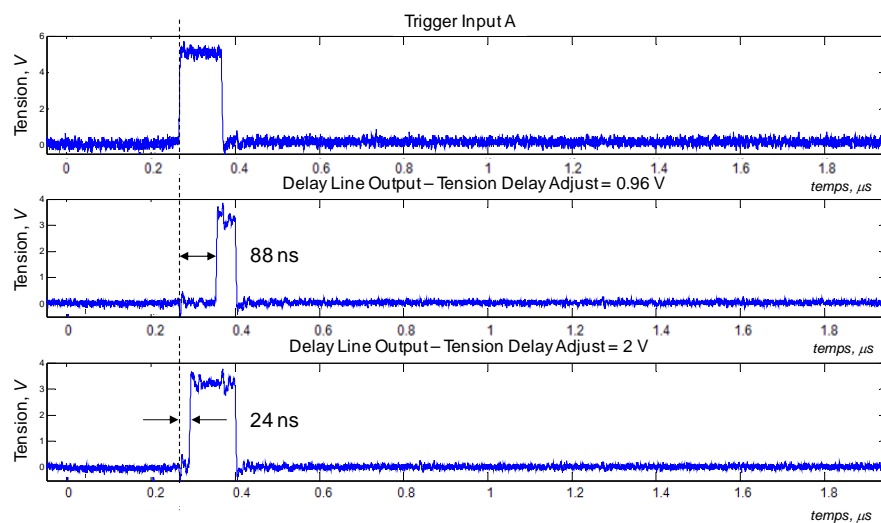


Figure 3-22. Signaux de commande à la sortie du microcontrôleur vers le registre A du circuit TDSC.

Figure 3-23. Variation du retard du trigger suivant la tension de commande *Delay Adjust* pour faire varier la fréquence d'échantillonnage du TDSC.

La linéarité du circuit TDSC a été testée en appliquant une tension de polarisation à l'entrée du signal (*RF Input*). On a observé que le circuit était moins linéaire en gain pour les petites valeurs de tension d'entrée (Tableau 2 et Figure 3-24), ce qui détermine la plage d'utilisation la plus favorable.

Tableau 2. Gain de l'étape de conversion de la puce TDSC.

Tension à l'entrée, V	0,3	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2
Tension à la sortie, V	0,64	0,78	0,88	0,96	1,01	1,08	1,16	1,25	1,35	1,42	1,5	1,57	1,65	1,72	1,78	1,84	1,89
Gain	2,13	1,56	1,47	1,37	1,26	1,20	1,16	1,14	1,13	1,09	1,07	1,05	1,03	1,01	0,99	0,97	0,95

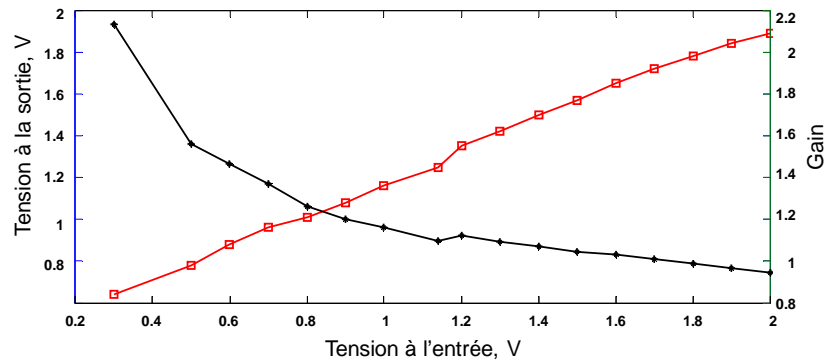


Figure 3-24. Graphique du gain du circuit TDSC.

On a bien vérifié que les convertisseurs lisaient et numérisaient les 128 échantillons du canal A et 0.032 secs plus tard ceux du canal B. Les données sont transmises à l'ordinateur et la procédure reprend 0.064 secs plus tard (Figure 3-25).

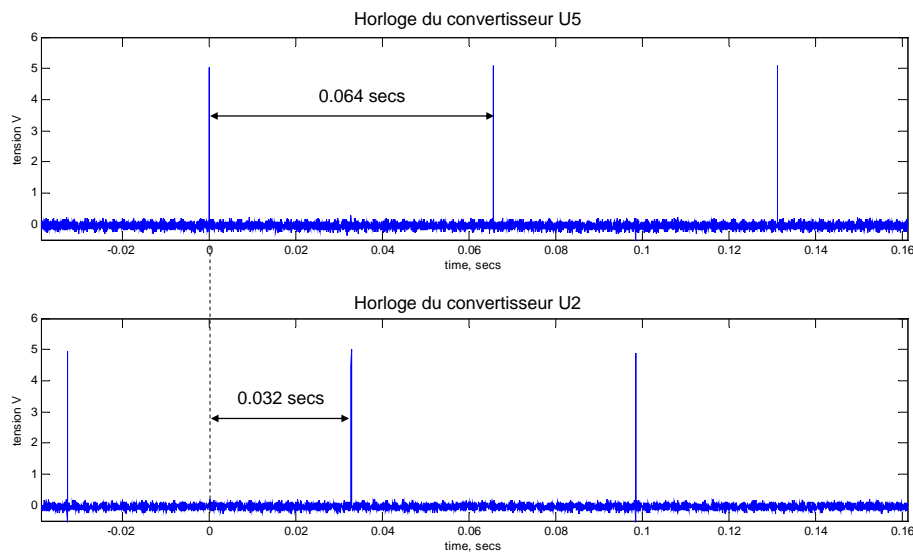


Figure 3-25. Signal d'horloge des convertisseurs.

Après cette première étape de validation du fonctionnement du récepteur TDSC et du microcontrôleur, un signal sinusoïdal a été appliqué à l'entrée de la carte pour valider l'ensemble des éléments jusqu'à l'enregistrement sur ordinateur (MATLAB).

Un exemple du signal reçu enregistré est présenté à la Figure 3-26. On a inséré un "Té" de polarisation en entrée de la carte récepteur afin de situer le signal dans la plage de tension valide du circuit TDSC (0-2 volts).

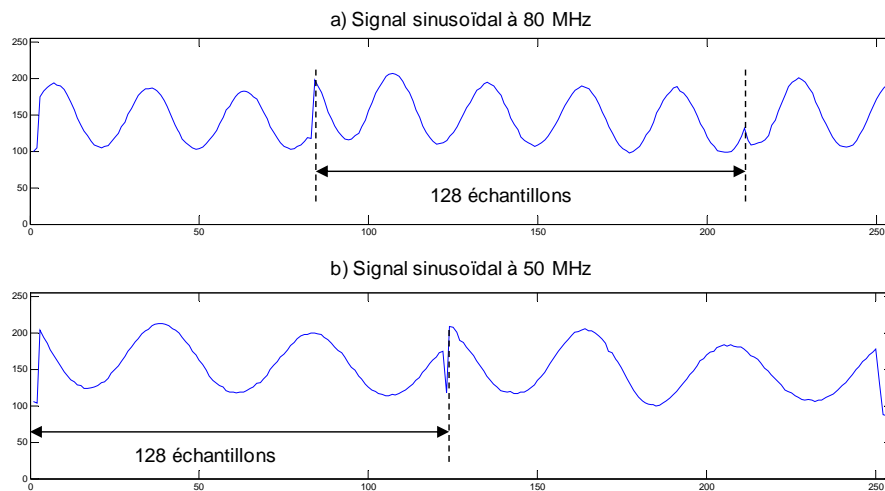


Figure 3-26. Signaux sinusoïdaux enregistrés par le circuit TDSC, envoyés à l'ordinateur et reçus et illustrés par un programme MATLAB.

Les signaux enregistrés ont une fréquence de 80 et 50 MHz. Le nombre de cycles permet de déduire que la fréquence d'échantillonnage du circuit TDSC est ici égale à 2.24 GHz.

Un niveau de tension continue d'une valeur de 150 mV se superpose au signal sinusoïdal. Ce niveau diminue avec le temps (Figure 3-27) ce qui gêne le traitement des signaux enregistrés.

Après avoir trouvé que le niveau est proportionnel à la valeur de la tension de polarisation à l'entrée du circuit TDSC, on a pu réduire l'écart à la valeur de 45 mV en remplaçant les condensateurs connectés entre le circuit TDSC et les convertisseurs (condensateurs non polarisés au lieu des condensateurs polarisés).

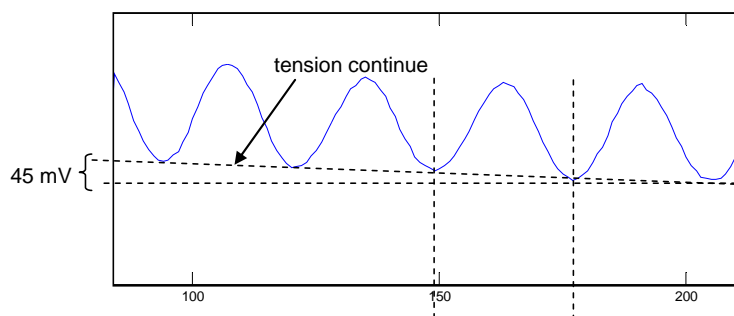


Figure 3-27. Tension continue ajouté au signal enregistré par le circuit TDSC.

Après ces corrections la carte récepteur peut être testée en connexion avec la carte émetteur de même que la chaîne de transmission dans son ensemble peut être validée.

3.2.4 Tests de connexion entre l'émetteur et le récepteur.

Le fonctionnement des cartes a été testé pour s'assurer de la réception correcte des doublets émis par l'émetteur, Figure 3-28.

Les deux cartes ont été connectées l'une à l'autre via un câble, ce qui correspond à un environnement aussi contrôlé que possible. L'atténuation du signal émis et le bruit du canal de propagation étaient ainsi évités (Figure 3-29).

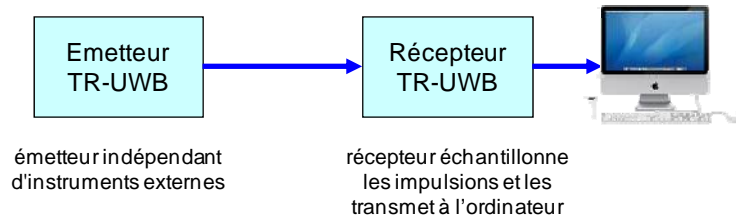


Figure 3-28. Connexion entre l'émetteur et le récepteur TR-UWB.

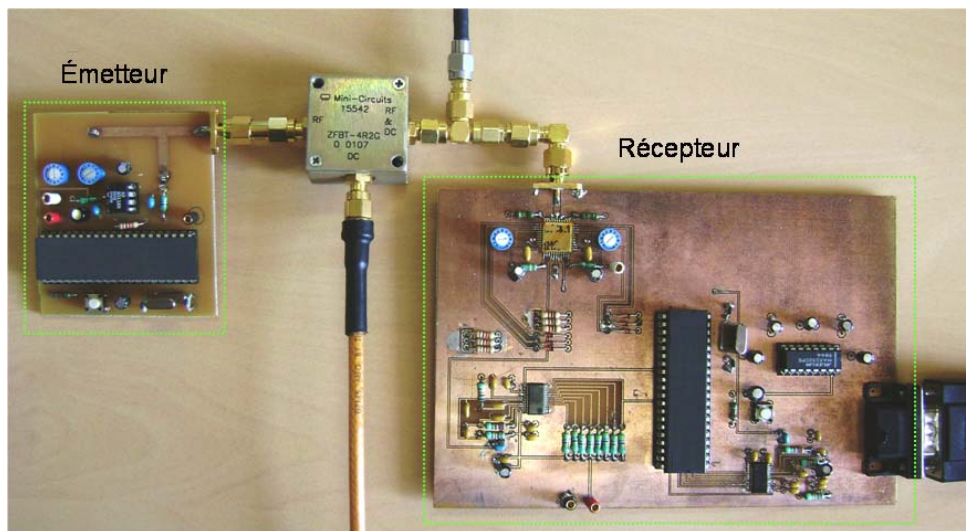


Figure 3-29. Le banc expérimental carte de l'émetteur connecté à la carte du récepteur en bande de base. Remarquer la présence du "Te" de polarisation.

Dans un premier test, l'émetteur a transmis des symboles de manière continue. Le récepteur, sans synchronisation, a échantillonné le signal, conservé les valeurs et exécuté, à chaque fois, l'opération de corrélation. Pour ce faire, le microcontrôleur du récepteur a été "piloté" par le logiciel MATLAB : il attend une commande pour enregistrer et transmettre à l'ordinateur les échantillons du signal reçu. Le programme MATLAB peut alors calculer une corrélation, (2-15), des contenus des registres pour identifier la présence des impulsions (voir chapitre 2) (Figure 3-30).

$$\begin{aligned}
 c_{W_0} &= \sum_{n=0}^{N_W-1} r_A(t_0) \cdot r_B(t_0) \\
 &= \sum_{n=0}^{N_W-1} r(t_0 - nT_e) \cdot r(t_0 - T_D - nT_e)
 \end{aligned}
 \tag{3-2}$$

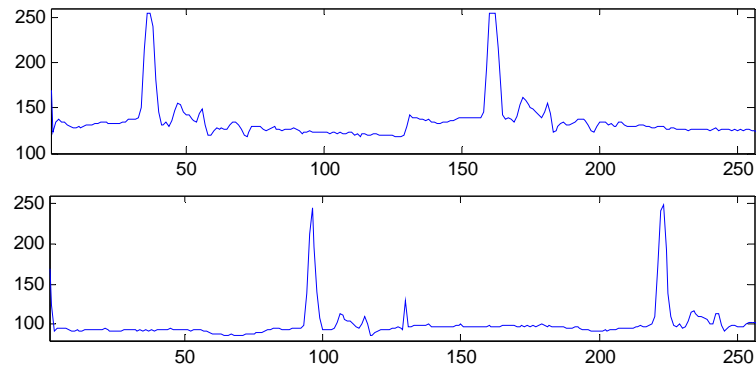


Figure 3-30. Doublets reçus dans les registres A et B et localisés par leur corrélation.

Ces tests ont révélé des difficultés liées principalement aux valeurs calculées de la corrélation entre les registres, la différence entre les valeurs correspondant aux impulsions reçues et celles correspondant au signal sans impulsions n'était pas clairement identifiable.

Deux causes principales ont été trouvées :

- a) le niveau de la tension continue ajoutée (voir §3.2.3)
- b) les variations du temps d'écart T_D entre les impulsions.

Quels traitements appliquer au signal pour diminuer de tels effets?

a) Elimination du niveau de tension continu.

On a remarqué que la variation de ce niveau au long des cellules du registre diminuait linéairement avec le temps. On a alors appliqué une dérivée première aux échantillons pour rendre cette variation linéaire constante (3-3).

$$\Delta d_{Ak} = d_{Ak} - d_{A(k-1)} \quad (3-3)$$

La dérivée sur la forme de l'impulsion maintient les propriétés du signal UWB. Elle n'affecte pas le signe de la corrélation car les deux impulsions reçues sont soumises aux mêmes opérations. La tension continue superposée est effectivement éliminée (Figure 3-31).

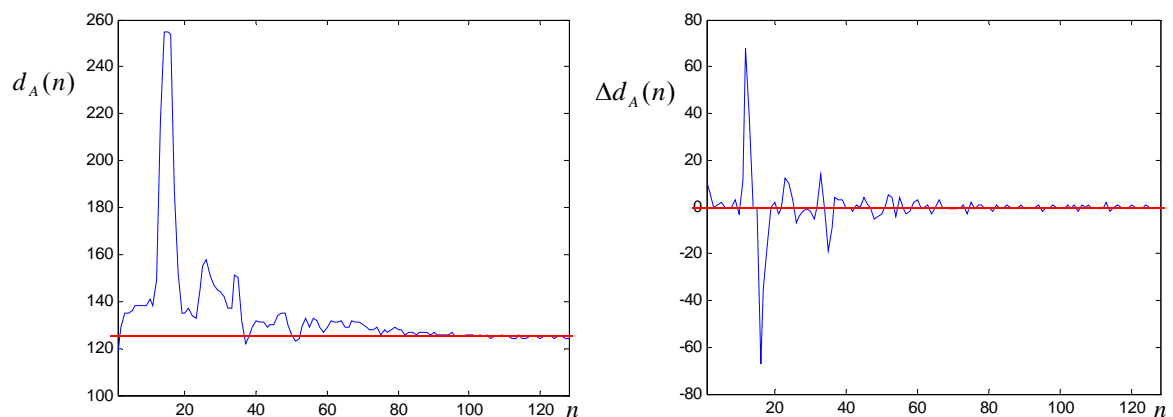


Figure 3-31. Elimination par dérivation de la tension continue ajoutée aux valeurs des échantillons.

b) *Elimination des erreurs de précision sur le temps T_D .*

Comme indiqué précédemment, le temps d'écart T_D entre les impulsions d'un doublet reçu par rapport au temps programmé pour leur enregistrement n'était pas stable. Il s'ensuit que la valeur de la corrélation calculée (3-2) présente des écarts significatifs par rapport à la valeur attendue en présence des impulsions.

Une des causes trouvée tient aux variations de la tension pour la conversion des niveaux de tension entre les 5 V du microcontrôleur et les 3.3 V du circuit TDSC. Ces variations sont imputables à la configuration du circuit de conversion employé, élément à considérer pour une prochaine conception de la carte.

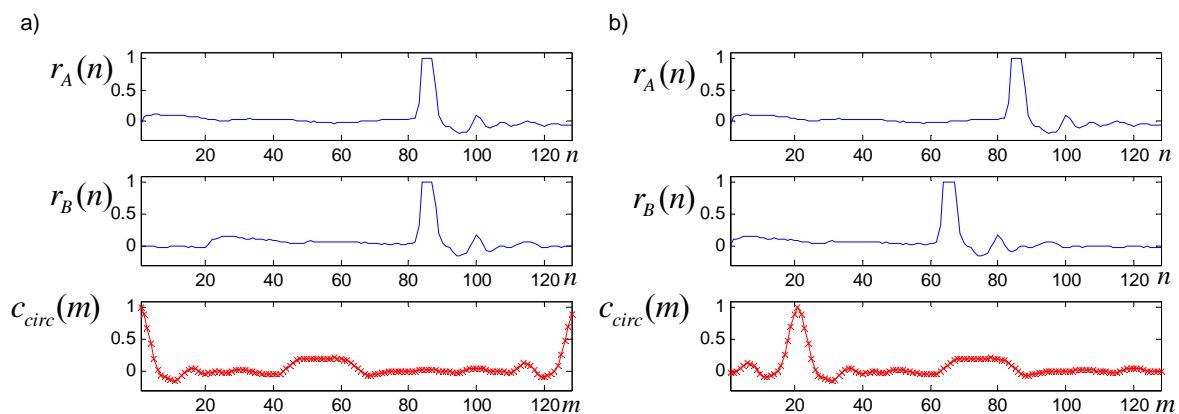


Figure 3-32. Corrélation <<circulaire>> $c_{circ}(m)$ entre les contenus des registres A et B.

Pour pouvoir poursuivre les tests de validation de la méthode TDSC, ces différences dans le temps T_D ont été gérées en traitant les impulsions par MATLAB.

La Figure 3-32a montre les impulsions dans les registres A et B, $r_A(n)$ et $r_B(n)$. Dans ce cas, le temps T_D pour l'enregistrement a été le même que le temps d'écart produit par l'émetteur.

Par contre, la Figure 3-32.b présente deux impulsions qui possèdent une différence de temps d'écart d'environ 20 échantillons.

On a été conduit à définir une procédure permettant de connaître cette différence.

Il s'agit de réaliser une corrélation croisée entre les registres jusqu'à ce que l'impulsion ait été déplacée de manière circulaire sur toute la longueur, (3-4). La plus grande valeur de la corrélation obtenue correspond au déplacement qui donne la différence d'écart avec celui produit à l'émetteur.

$$c_{circ}(m) = \sum_{n=0}^{N_w-1} r_A(n) \cdot r_B(n-m) \pmod{N_w} \quad \forall m = 0, \dots, N_w - 1 \quad (3-4)$$

Les courbes $c_{circ}(m)$ de la Figure 3-32 montrent le résultat de cette procédure pour les deux cas d'écart précédents.

Pour les impulsions sans différence d'écart, la valeur la plus grande de la corrélation "circulaire" se trouve en 0.

Pour les impulsions où l'écart d'enregistrement ne coïncide pas avec l'écart à l'émission, la valeur la plus grande de la corrélation a été trouvée en 20. Ces 20 échantillons de différence T_D indiquent la valeur de la correction à effectuer lors de l'enregistrement des impulsions.

L'addition de ces corrections aux signaux reçus a permis d'accomplir avec succès les tests de la plateforme de développement et de démonstration qui est à présent valide. Ceci ouvre la voie aux tests concernant la réception et la synchronisation des signaux TR-UWB.

La validation de la méthode TDSC peut alors être menée.

3.3 Validation expérimentale de la méthode TDSC.

On présente ici les tests qui ont été fait pour valider la méthode TDSC avec des signaux TR-UWB, les expériences ont inclus la réception, la détection et l'enregistrement des doublets TR-UWB émis en bande de base mais également transposés en fréquence à 4 GHz, pour correspondre respectivement à la bande basse UWB (sub band- UWB <1GHz) et à la bande passante (low band UWB 3.1 à 5 GHz).

Les tests ont été réalisés avec deux types de canaux, l'un via un câble et l'autre par une connexion sans fil (antennes). Dans tous les cas, un ordinateur a permis d'enregistrer les signaux acquis par la carte TDSC et, à l'aide d'un programme MATLAB.

On montre ici, par la mesure et par la simulation, que le système TDSC permet de réaliser une bonne réception des doublets ce qui autorise la synchronisation et la détection des données reçues.

3.3.1 Configuration des tests.

La Figure 3-33 montre les connexions entre les cartes. Dans le cas des tests à 4 GHz, on a utilisé un mélangeur pour déplacer en fréquence le signal en bande de base et le positionner dans la bande de fréquences souhaitée (3.5-4.1 GHz).

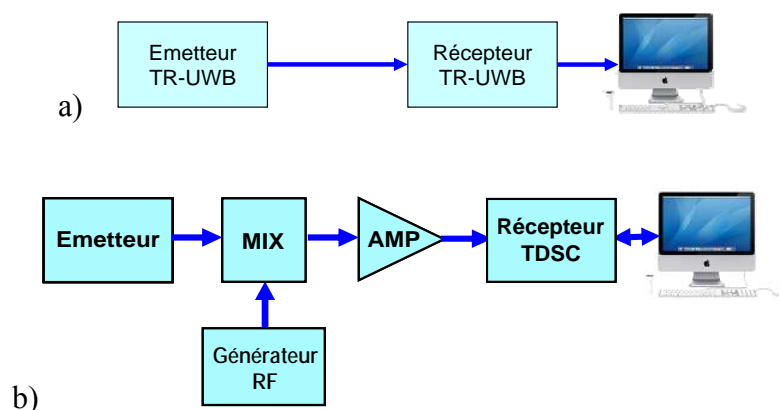


Figure 3-33. a) Connexion directe entre les cartes en bande de base.
b) Signal transmis translaté à 4 GHz.

La configuration physique pour les tests en bande de base est la même que celle utilisée pour les tests de fonctionnement des cartes (Figure 3-29 § 3.2.4). Pour les tests par câble à 4 GHz on a utilisé le montage de la Figure 3-34

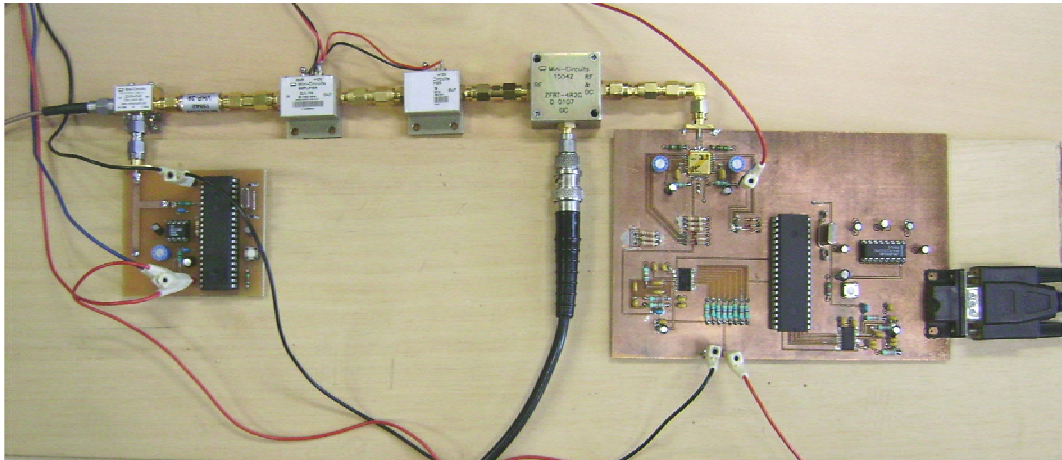


Figure 3-34. Carte de l'émetteur connecté à la carte du récepteur avec des éléments pour la translation à 4 GHz.

Dans le cas des tests avec un canal radio, on a utilisé des amplificateurs et des antennes (monopole et discone) pour l'émission avec les configurations de la Figure 3-35. Une réalisation est montrée Figure 3-36.

Les tests ont été réalisés pour différentes distances de séparation entre les antennes et avec un canal à visibilité directe (LOS), puis avec un canal sans visibilité directe (NLOS) qui affaiblit le trajet direct. On a fait varier les distances testées entre 20 cm et 1 mètre.

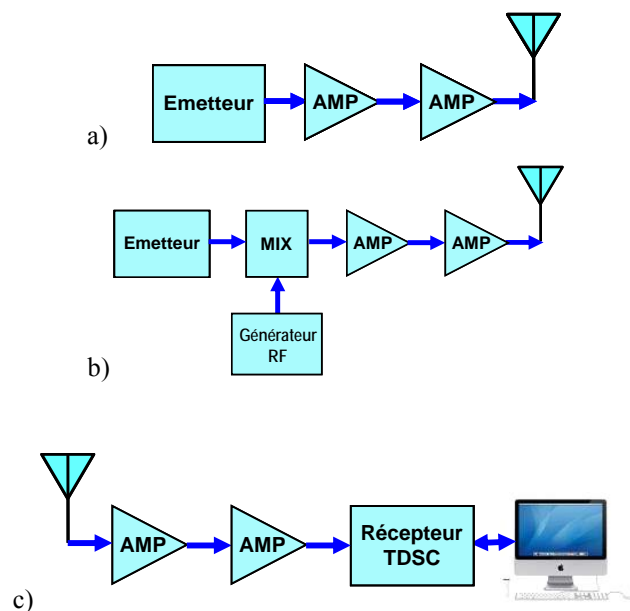


Figure 3-35. Tests avec un canal sans fil. a) Configuration de l'émetteur en bande de base. b) Configuration de l'émetteur à 4 GHz. c) Configuration du récepteur.

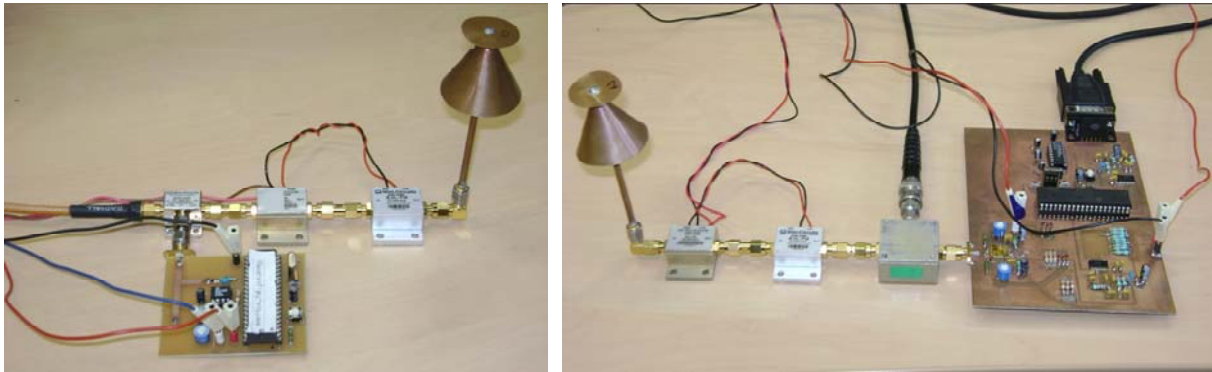


Figure 3-36. Cartes de l'émetteur et du récepteur avec des antennes.

3.3.2 Courbes de résultats.

Tests par câble.

Au cours des premiers tests les signaux étaient transmis par câble. La Figure 3-37 montre des signaux reçus en bande de base et la Figure 3-38 montre des signaux à 4 GHz.

Dans le premier tracé on peut voir les signaux enregistrés dans le registre A du circuit TDSC et dans le deuxième les signaux enregistrés dans le registre B.

Le troisième tracé montre la courbe correspondant au résultat de la corrélation croisée circulaire entre les signaux des registres A et B. La valeur maximale de cette corrélation est indiquée sur le graphique, c'est cette valeur qui a été retenue pour fixer un seuil de détection automatique des impulsions.

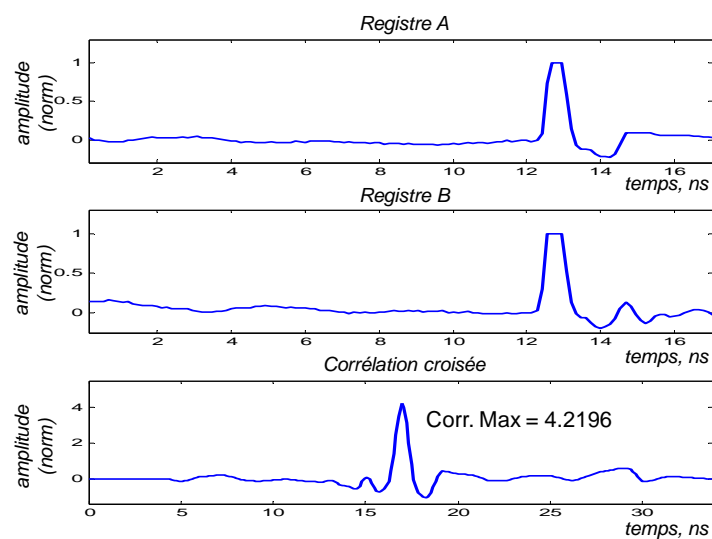


Figure 3-37. Exemple de signaux reçus en bande de base avec une connexion par câble.

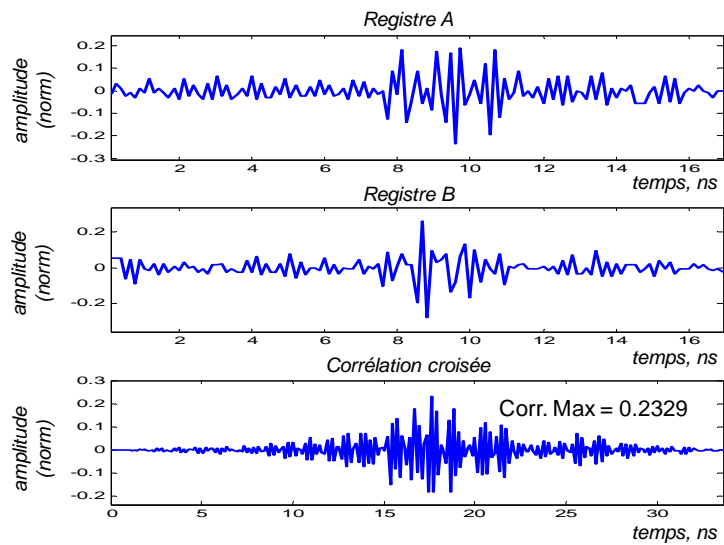


Figure 3-38. Exemple de signaux reçus à 4 GHz avec une connexion par câble.

Tests par radio.

La Figure 3-39 et la Figure 3-40 montrent des résultats correspondants aux signaux émis en bande de base et en utilisant un canal à visibilité directe (LOS). Dans le premier cas les tests ont été réalisés avec une distance de séparation de 40 cm entre l'émetteur et le récepteur. La deuxième figure montre les résultats obtenus pour une distance de 1 mètre.

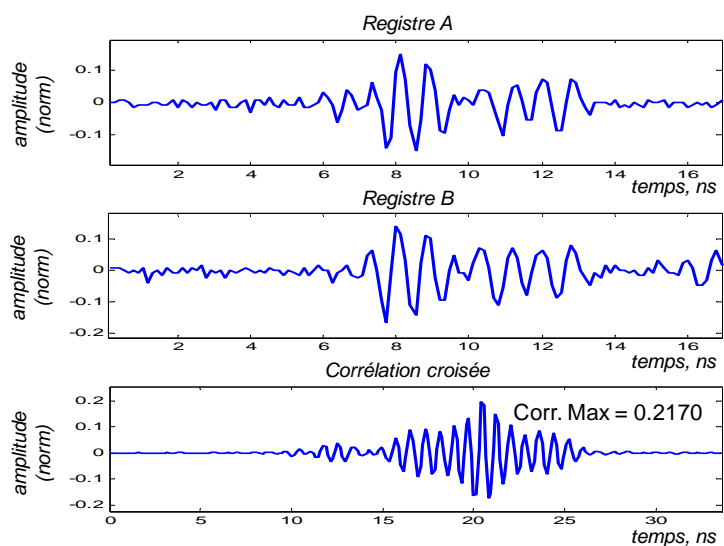


Figure 3-39. Exemple de signaux reçus en bande de base à 40 cm avec un canal radio à visibilité directe (LOS).

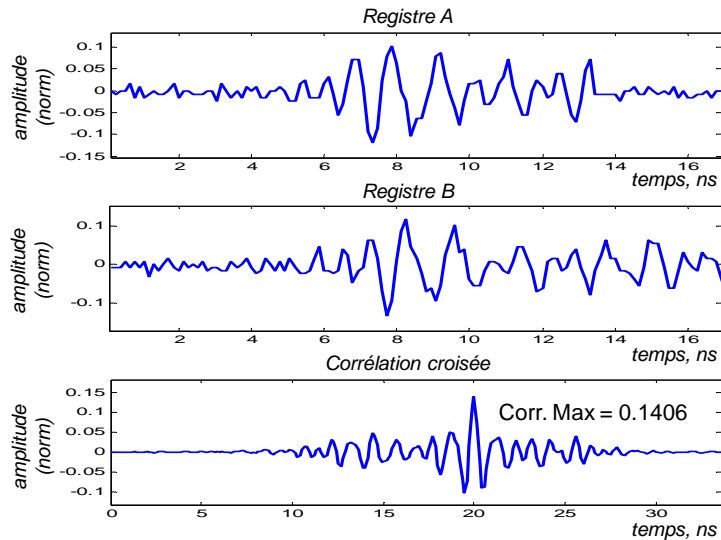


Figure 3-40. Exemple de signaux reçus en bande de base à 100 cm avec un canal radio à visibilité directe (LOS).

Pour comparer avec le cas du bruit seul examinons les valeurs de la corrélation à une distance de 40 cm. La Figure 3-41 montre les contenus des registres A et B sans aucune émission. On peut voir que la valeur normalisée de la corrélation maximale, 0.0093, est très petite par rapport à la valeur trouvée dans le cas des deux impulsions présentes reçues (Figure 3-39) qui est autour de 0.21.

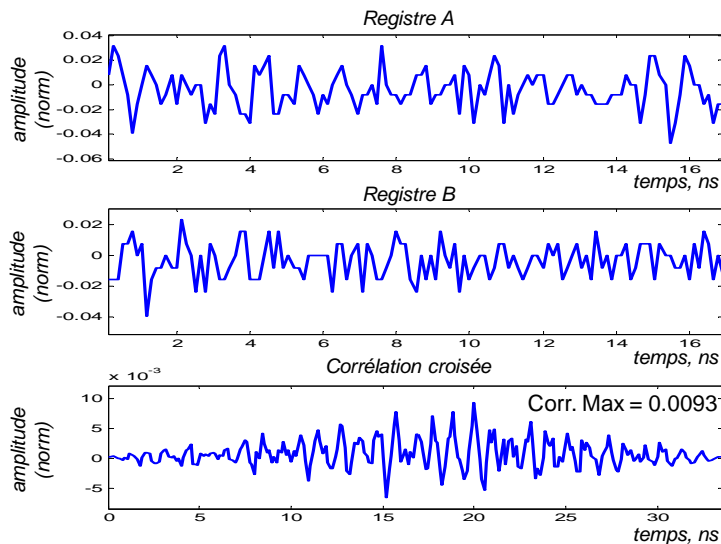


Figure 3-41. Exemple de signaux sans impulsions reçus à 40 cm avec un canal radio.

Pour le cas de la transmission radio de signaux à 4 GHz, la Figure 3-42 montre le résultat obtenu avec cette distance de 40 cm. La valeur maximale de la corrélation correspond à environ 0.12.

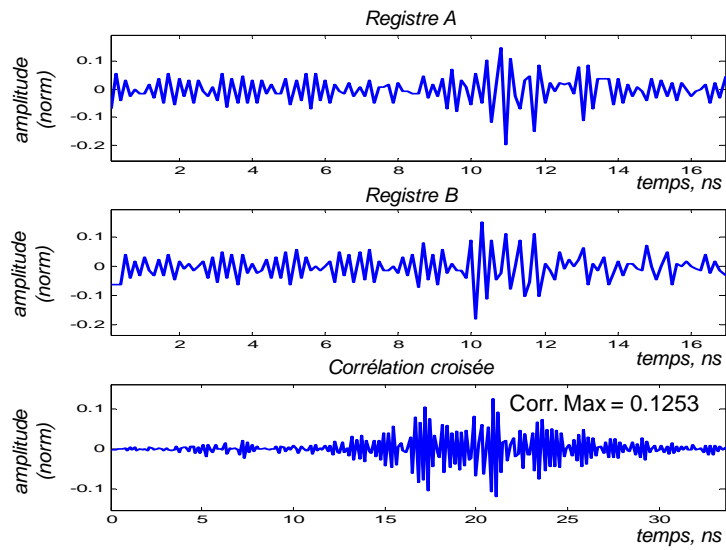


Figure 3-42. Exemple de signaux reçus à 4 GHz à 40 cm avec un canal radio à visibilité directe (LOS).

Un test avec un canal radio sans visibilité directe (NLOS) a aussi été effectué. La Figure 3-43 montre le résultat obtenu pour un signal en bande de base à cette même distance de 40 cm. Un obstacle métallique (oscilloscope) était placé entre l'émetteur et le récepteur. Le niveau de la corrélation de 0.07 est encore nettement au dessus du cas de la corrélation du bruit à 0.009, donc le signal est identifiable.

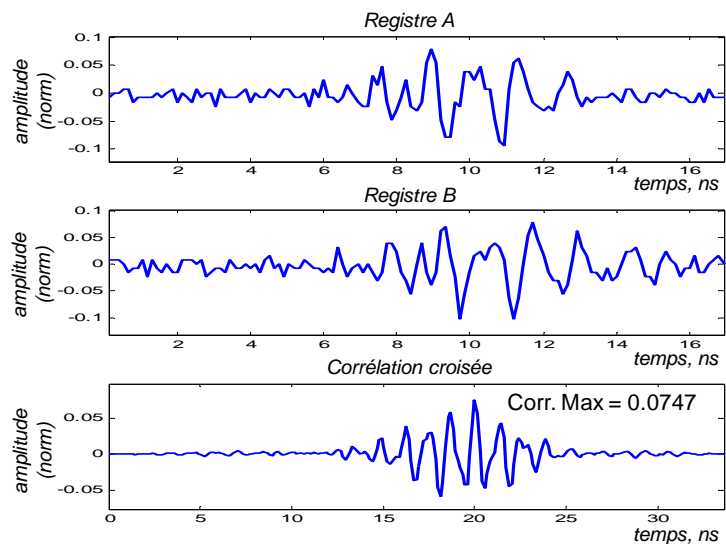


Figure 3-43. Exemple de signaux reçus en bande de base à 40 cm par un canal sans fil sans visibilité directe (NLOS).

Cette série de tests a donc validé la réception des impulsions à des fréquences de fonctionnement différentes, en bande de base et à 4 GHz, et à travers divers moyens de propagation, par câble et par antennes.

3.3.3 Tests de fiabilité de la détection.

Dans cette série de tests, il a été nécessaire de fixer une même référence de temps entre l'émetteur et le récepteur comme si les deux modules étaient synchronisés. On a choisi une configuration des dispositifs qui permet de commander l'émission à partir du récepteur (circuit annexe 3.1).

Les doublets émis ont été modulés en amplitude (OOK) (voir §3.1). Ce qui en termes de détection (hypothèses de modulation H_1 et H_2) correspond à décider respectivement qu'un « 1 » a été émis ou qu'un « 0 » a été émis ($c \in \{+1, 0\}$), selon un seuil de détection γ_d , (3-5).

$$\left\{ \begin{array}{c} H_1 \\ > \\ c_w < \gamma_d \\ < \\ H_2 \end{array} \right\} \quad (3-5)$$

Comme présenté au chapitre 2, la valeur optimale du seuil de détection pour cette modulation est donnée par (3-6).

$$\gamma_d = \frac{E_b}{4} u_w \quad (3-6)$$

E_b est l'énergie du bit reçu.

u_w est la proportion de l'énergie collecté à travers la fenêtre de corrélation T_w .

Dans ce tests et conformément aux résultats précédents (§3.3.2) on peut être assuré que les impulsions sont complètement incluses dans les fenêtres de corrélation. La valeur du coefficient u_w est donc égale à 1. La valeur du seuil de détection à utiliser dépend alors uniquement de l'énergie du bit reçu, (3-7).

$$\gamma_d = \frac{E_b}{4} \quad (3-7)$$

Les tests comprennent la détection de plusieurs doublets envoyés dans les mêmes conditions (visibilité et distance).

Pour les distances 40, 60 et 80 cm on a calculé pour chaque cas, un seuil d'après l'expression précédente à partir de la moyenne des mesures de l'énergie du bit de plusieurs impulsions reçues.

Dans le cas des distances à 80 et 100 cm avec condition NLOS les seuils ont été évalués empiriquement car le niveau du bruit n'a pas permis une mesure d'énergie fiable.

Les tests ont été faits automatiquement avec 2000 symboles émis : 1000 symboles modulés avec la valeur « 1 » et 1000 symboles avec la valeur « 0 ».

Le Tableau 3 montre les résultats obtenus pour ces différentes distances.

Tableau 3. Tests d'émission de doublets.

Distance entre l'émetteur et le récepteur	Doublets « 1 » (1000)	Doublets « 0 » (1000)	Seuil employé
	Nombre d'erreurs à la détection	Nombre d'erreurs à la détection	
40 cm	0	0	0.05
60 cm	0	0	0.01
80 cm	0	0	0.01
100 cm	0	0	0.01
80 cm NLOS	0	0	0.005
100 cm NLOS	2	5	0.005

Les tests à différentes distances ont permis d'observer le comportement du système par rapport au niveau du bruit, les résultats présentés permettent de conclure à la fiabilité du circuit TDSC pour la détection des données.

La validation expérimentale de la performance, en termes de la probabilité d'erreur en détection (voir §2.6), sera une tâche à réaliser avec un équipement de mesure approprié.

3.4 La procédure de synchronisation.

La procédure de synchronisation a été validée expérimentalement par une simulation en utilisant les signaux réels obtenus suite aux tests précédents. Un symbole complet a été formé à partir de deux impulsions enregistrées et sa corrélation glissante a été calculée.

La procédure de synchronisation détermine la valeur la plus élevée de la corrélation glissante qui donnera l'instant de détection des impulsions.

Cette procédure, décrite au chapitre 2, fait que les valeurs de la corrélation sont calculées suivant un échantillonnage du symbole avec un pas Δ déterminé. Le nombre d'échantillons K et la position τ_k du maximum sont alors donnés par :

$$K = \frac{T_s}{\Delta}, \quad \tau_k = k \cdot \Delta, \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (3-8)$$

Les K valeurs de la corrélation étant calculées par :

$$c_{wk} = \sum_{n=0}^{N_w-1} [r(t_0 - k\Delta - nT_e) \cdot r(t_0 - k\Delta - nT_e - T_D)] \quad k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \quad (3-9)$$

Nous avons retenu deux exemples de résultats de cette simulation qui illustrent la procédure.

Un symbole a été formé à partir des impulsions émises en bande de base (Figure 3-44), un autre avec des impulsions émises à 4 GHz (Figure 3-45).

Dans les deux cas la fréquence d'échantillonnage f_e choisie pour l'enregistrement des impulsions a été de 7.5 GHz qui correspond à une longueur de fenêtre de corrélation T_w de 17 ns.

La durée T_s du symbole a été fixée à 48 ns et la valeur de Δ à 2 ns. En conséquence le nombre K d'échantillons de la corrélation glissante d'un symbole a été de 24.

Les figures montrent que, dans les deux cas, la valeur maximale de la corrélation est clairement identifiée. La valeur de $k=9$ a été trouvée pour les impulsions en bande de base et la valeur de $k=5$ pour les impulsions à 4 GHz. Ces valeurs sont les instants de référence dans le symbole pour réaliser la détection. La procédure de synchronisation est ainsi validée fonctionnellement.

Cette procédure de validation n'a pas inclus de tests en fonction du rapport signal sur bruit n'ayant pas le moyen de générer un bruit large bande sur les impulsions reçues.

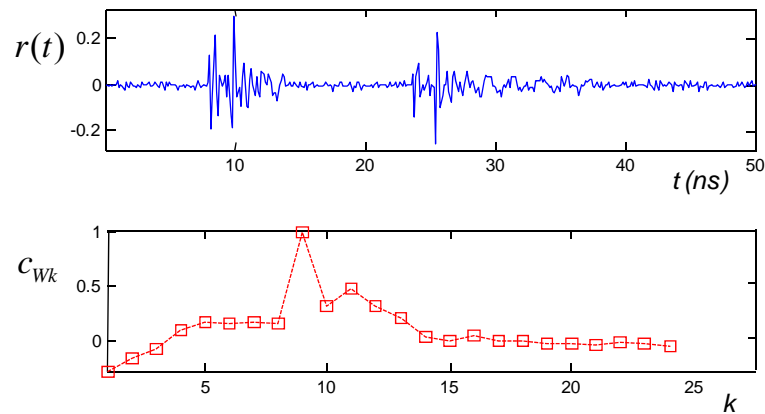


Figure 3-44. Corrélation glissante c_{Wk} d'un symbole $r(t)$ formé à partir d'impulsions réelles en bande de base.

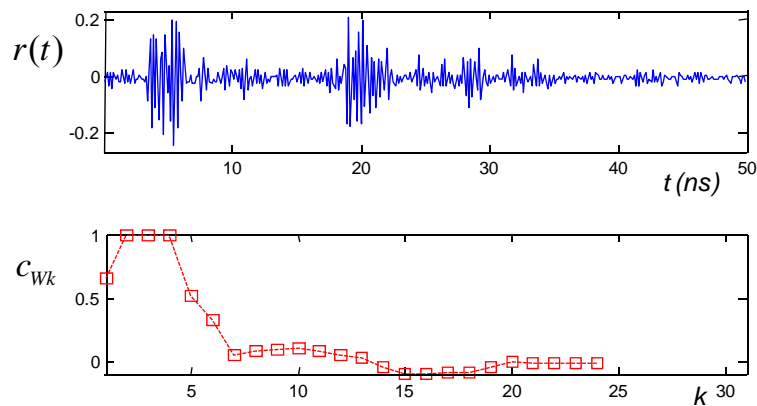


Figure 3-45. Corrélation glissante c_{Wk} d'un symbole $r(t)$ formé à partir d'impulsions réelles à 4 GHz.

3.5 Conclusions.

La plateforme de test présentée dans ce chapitre a permis de valider la détection de signaux numériques en utilisant un récepteur TDSC ainsi que le principe de synchronisation envisagé pour un système de communication TDSC. Les tests réalisés ont utilisé des signaux en bande de base et des signaux transposés en fréquence, avec des canaux par câble et en transmission radio.

Les procédures proposées pour éliminer les variations du signal reçu, tension continue ajoutée et différence du temps d'écart T_D , entre les impulsions, ont permis d'utiliser les cartes avec "confiance" sur les résultats obtenus.

Ce système est la base pour poursuivre l'étude des signaux TR-UWB, pour avancer dans la conception complète d'un récepteur TDSC et pour étudier des stratégies de mesure de distance dans un contexte de localisation indoor TR-UWB, qui font l'objet du chapitre 4.

Les résultats de validation de la méthode TDSC ont donné lieu à la publication de deux articles :

- Conférence WINSYS 2011, *International Conference on Wireless Information Networks and Systems*, [10], qui a lieu à Sevilla, Espagne, en juillet 2011. Cette publication a été remarquée en tant que "Best Awarded". Par ailleurs une offre a été faite de contribuer à un ouvrage collectif (compilation d'articles) : "Lectures Notes". Communications in Computer and Information Science (CCIS) series par Springer-Verlag, en cours de publication.
- Conférence EuRAD, *European Radar Conference*, [11], qui a fait partie de EuMC 2011, *European Microwave Week*, organisée à Manchester, Royaume Uni, en octobre 2011.

Annexe 3.1 Transmission synchronisée de doublets.

Il s'agit d'envoyer à l'émetteur un signal depuis le microcontrôleur du récepteur pour commander les émissions de doublets (Figure 3-46).

1. Le récepteur envoie à l'émetteur, par câble, une onde carrée qui produit les impulsions émises à la place du microcontrôleur de l'émetteur (voir §3.1.1) et qui se compose de deux impulsions de base pour les signaux TRIGGER (Figure 3-47).
2. A l'émetteur les impulsions sont générées à la fin de l'onde carrée (1 à 0).
3. Les signaux pour générer les TRIGGER du TDSC sont utilisés pour générer l'onde carrée envoyée à l'émetteur, mais avec un décalage de façon à produire l'échantillonnage des impulsions reçues.
4. Les signaux TRIGGER envoyés finalement au circuit TDSC sont décalés de sorte qu'ils sont produits à la fin de l'onde carrée.
5. Il faut ajuster les deux potentiomètres permettant de varier la forme de l'impulsion de sortie de l'émetteur (§3.1.2b) pour réussir à produire les impulsions pendant le temps d'échantillonnage du circuit TDSC.

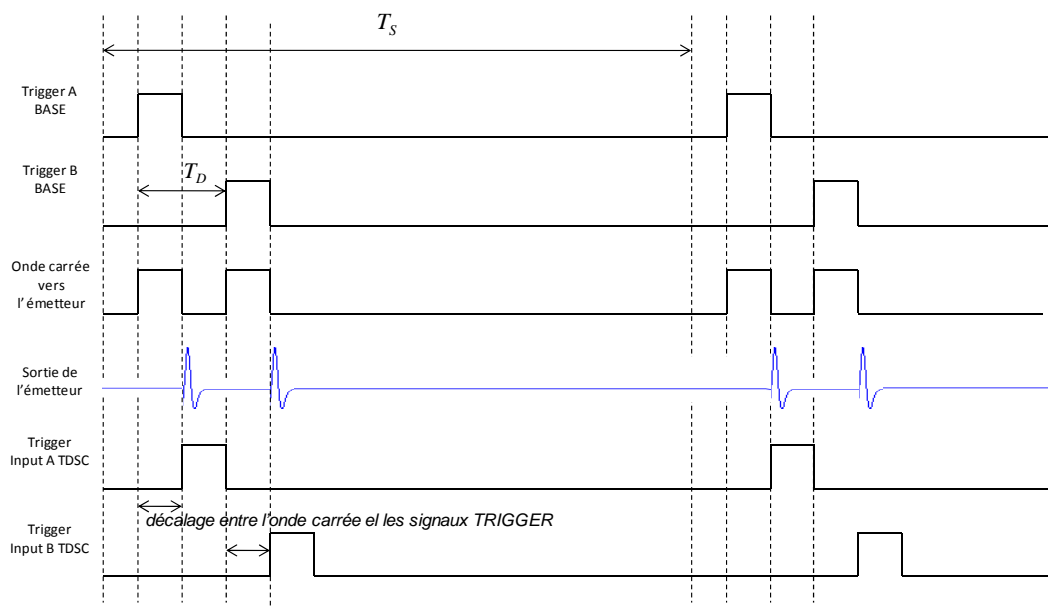


Figure 3-46. Signaux générés pour l'émission des impulsions synchronisées avec le récepteur.

On a utilisée des circuits multivibrateurs monostables pour obtenir le décalage des signaux TRIGGER. Le circuit additionnel aux cartes du système est montré sur la Figure 3-47, ainsi que les signaux impliqués.

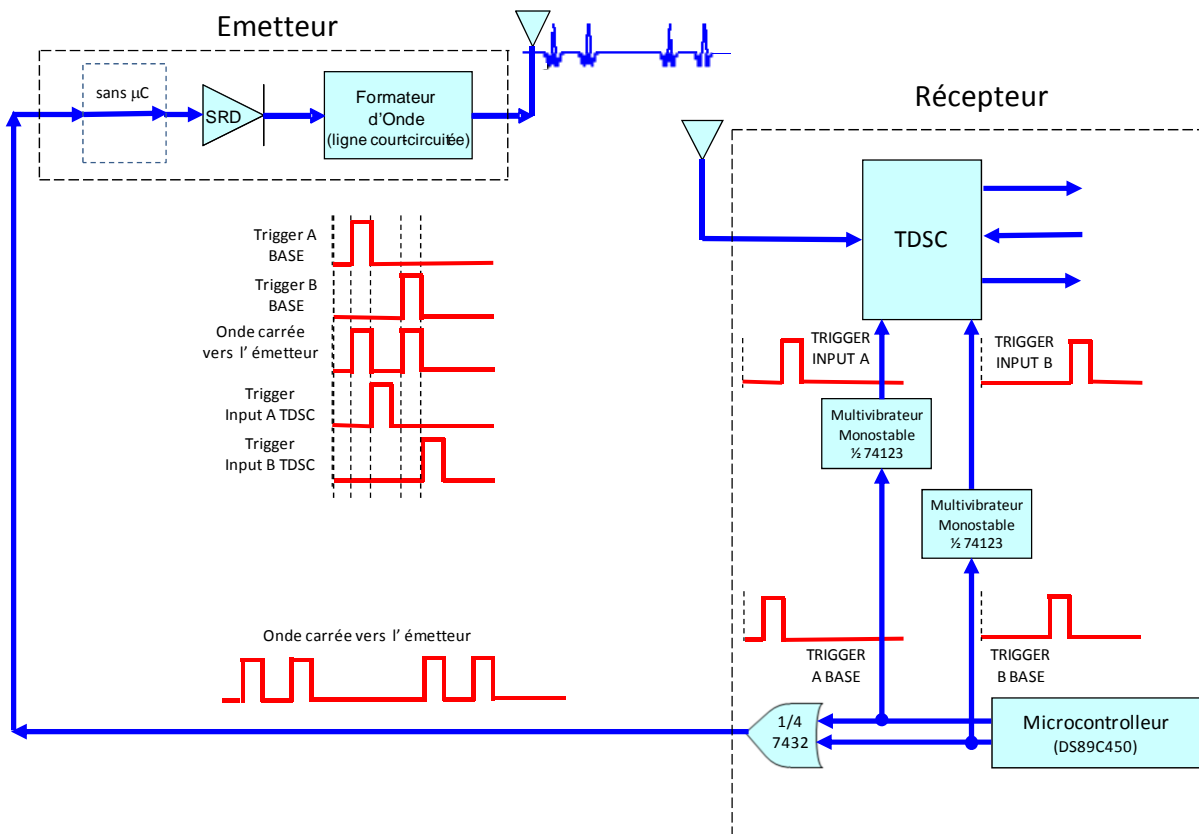


Figure 3-47. Eléments additionnels du circuit du récepteur.

Avec ce circuit les impulsions sont produites aux mêmes temps que le début des signaux TRIGGER qui font démarrer l'échantillonnage du circuit TDSC. L'ajustement de la forme d'onde et de la position des impulsions à l'émetteur permet de fixer l'instant précis pour échantillonner les impulsions reçues.

3.6 Références bibliographiques.

- [1] Francisco I. Hirata-Flores. *Design and Implementation of a CMOS Prototype for a TDSC-UWB Receiver Based on TR Detection Scheme*. PhD thesis, Ecole Doctorale EDITE. Université Pierre & Marie Curie. Institut Télécom SudParis. Evry., 2008.
- [2] Maxim Integrated Products. *DS89C430/DS89C450. Ultra-High-Speed Flash Microcontrollers*, rev: 040507 edition, 2007.
- [3] Maxim Integrated Products. *Ultra-High-Speed Flash Microcontroller User's Guide*, rev: 10; 3/08 edition, 2008.
- [4] Jeong Soo Lee, C. Nguyen, and T. Scullion. New uniplanar subnanosecond monocycle pulse generator and transformer for time-domain microwave applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 49(6):1126 –1129, jun 2001.
- [5] J.S. Lee and C. Nguyen. Uniplanar picosecond pulse generator using step-recovery diode. *Electronics Letters*, 37(8):504 –506, apr 2001.
- [6] S. Kleinfelder. Gigahertz waveform sampling and digitization circuit design and implementation. *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, 50(4):955 – 962, aug. 2003.
- [7] F.I. Hirata-Flores, M. Muller, Yang Ni, and C. Gimenes. Cmos implementation of a tr-uwb receiver based on time delayed sampling and correlation method. pages 1 –5, jun. 2008.
- [8] Burr-Brown Products from Texas Instruments. *ADS931 8-Bit, 33MHz Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER*, sbas060a edition, May 2001.
- [9] Maxim Integrated Products. *±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers*, 19-0175; rev 5; 10/03 edition, 2003.
- [10] Jorge A. Pardiñas-Mir, Muriel Muller, Roger Lamberti, and Claude Gimenes. Experimental validation for tr-uwb systems - by time delayed sampling & correlation (tdsc). In *Wireless Information Networks and Systems, WINSYS 2011 International Conference on*, pages 87–94, 2011.
- [11] J.A. Pardiñas-Mir, M. Muller, R. Lamberti, and C. Gimenes. Tr-uwb detection and synchronization - using the time delayed sampling and correlation detection method. In *Radar Conference (EuRAD), 2011 European*, pages 202 –205, oct. 2011.
- [12] M. Casu and G. Durisi, Implementation aspects of a transmitted reference UWB receiver, *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 5, no. 5, pp. 537–550, 2005. .

Chapitre 4

La localisation et la mesure de la distance

La réalisation d'une plateforme de tests et la validation expérimentale de la méthode TDSC ont permis d'envisager la localisation de dispositifs mobiles dans un réseau sans fil avec des signaux TR-UWB.

On revoit ici les principes fondamentaux de localisation et de mesure de distance entre dispositifs. La mesure du temps d'arrivée, (time of arrival ou TOA en anglais), apparaît comme étant la meilleure méthode pour la mesure de la distance entre deux dispositifs en utilisant les signaux UWB.

Une synthèse d'études de plusieurs propositions et travaux expérimentaux sur l'estimation du temps d'arrivée permet d'avoir un point de référence et de définir quelques fondamentaux à la conception d'une mesure de TOA basée sur la méthode TDSC.

4.1 La localisation.

Dans le cadre d'un réseau de dispositifs sans fil la localisation, ou positionnement, est la détermination de l'emplacement d'un dispositif, dont la position est inconnue, normalement un nœud mobile, à partir des positions des autres dispositifs dont les positions sont connues, normalement des nœuds fixés ou nœuds de référence. La position peut être estimée soit directement à partir des signaux émis entre les dispositifs soit à travers des paramètres qui sont extraits de ces signaux, soit à travers une combinaison des deux [1].

La Figure 4-1 montre le nœud mobile A de position inconnue (x,y) à l'intérieur d'un réseau de nœuds fixés B_i dans des positions connues (x_i,y_i) . d_i est la distance entre chaque nœud fixé et le nœud mobile.

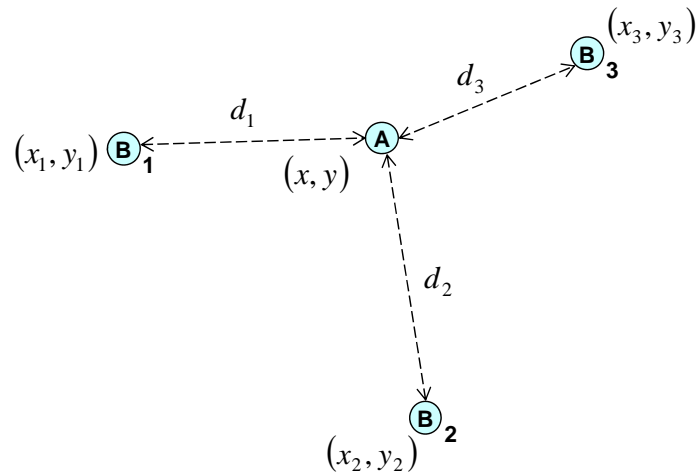


Figure 4-1. Positionnement du nœud mobile A dans le réseau des nœuds fixes B_i .

Il y a plusieurs techniques de positionnement, on présente ici les plus représentatives et appropriées à l'utilisation des signaux UWB.

4.1.1 Triangulation.

La technique de la triangulation permet de calculer la position du nœud mobile en mesurant les angles α_1 et α_2 entre ce point et les positions des nœuds fixes, comme indiqué sur la Figure 4-2. Ces angles sont nommés angles d'arrivée (AOA). Dans le cas de deux dimensions (2D) il suffit d'avoir seulement deux nœuds de référence B_i . Dans le cas de l'espace il est nécessaire d'avoir au moins 3 nœuds.

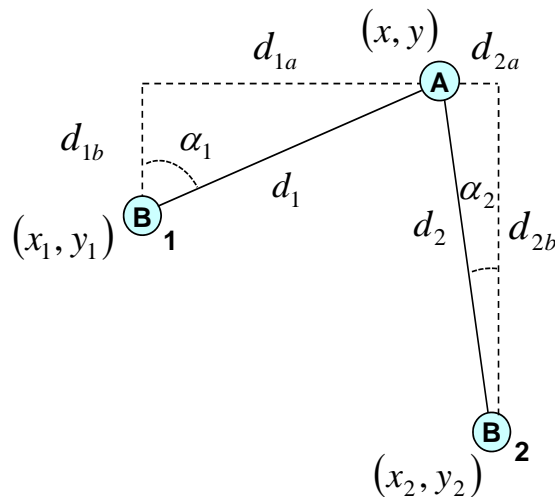


Figure 4-2. Angles entre le nœud mobile A et les nœuds fixes B_i , cas 2 dimensions.

Pour le cas 2D les angles et les positions des nœuds de référence connus permettent de définir deux lignes dont l'intersection correspond à la position du nœud mobile.

$$\tan \alpha_1 = \frac{d_{1a}}{d_{1b}} = \frac{x - x_1}{y - y_1} \quad \tan \alpha_2 = \frac{d_{2a}}{d_{2b}} = \frac{x - x_2}{y - y_2} \quad (4-1)$$

Les coordonnées de la position du nœud mobile sont alors calculées par :

$$x = \frac{(y_2 - y_1) \tan \alpha_1 \tan \alpha_2 + x_1 \tan \alpha_2 - y_2 \tan \alpha_1}{\tan \alpha_2 - \tan \alpha_1} \quad (4-2)$$

$$y = \frac{y_2 \tan \alpha_2 - y_1 \tan \alpha_1 + x_1 - x_2}{\tan \alpha_2 - \tan \alpha_1}$$

La mesure de la direction d'arrivée du signal, angles α_i , peut se faire soit en radiogoniométrie soit par traitement matriciel. La radiogoniométrie se fait soit avec une antenne directive qui balaye l'espace soit avec un réseau d'antennes dont le gain est commandé électroniquement (par exemple, les antennes ESPAR electronically steerable beam antennas [2]). Les traitements matriciels estiment les directions d'arrivée des sources présentes par décomposition, de la matrice de covariance d'un réseau d'antennes, en sous-espaces (par exemple MUSIC).

En général, l'augmentation de précision de la position se traduit en exigences d'équipement plus larges et complexes [3].

4.1.2 Trilatération.

La trilatération consiste à déterminer le point où les sphères imaginaires formées autour de chaque nœud fixe se coupent ; la sphère dont le centre est la position du nœud et dont le rayon est la distance entre le nœud fixe et le nœud mobile. Dans le cas en 2D il est nécessaire d'avoir au moins trois cercles, soit 3 nœuds fixes (Figure 4-5).

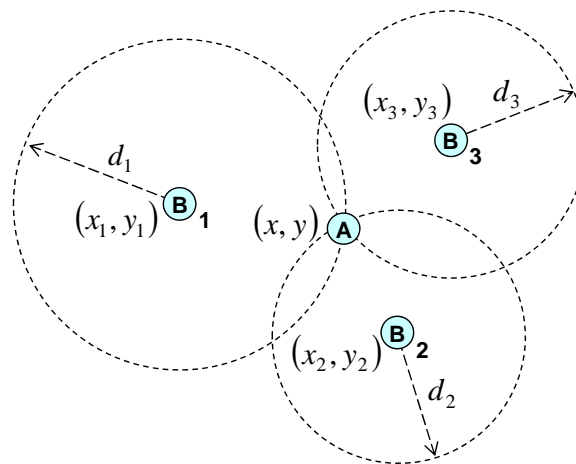


Figure 4-3. Technique de trilatération à deux dimensions.

Chaque cercle est défini par l'équation:

$$(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 = d_i^2 \quad (4-3)$$

Le point d'intersection est obtenu en résolvant le système à 3 équations correspondant à chaque cercle.

4.2 Mesure de la distance.

Le calcul de la distance entre deux nœuds d'un réseau radio, peut être fait de plusieurs façons, notamment par l'intensité de la puissance reçue et par le temps de vol du signal d'un point à l'autre.

4.2.1 Calcul de la distance au moyen de la puissance reçue.

Le calcul de la distance entre deux nœuds au moyen de la puissance est basé sur la mesure de celle-ci au point de réception connaissant la puissance émise et en utilisant un modèle qui décrit la perte de puissance en fonction de la distance (Figure 4-4).

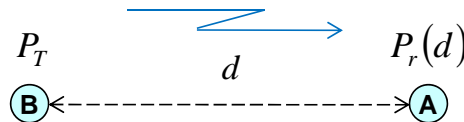


Figure 4-4. Puissance reçue à la distance d .

Un tel modèle peut être exprimé par l'équation (4-4) [4]:

$$P_r(d) = P_0 - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S \quad (4-4)$$

$P_r(d)$ est la puissance reçue (dBm) à la distance d ,
 P_0 est la puissance reçue à la distance de référence d_0 ,
 n est l'exposant de la perte du trajet,
 S représentant les variations de l'évanouissement.

Un problème majeur pour le calcul de la distance à partir de la mesure de la puissance reçue est l'existence des conditions particulières de propagation comme les multi-trajets et l'évanouissement qui peuvent varier d'une position à une autre dans le même environnement, [5]. Dans ce cas, la combinaison des techniques de positionnement peut améliorer la précision, comme illustré en [6], où la puissance reçue s'appuie sur l'angle d'arrivée dans une communication à travers le standard Zigbee.

4.2.2 Calcul de la distance à partir du temps de vol.

Le temps de vol (time of flight, TOF) est la durée du déplacement du signal d'un dispositif vers l'autre. C'est un paramètre directement lié à la vitesse de propagation dans un milieu homogène, (Figure 4-5). Il correspond à la différence entre le temps de départ, t_d , et le temps d'arrivée, t_a .

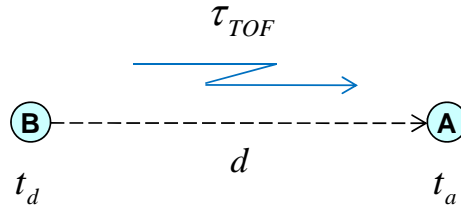


Figure 4-5. Temps du vol τ_{TOF} entre dispositifs.

$$\begin{aligned}\tau_{TOF} &= t_d - t_a \\ d &= V_p \cdot \tau_{TOF}\end{aligned}\quad (4-5)$$

La mesure du temps de vol exige des dispositifs qui ont la même référence de temps et qui sont synchronisés, soit parce qu'ils possèdent une horloge commune soit parce qu'ils partagent des informations sur le temps, par exemple avec la procédure aller-retour décrite annexe 4.1.

Une fois que le temps de départ est connu par les dispositifs, l'objectif est d'estimer le temps d'arrivée (time of arrival, TOA).

Pour déterminer la position à partir de la mesure du temps d'arrivée il faudra, comme on l'a précédemment mentionné §4.1.2, trois nœuds de référence. Par exemple, dans un plan où le nœud mobile se trouve en (x, y) et les nœuds de référence en (x_1, y_1) , (x_2, y_2) et (x_3, y_3) , les équations à résoudre pour trouver le point d'intersection de ces cercles sont :

$$\begin{aligned}d_1^2 &= (t_{TOA_1} \cdot c)^2 = (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 \\ d_2^2 &= (t_{TOA_2} \cdot c)^2 = (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 \\ d_3^2 &= (t_{TOA_3} \cdot c)^2 = (x - x_3)^2 + (y - y_3)^2\end{aligned}\quad (4-6)$$

où c est égale à la vitesse de propagation.

Un aperçu détaillé des différents algorithmes de localisation basée sur le calcul du TOA et de leurs défis techniques est présentée en [7].

4.2.3 Calcul de la position à partir de la différence de temps d'arrivée.

La mesure de la différence de temps d'arrivée TDOA (time difference of arrival) permet de calculer la distance entre le nœud mobile et les nœuds de référence s'il n'y a pas de synchronisation des horloges entre le mobile et les références. Il est nécessaire, par contre,

que les nœuds de référence soient synchronisés entre eux. Dans le cas du calcul de la position dans un plan, 2D, il faut avoir au moins deux paires de nœuds de référence (trois nœuds différents).

La base de cette mesure est la relation géométrique existant dans une hyperbole (pour le cas en deux dimensions), en considérant que le nœud mobile A se trouve sur une des branches de l'hyperbole dont les foyers sont les nœuds fixes B1 et B2, situés, dans un souci de simplification, sur l'axe des coordonnées et à la même distance de l'origine, (Figure 4-6). La différence entre les distances $d_1 - d_2$ reste toujours constante pour tous les points qui se trouvent sur les branches de l'hyperbole.

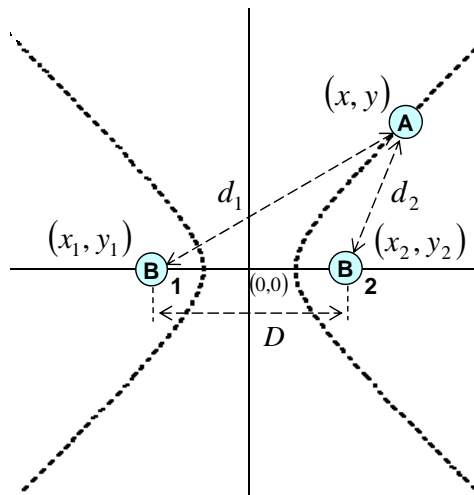


Figure 4-6. Eléments du calcul du temps différentiel d'arrivée entre dispositifs.

Les distances d_1 et d_2 , en termes de temps d'arrivée, sont données par :

$$\begin{aligned} d_1 &= t_{TOA1} \cdot c \\ d_2 &= t_{TOA2} \cdot c \end{aligned} \quad (4-7)$$

Leur différence est fonction de celle des temps d'arrivée :

$$\Delta d = d_1 - d_2 = (t_{TOA1} - t_{TOA2}) \cdot c \quad (4-8)$$

Dans le cas où le nœud mobile n'est pas synchronisé avec les nœuds de référence, il mesure les temps d'arrivée en fonction de sa propre référence de temps qui, en quelque sorte, inclus les vrais temps d'arrivée, donc la différence reste la même :

$$\begin{aligned} t_1 &= t_{ref} + t_{TOA1} \\ t_2 &= t_{ref} + t_{TOA2} \\ t_1 - t_2 &= t_{TOA1} - t_{TOA2} \end{aligned} \quad (4-9)$$

et la différence de distances en découle.

C'est ici qu'il faut s'aider de l'hyperbole, en représentant tout d'abord les distances d_1 et d_2 en fonction de la géométrie :

$$\begin{aligned} d_1 &= \sqrt{y^2 + \left(x + \frac{D}{2}\right)^2} \\ d_2 &= \sqrt{y^2 + \left(x - \frac{D}{2}\right)^2} \end{aligned} \quad (4-10)$$

L'équation de l'hyperbole s'exprime donc comme :

$$\Delta d = d_1 - d_2 = \sqrt{y^2 + \left(x + \frac{D}{2}\right)^2} - \sqrt{y^2 + \left(x - \frac{D}{2}\right)^2} \quad (4-11)$$

qui peut aussi être exprimée dans la forme classique de l'hyperbole :

$$\frac{x^2}{4} - \frac{y^2}{\left(\frac{D^2}{4} - \frac{\Delta d^2}{4}\right)} = 1 \quad (4-12)$$

Ce qui signifie que les positions possibles du nœud mobile peuvent être spécifiées à partir de la différence de temps d'arrivée.

Pour le cas de positionnement dans un plan, il faut définir une autre hyperbole construite à partir d'un des foyers de celle qu'on vient d'analyser et d'un autre nœud de référence. Ceci permettra de trouver les points d'intersection qui correspondent à la position du nœud mobile. Par exemple, dans un plan où le nœud mobile se trouve en (x_0, y_0) et les nœuds de référence en (x_1, y_1) , (x_2, y_2) et (x_3, y_3) , (Figure 4-7), les deux équations à résoudre sont :

$$\begin{aligned} \Delta d_{1,2} &= d_1 - d_2 = \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2} - \sqrt{(x_0 - x_2)^2 + (y_0 - y_2)^2} \\ \Delta d_{1,3} &= d_1 - d_3 = \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2} - \sqrt{(x_0 - x_3)^2 + (y_0 - y_3)^2} \end{aligned} \quad (4-13)$$

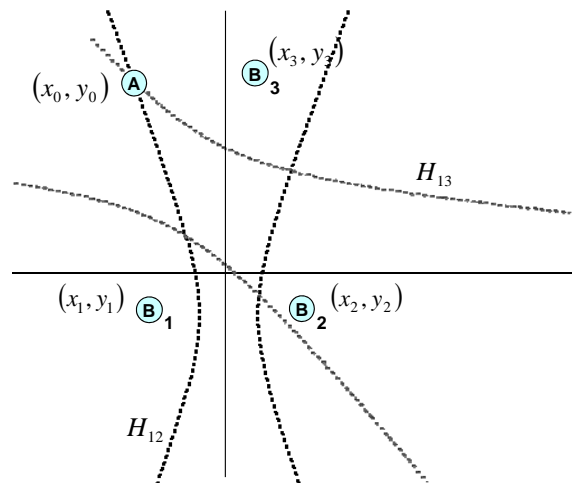


Figure 4-7. Trois nœuds de référence B_i et un nœud mobile A qui définissent deux hyperboles H_{12} et H_{13} .

4.2.4 Estimation de la distance à partir de mesures imprécises.

La précision du calcul de la position d'un nœud mobile peut être améliorée en utilisant un nombre de nœuds de référence supérieur au minimum requis par la méthode utilisée. Par exemple, dans le cas de l'angle d'arrivée on peut compter avec 4 références à la place de seulement deux. Ici il faudra trouver l'intersection de 4 lignes.

Les paramètres mesurés pour la détermination d'une position, quelle que soit la méthode employée, auront toujours une imprécision dépendant des caractéristiques physiques : le bruit, l'interférence d'autres signaux, les multi-trajets, les différences de temps entre horloges, etc.

Par exemple, dans le cas de l'angle d'arrivée en triangulation, l'intersection trouvée pour les lignes droites passant par les nœuds de référence peut ne pas correspondre exactement à la vraie position, (Figure 4-8a), même si le nombre de nœuds de référence a été augmenté.

Dans le cas de la trilatération, les cercles définis par chaque distance peuvent aussi n'avoir pas le même point en commun, (Figure 4-8b).

Il est alors nécessaire d'avoir un critère pour décider ou estimer la position correcte dans la zone d'incertitude.

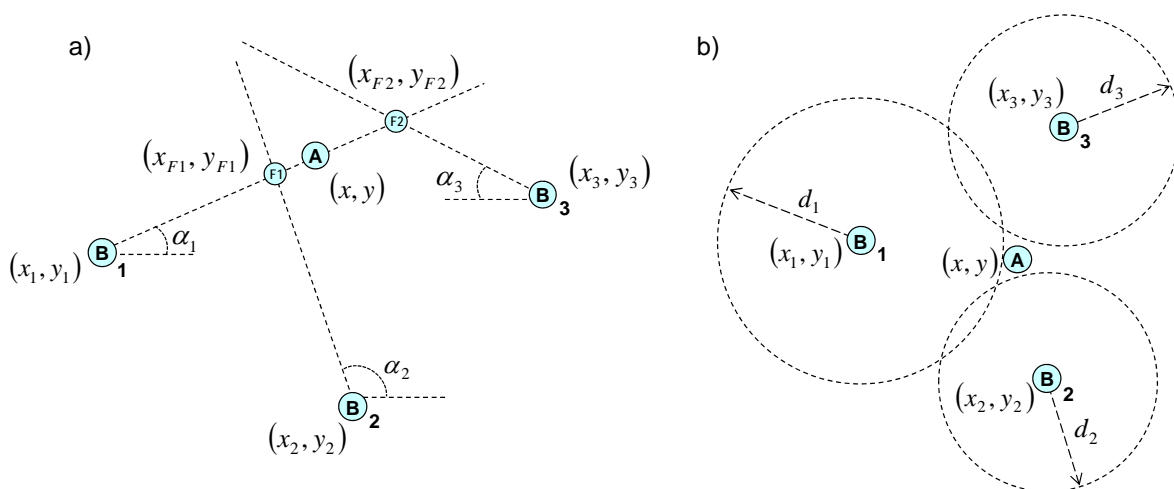


Figure 4-8. Positions erronées à cause des imprécisions du calcul.
a) Angles d'arrivée. b) Distances.

Le critère le plus employé est celui des moindres carrés, où la position estimée (x_e, y_e) , pour le cas de la trilération, est celle qui minimise la fonction non-linéaire exprimée en (4-14), [8].

$$(x_e, y_e) = \arg \min_{(x,y)} \left(\sum_{i=1}^M \left(\sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} - D_{ei} \right)^2 \right) \quad (4-14)$$

A titre d'exemple, si on l'applique pour 4 nœuds de référence B_i avec les positions illustrées sur la Figure 4-9, on obtient les résultats indiqués dans le Tableau 4-1, où D_{vi} sont les distances réelles et D_{ei} les distances mesurées.

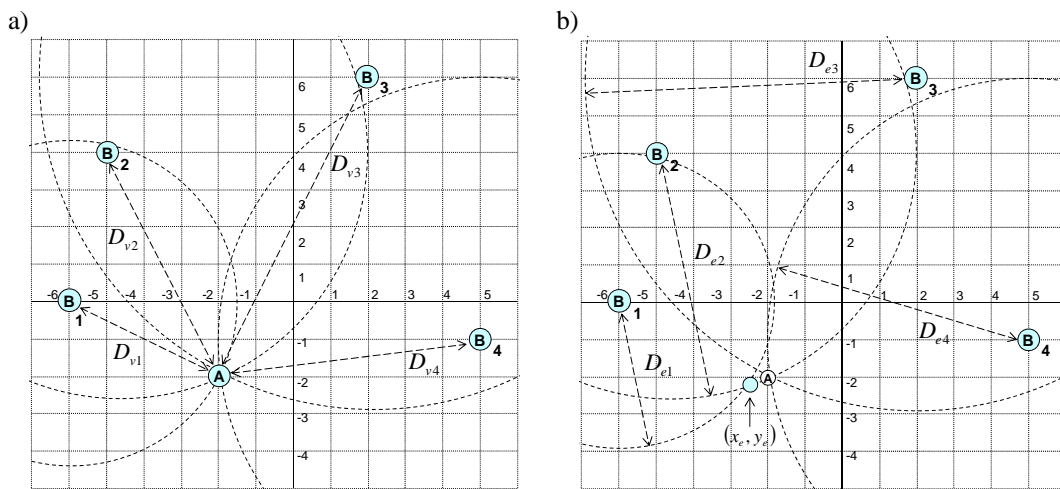


Figure 4-9. Positions des nœuds de référence B_i , position réelle du mobile A et position estimée du mobile (x_e, y_e) . a) Distances réelles. b) Distances mesurées.

Tableau 4-1. Résultats de l'estimation de la position du mobile par trilération.

	A	B_1	B_2	B_3	B_4
x_i	-2	-6	-5	2	5
y_i	-2	0	4	6	-1
D_{vi}		4.5	6.8	9	7
D_{ei}		4.1	7.05	9.25	7.18

La valeur estimée correspond alors à $(-2.2, -2.57)$, à la place de la position réelle $(-2, -2)$.

D'autres méthodes d'estimation sont aussi présentées en [7].

4.3 Estimation statistique de paramètres pour la mesure de la distance.

Etant donné que les paramètres tels que la puissance, la direction ou le temps, entre autres, pour la mesure de distance peuvent être décrits par des modèles probabilistes, une estimation statistique cherchera à connaître les valeurs de ces paramètres de modèle grâce aux observations réalisées sur un ensemble d'échantillons liées au modèle.

4.3.1 Définitions générales.

Si la vraie valeur du paramètre à mesurer est θ , l'estimation statistique de la valeur $\hat{\theta}$ en fonction d'une suite d'échantillons du processus, réalisations de variables aléatoires réelles X_1, X_2, \dots, X_n indépendantes, sera notée par:

$$\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n) \quad (4-15)$$

Idéalement la valeur moyenne de l'estimateur, son espérance, doit être égal à la vraie valeur :

$$E_{\theta}[\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n)] = \theta \quad (4-16)$$

Si ce n'est pas le cas, l'estimateur a un biais, $b(\theta)$, on dit que l'estimateur est biaisé :

$$b(\theta) = E_{\theta}[\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n)] - \theta \quad (4-17)$$

L'optimalité de l'estimateur peut se mesurer en termes d'un certain critère de qualité, parmi les plus utilisés l'erreur quadratique moyenne $eqm(\theta)$: plus l'erreur est petite, meilleure est la qualité de l'estimateur.

$$eqm(\theta) = E_{\theta}[(\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n) - \theta)^2] \quad (4-18)$$

Dans le cas d'un estimateur sans biais son $eqm(\theta)$ est égal a sa variance:

$$\begin{aligned} E_{\theta}[(\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n) - \theta)^2] &= E_{\theta} \left\{ [\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n) - E_{\theta}(\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n))]^2 \right\} \\ &= Var(\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n)) \end{aligned} \quad (4-19)$$

On parle de l'estimateur sans biais à variance minimale si l'estimateur possède la variance minimale pour toute valeur de θ . Cette valeur minimale ou précision maximale possible peut être calculée par la borne de Cramer-Rao, CRLB (Cramer-Rao Lower Bound), [4]:

$$eqm(\theta) = Var[\hat{\theta}(X_1, \dots, X_n)] \geq CRLB \quad (4-20)$$

L'estimateur à variance minimale n'existe pas toujours. La borne de Cramer-Rao indique si un estimateur est l'estimateur à variance minimale ou non et permet d'apprécier sa qualité.

4.3.2 Puissance du signal reçu.

L'estimation de la distance à partir de la puissance reçue, variable Gaussienne $P(d)$, est basée sur l'expression statistique (4-21).

$$P(d) \approx \mathcal{N}(P_r(d), \sigma_{sh}^2) \quad (4-21)$$

Où la valeur moyenne est égale à la puissance $P_r(d)$ à la distance d , (4-4), et la variance σ_{sh}^2 correspond aux variations de l'évanouissement S (log-normal). Dans ce cas la borne Cramer-Rao pour l'estimation de la distance \hat{d} est donnée par (4-22) [11].

$$CRLB = \left(\frac{(\ln 10)}{10} \frac{\sigma_{sh}}{n} d \right)^2 \leq \text{Var}[\hat{d}] \quad (4-22)$$

Où n , comme déjà exprimé en (4-4), est l'exposant de la perte du trajet. Ce résultat signifie, premièrement, que la précision de l'estimation de la mesure diminue avec l'augmentation de la distance et, deuxièmement, qu'elle dépend de l'évanouissement et de la perte du trajet, toutes les deux caractéristiques du canal.

La Figure 4-10 montre la borne Cramer-Rao calculée pour des canaux du modèle IEEE802.15.4a, [9], où on peut voir que la précision obtenue reste faible en comparaison à la distance de séparation entre les dispositifs. Par exemple, pour le canal CM3, Office LOS, à 5 mètres on obtient un écart autour 1.3 mètres et pour le canal CM5, Outdoor LOS, on a 54 cm à la même distance de séparation. La précision des canaux CM7, CM8 (Industrial LOS et NLOS) et CM9 (Farm) est insuffisante pour une localisation.

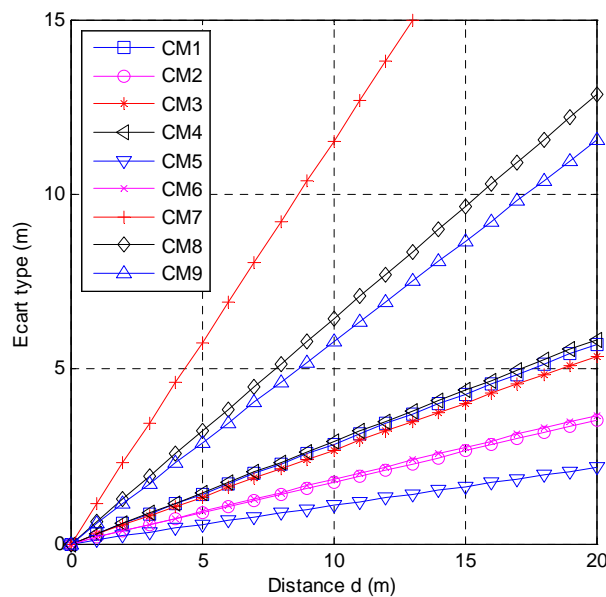


Figure 4-10. Ecart type (CRLB) pour l'estimation de la distance à partir de la puissance du signal reçu.

4.3.3 Temps d'arrivée TOA.

Dans le cas de l'estimation de la distance à partir du temps d'arrivée, TOA, un premier modèle considère le signal reçu sans trajets multiples, uniquement le trajet direct:

$$r(t) = \alpha s(t - \tau) + n(t) \quad (4-23)$$

Où τ représente le TOA,

α est le gain du canal,

$s(t)$ est une impulsion d'énergie unitaire et

$n(t)$ est un bruit Gaussien centré avec une densité spectrale égale à $N_0 / 2$.

La borne Cramer-Rao pour le paramètre τ est alors, [11]:

$$\text{Var}[\hat{\tau}] \geq \left(\frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sqrt{\text{SNR}\beta}} \right)^2 = \frac{1}{8\pi^2\beta^2\text{SNR}} \quad (4-24)$$

Où $\hat{\tau}$ est un estimateur sans biais, $\text{SNR} = \alpha^2 E_p / N_0$ est le rapport signal sur bruit, E_p est l'énergie moyenne reçue de $s(t)$ et β est sa bande passante effective.

$$\beta = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4-25)$$

Où $S(f)$ est la transformée de Fourier du signal émis $s(t)$.

Ce résultat montre que la précision de la mesure du TOA peut être améliorée en augmentant le SNR et la bande passante effective du signal reçu, ce qui n'est pas le cas pour la mesure de la puissance reçue. Les signaux UWB sont particulièrement adéquats pour mesurer le temps d'arrivée TOA.

La Figure 4-11 présente la variation de la borne pour des signaux des différentes largeurs de bande en fonction du rapport signal sur bruit. Par exemple, le signal de largeur égale à 500 MHz présente un écart type de 1.34 cm pour un rapport signal sur bruit de 14 dB et 0.67 cm à 20 dB alors que le signal de 1.5 GHz montre un écart égal à 0.44 cm à 14 dB et égal à 0.22 cm à 20 dB.

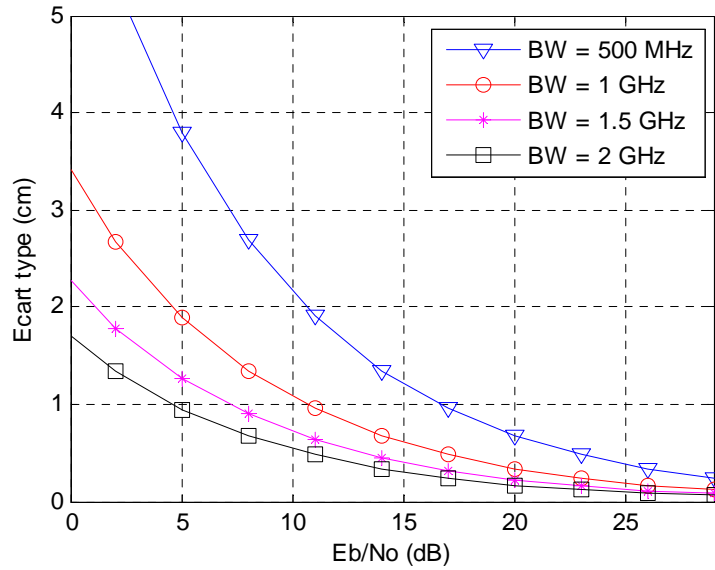


Figure 4-11. Ecart type (CRLB) pour l'estimation du temps d'arrivée.

On rappelle que le résultat précédent correspond au cas où le signal reçu se compose exclusivement du premier trajet. Dans le cas de multi-trajets le modèle du signal peut s'exprimer comme :

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (4-26)$$

$s(t)$ est une impulsion d'énergie unitaire,

L est le nombre de trajets,

α_l sont les gains et τ_l les retards de ces trajets,

$n(t)$ est un bruit Gaussien centré avec une densité spectrale égale à $N_0/2$.

Quand il n'existe pas de chevauchement des trajets, c'est-à-dire qu'ils sont séparés de plus de la largeur de l'impulsion émise τ_p :

$$|\tau_{li} - \tau_{lj}| \geq \tau_p \quad \forall i \neq j \quad (4-27)$$

la borne de Cramer-Rao peut être exprimée pour chaque trajet par [1]:

$$CRLB(\hat{\tau}_l) = \frac{1}{8\pi^2 \beta^2 SNR_l} \quad (4-28)$$

Où β est la bande passante effective (4-25).

SNR_l est le rapport signal sur bruit du l ème trajet, $SNR_l = \alpha_l^2 E_p / N_0$.

La CRLB donne une référence de la précision qui est difficile à approcher pratiquement. Dans le cas des signaux UWB il est nécessaire d'échantillonner à des fréquences plus élevées que la fréquence la plus haute du signal (fréquence de Nyquist), impliquant plusieurs GHz. D'autre part, la borne est moins précise dans le cas de rapport signal sur bruit faibles.

Une alternative à la borne Cramer-Rao est la borne Ziv-Zakai (ZZLB), qui est moins contraignante pour des rapports signal sur bruit faibles mais ne présente pas toujours une solution analytique. Parfois de bonnes approximations présentent une forme simple et implémentable [4].

4.4 Mesure de la distance avec des signaux UWB impulsionnels.

Comme il a été déjà mentionné, les signaux UWB possèdent une haute résolution en temps en raison de leur très courte durée et les techniques basées sur le temps sont principalement utilisées pour l'estimation de la distance entre les dispositifs UWB.

4.4.1 Le problème de la mesure du temps d'arrivée avec des signaux TR-UWB.

La Figure 4-12 montre les relations du temps liées à la transmission d'un signal UWB impulsionnel, dans ce cas un signal TR-UWB. On suppose que le signal a été émis au temps de départ τ_d et qu'il a été reçu au temps d'arrivée τ_{TOA} . S'il existe une synchronisation du temps entre l'émetteur et le récepteur, la tâche du récepteur est seulement d'estimer le moment précis d'arrivée du signal par rapport au temps de départ.

La figure illustre des signaux émis et reçus non perturbés par les effets du canal et le bruit.

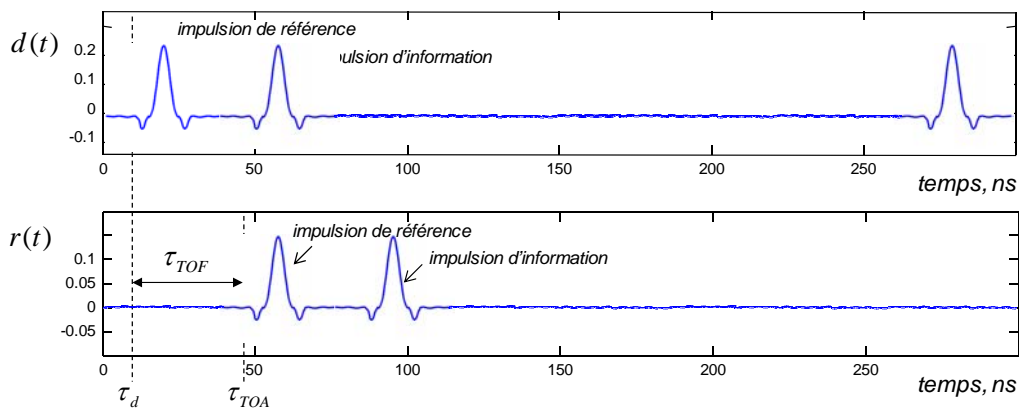


Figure 4-12. Temps du départ et temps d'arrivée d'un signal UWB.

Dans le cas où il n'existe pas de synchronisation du temps entre les dispositifs, où τ_d n'est pas connu du récepteur, on peut utiliser le protocole dit "aller-retour" (two-way ranging). Selon cette méthode, l'émetteur et le récepteur communiquent leurs informations de temps et on mesure le temps d'arrivée à l'aller et au retour, la différence des deux élimine l'incertitude (voir annexe 4.1).

La déformation du signal due aux effets du canal de propagation empêche l'utilisation de stratégies simples et directes de mesure du temps d'arrivée. D'après le modèle de l'IEEE 802.15.4a le comportement des canaux présente des effets des multi-trajets où, par exemple, le premier signal reçu n'a pas toujours la plus grande amplitude.

La Figure 4-13 montre une simulation de signal transmis sur un canal CM1 et reçu à 25 dB de rapport E_b / N_0 . Dans ce cas l'impulsion qui correspond au trajet direct (ou premier signal reçu) a une amplitude plus petite que celles des autres trajets (trajet direct atténué par un obstacle). L'identification du temps d'arrivée, en considérant la valeur maximale du signal reçu comme point de référence est ici une procédure inadaptée.

Le but de ce travail est de développer une méthode de mesure de temps utilisant le système TDSC qui prenne en compte les conditions réelles des signaux UWB, notamment les multi-trajets, pour obtenir des résultats comparables à d'autres options, décrites ci-après, en considérant un meilleur équilibre entre la complexité et la précision, tout en restant une solution de faible coût et à faible consommation d'énergie.

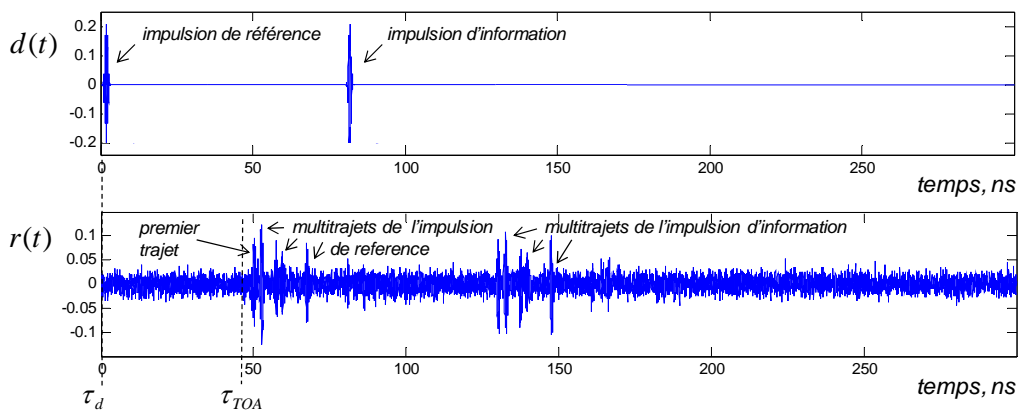


Figure 4-13. Signal émis au temps τ_d et signal reçu au temps τ_{TOA} .

4.5 Mesures représentatives du temps d'arrivée avec des signaux UWB impulsionnels.

La potentialité théorique des signaux UWB pour la mesure des distances avec une grande précision, grâce à la grande résolution temporelle (chapitre 1 et §4.3), a engendré beaucoup de travaux de recherche, qui varient selon l'application. Par exemple, des propositions visent à la résolution maximale sans tenir compte de la complexité du système. Inversement d'autres travaux recherchent un système peu complexe avec une précision suffisante pour l'application souhaitée.

Ce qui suit est une présentation non exhaustive de plusieurs travaux, les plus significatifs par rapport à l'estimation du temps d'arrivée avec des signaux UWB impulsionnels. Ceci permet d'avoir un point de référence et de situer notre proposition.

4.5.1 Stratégies de mesure du temps d'arrivée.

a) Un premier travail permettant d'avoir une vision générale de l'application des stratégies d'estimation du temps d'arrivée en utilisant des signaux UWB, est celui réalisé par Guvenc et al. [11]. Ils ont analysé trois architectures de base, (Figure 4-14), pour la réception des signaux UWB impulsionnels relativement à la performance de l'estimation du temps d'arrivée:

1. Référence locale (Stored-reference - SR)
2. Référence transmise (Transmitted-reference - TR)
3. Détection d'énergie (ED, Energy detection)

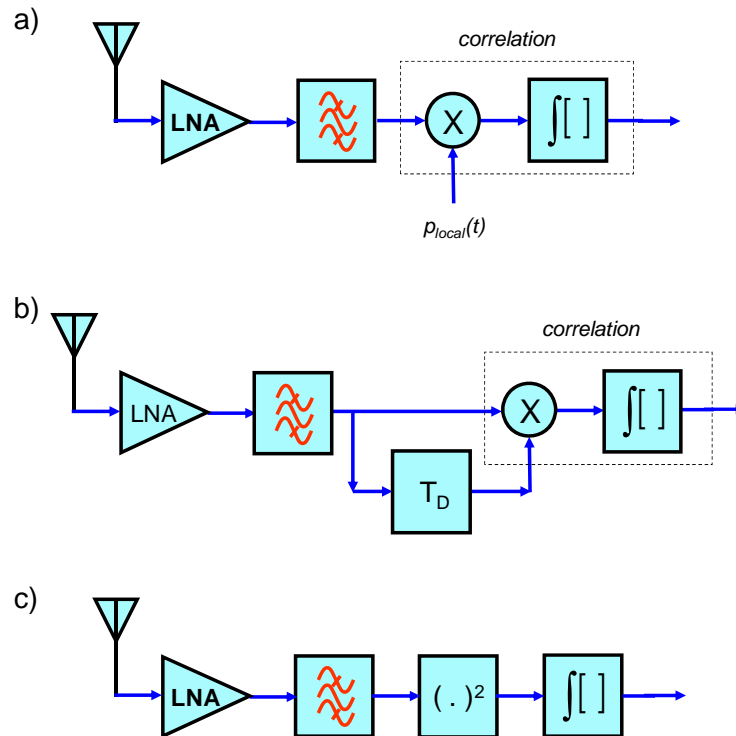


Figure 4-14. Architectures de réception pour la mesure du temps d'arrivée. a) Référence locale (détection cohérente). b) Référence transmise ("retard et corrélation"). c) Détection d'énergie.

Ils y présentent les différences et les avantages et inconvénients de ces architectures en termes d'intervalle d'échantillonnage, de la vitesse d'échantillonnage, du bruit ajouté et des interférences.

Au départ on considère qu'un signal UWB est détecté à travers l'identification du pic du signal reçu et que cette information est une information grossière du temps d'arrivée du signal. A partir de là, différentes techniques sont proposées pour détecter le début du premier trajet.

Ils ont développé et simulé l'estimation du maximum de vraisemblance et l'estimation bayésienne. Les résultats de simulation incluent l'erreur MAE (en ns) pour chaque architecture et pour des différents paramètres ainsi que l'affectation de la largeur de la fenêtre de récupération d'énergie.

Les meilleurs résultats correspondent à une largeur de fenêtre égale à 30 ns pour une erreur inférieure à 10^{-1} ns à partir de 18 dB pour l'architecture TR, 18.5 dB pour l'ED et 26 dB pour le SR. Ils montrent que, dans le cas d'un signal sous-échantillonné, SR est plus sensible aux décalages de synchronisation par rapport à TR et ED mais qu'il ne présente pas les pertes de performance liées à ces méthodes non cohérentes.

b) Des stratégies basées sur la détection d'énergie et sur la référence locale sont appliqués au concept de l'estimation en deux étapes du temps d'arrivée dans le travail présenté par Molisch et al., [12], [13]. Le signal utilisé, transmis par trames, correspond à celui du standard IEEE.802.15.4a. Chaque trame, de durée T_f , a N_c chips, chacun d'une durée de 2 ns. La trame est divisée en N_b blocs, de durée T_b , chacun contenant plusieurs chips, (Figure 4-15).

Dans une première étape la trame est analysée pour trouver le bloc de plus haute énergie, estimation grossière du temps, à travers un détecteur d'énergie.

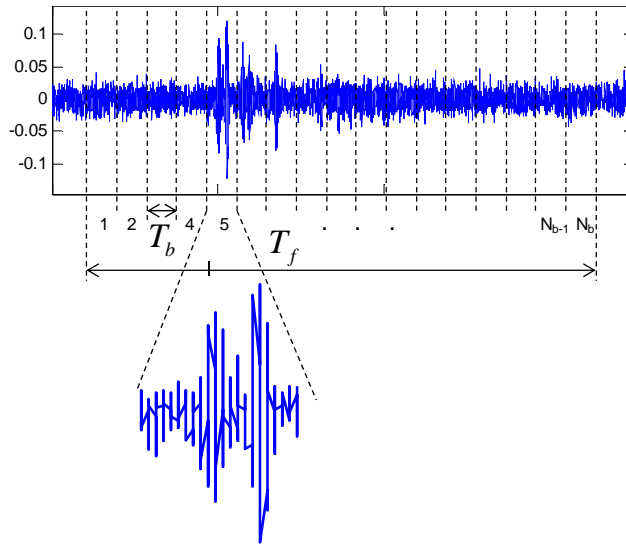


Figure 4-15. Identification du bloc (5) avec la plus haute énergie de la trame.

Une deuxième étape cherche dans le bloc choisi le chip où l'impulsion se trouve ceci en corrélant le signal reçu avec des versions décalées de l'impulsion émise (architecture RAKE avec au moins 10 corrélateurs). L'estimation est basée sur un estimateur MM (méthode des moments) de détection statistique du changement du signal. La méthode a été validée par simulation.

La probabilité de détection du bloc varie en fonction des paramètres théoriques: dans un cas la probabilité est supérieure à 80 % à partir de l'intervalle 4 à 8 dB du SNR, dans une autre cas à partir d'entre 4 à 20 dB.

Dans un troisième cas à partir de 15 à 22 dB. La précision restante, égale à la durée d'un chip (2 ns), correspond alors à 60 cm.

c) Chung et Sam, [14], ont analysé et simulé l'amélioration de la performance (en termes du rapport signal sur bruit) de l'estimation du temps d'arrivée à l'aide de la moyenne de plusieurs signaux reçus. La méthode d'estimation étant l'impulsion avec la plus grande amplitude obtenue à partir des valeurs de la corrélation avec une impulsion de référence locale. Ce principe, déjà proposé également dans le cas de la procédure de synchronisation de la méthode TDSC, [15], a permis, par exemple, de passer d'un erreur de 4 m, sans moyenne, à 0.5 m après la moyenne de 1000 impulsions à -10 dB de SNR.

d) Un estimateur censé être à faible complexité, basé sur la détection d'énergie, a été proposé par Rabbachin et al. [16]. L'estimateur du maximum de vraisemblance considère que le profil de la puissance du canal est connu. Ils proposent aussi un estimateur généralisé pour le cas où l'état du canal reste inconnu.

Les simulations ont montré qu'on peut obtenir une très bonne précision de l'estimation du TOA avec une architecture simplifiée du récepteur. L'erreur est inférieure à 0.9 ns à partir de 25 dB du rapport signal sur bruit (E_b / N_0).

Une autre méthode pour distinguer entre LOS et NLOS, basée sur la longueur du profil de la puissance a été proposée. La simulation a montré que la distinction entre les deux est correcte pour le 80% des cas.

e) Guvenc et Sahinoglu [17] analysent de manière détaillée la détection du début d'une impulsion UWB obtenue à partir d'un récepteur de détection d'énergie, (Figure 4-14b). Ils utilisent des méthodes basées sur un seuil fixé d'après les valeurs maximale et minimale de l'énergie reçue (Figure 4-16).

1. Sélection d'énergie maximale (MES - Maximum Energy Selection)
2. Comparaison d'un seuil (TC - Threshold Comparison)
3. Sélection d'énergie maximale avec recherche arrière (MES-SB Search-Back)

Il est présenté des simulations pour les trois approches avec différents paramètres et pour les canaux CM1 et CM2. On calcule de cette façon un seuil optimal. On peut dire que la méthode TC a une bonne performance pour des valeurs élevées de E_b / N_0 (MAE inférieure à 3 ns à partir de 22 dB), tandis que la méthode MES est meilleure pour des niveaux plus élevés de bruit (MAE inférieure à 10 ns à partir de 18 dB).

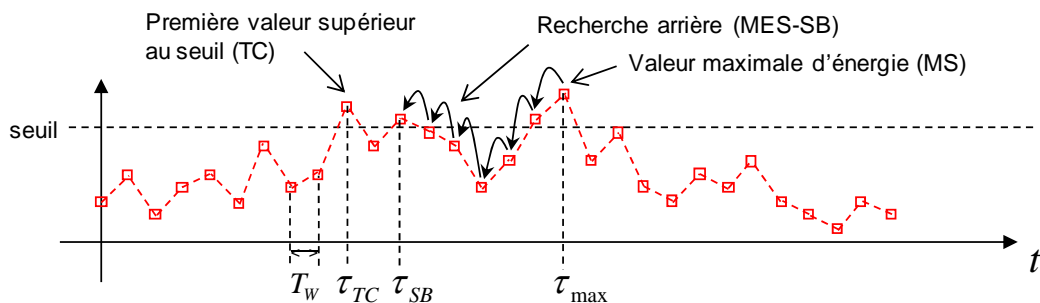


Figure 4-16. Valeurs de l'énergie reçue qui dépassent un seuil.

f) Farsi et al. [18] présentent le développement, l'analyse et l'expérimentation d'une série d'algorithmes de localisation à faible complexité pour des signaux UWB comme une alternative à des algorithmes optimaux dont l'implémentation reste plus complexe.

Les trois premiers sont basés sur la détection du pic de la sortie du filtre adaptée (corrélation), en tant qu'une bonne approximation à l'estimateur ML, et un autre est basé sur l'application d'un seuil à ces résultats:

1. Recherche simple.
2. Recherche et soustraction. Il essaie de trouver les multi-trajets dans un canal non résoluble.
3. Recherche, soustraction et réglage. SSR (Search, subtract and readjust). Algorithme similaire au "Recherche et soustraction" en travaillant avec deux trajets en même temps.

4. Seuil et recherche. Algorithme considéré comme conventionnel pour la détection et qui exige le moins du travail computationnel parmi les quatre.

La validation expérimentale a été réalisée dans des environnements différents. Par exemple, dans une propagation en visibilité (LOS), avec une séparation de 10 m entre l'émetteur et le récepteur, les erreurs ont été de 0.045, 0.17, 0.42 et 0.1 ns respectivement aux 4 algorithmes cités.

Seule une légère différence a été observée dans la performance des algorithmes. Dans le cas de bonnes conditions d'émission (bon SNR) l'algorithme "seuil et recherche" est le meilleur choix.

Par contre, avec un faible SNR, les algorithmes "Recherche et soustraction" et "Recherche, soustraction et réglage" permettent d'obtenir une bonne précision même si cela nécessite plus de complexité.

Ces stratégies sont en quelque sorte similaires à celles proposées dans le cas précédent, [17]. La différence tient au type de récepteur utilisée : "détection de énergie" (Figure 4-14c) et "référence locale" (Figure 4-14a).

g) L'estimation du TOA basée sur la détection du pic de corrélation est analysée expérimentalement par Low et al dans [19]. La proposition d'algorithme, nommé FP (*first peak*), consiste à appliquer un filtrage d'enveloppe aux valeurs obtenues de la corrélation (filtrage adapté à l'impulsion émise) du signal reçu $r(t)$ (Figure 4-17b). Ces valeurs sont filtrées pour obtenir une courbe enveloppe $r(t)_{PB}$, (Figure 4-17c). L'algorithme choisit dans cette courbe la première valeur supérieure au niveau du seuil fixé comme celle correspondant au temps d'arrivée. Le seuil est calculé par rapport aux pics de l'enveloppe et le facteur dynamique du modèle du canal.

L'expérimentation montre, par exemple, une erreur d'estimation de 0.479 cm pour une séparation de 7.7 m entre l'émetteur et le récepteur dans un environnement ouvert. Pour une séparation de 4 m en bureau (office) l'erreur est égale à 1.433 cm.

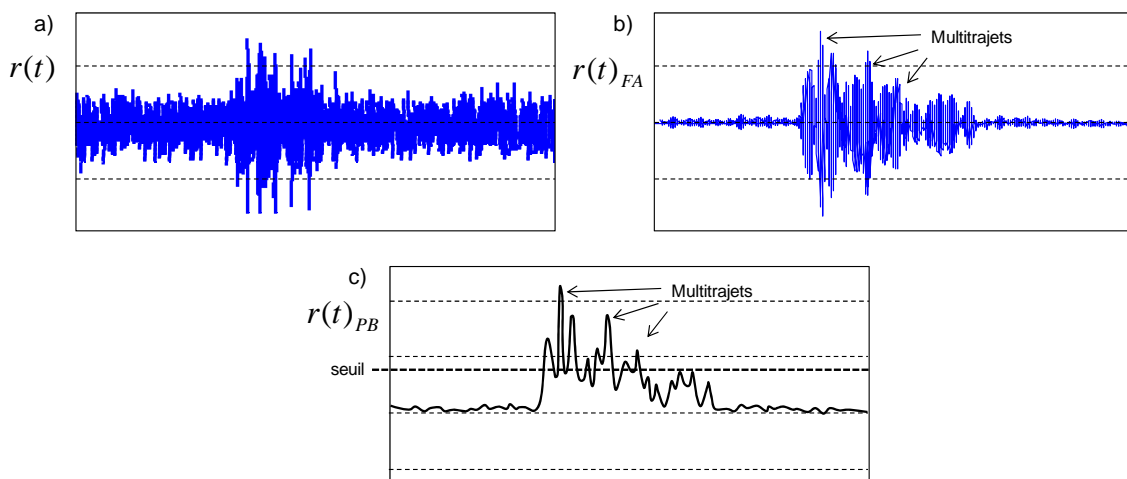


Figure 4-17. a) Signal reçu. b) Sortie du filtrage adapté. c) Enveloppe obtenue.

h) L'analyse des algorithmes basés sur le pic de corrélation se retrouve dans les travaux de Ruiqing et al., [20]. La proposition, nommé nouvelle détection LE (Leading-edge) est

appliquée dans un système de localisation 3D utilisant un dispositif à deux émetteurs qui tournent autour du dispositif dont la position est recherchée.

Il étudie aussi les effets du gain du diagramme des antennes qui dépend de l'angle de position. L'algorithme fixe un seuil à la recherche arrière sur les valeurs de la corrélation. Comparé à deux autres algorithmes: "Détection du premier pic" (FP -first peak, [19]) et "Recherche, soustraction et réglage" (SSR - Search, subtract and readjust, [18]), l'algorithme LE a obtenu une meilleure performance avec une erreur maximale de 2.7 cm.

i) Un système expérimental basée sur un circuit FPGA est décrit par Tingting et al., [21]. La distance est calculée à partir de la mesure de la différence du temps d'arrivée (TDOA) à l'aide d'un estimateur du maximum de vraisemblance généralisé (GML) basé sur la détection d'énergie. Le système est construit sur des cartes qui utilisent des circuits FPGAs et des convertisseurs travaillant à 2 giga échantillons par seconde. L'expérience montre que le système peut avoir une résolution d'environ 5 cm dans un environnement multi trajet à des distances allant jusqu'à 10 mètres. La synchronisation des cartes est faite à l'aide d'un câble.

j) Segura et al., [22], proposent l'utilisation des ondelettes pour filtrer les signaux reçus avant corrélation. La méthode d'estimation est basée sur l'architecture de réception nommée IPCP (Inter-Period Correlator Processor), au principe TR. Le but du filtre, basé sur la transformée en ondelettes discrète de Haar, est d'améliorer la précision de l'estimation du temps d'arrivée. Après filtrage, le signal subit une corrélation croisée cyclique, au lieu d'une corrélation typique, pour contribuer à la normalisation des valeurs et l'identification des signaux à différents rapports signal sur bruit. On suppose l'utilisation des codes Gold pour l'identification des différents utilisateurs. Afin d'identifier les différents utilisateurs, un corrélateur glissant est placé avant l'estimateur TOA. L'estimateur du temps détermine un seuil dynamique basé sur la pente de la sortie du corrélateur glissant. L'évaluation de la méthode par simulation montre que l'erreur d'estimation se trouve au-dessous de 1 ns pour 75% des estimations réalisées.

Cet estimateur est appliqué pour le positionnement d'un robot mobile [23], au moyen de la méthode TDOA en utilisant l'algorithme de Chan pour résoudre les équations non linéaires. Le système a été simulé et les résultats ont montré des erreurs inférieures à 0.6 mètres.

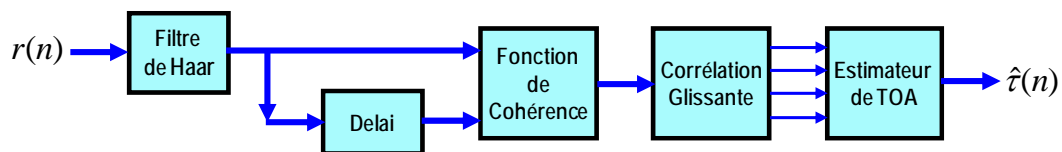


Figure 4-18. Fonctions ondelettes pour l'estimation du TOA.

k) Une comparaison entre différentes méthodes pour le calcul du TOA est faite par Badorrey et al. Dans [24], y compris la détection cohérente et la détection non cohérente. Les algorithmes considérés sont:

1. Sélection d'énergie maximale (MES - Maximum Energy Selection)
2. Comparaison d'un seuil (TC - Threshold Comparison)
3. Sélection d'énergie maximale avec recherche arrière (MES-SB Search-Back)

4. Sélection de somme d'énergie maximale (MESS - Maximum Energy Sum Selection)
5. Sélection de somme d'énergie maximale pondérée (W-Mess - Weighted MESS).

Les simulations ont été réalisées avec des canaux LOS et NLOS en faisant varier les différents paramètres afin de trouver l'optimal. Les résultats sont obtenus pour différentes valeurs du rapport signal à bruit en minimisant l'erreur moyenne absolue (MAE). Les estimateurs en réception cohérente (SR -Stored Reference) ont montré la meilleure performance et parmi eux les techniques TC et MES-SB (erreur inférieure à 10 cm à partir de 5 dB de SNR).

En raison de la complexité et de la haute vitesse d'échantillonnage, des architectures alternatives sont proposées telle que le récepteur 'Dirty Template' et le récepteur ED&SR. De même pour des estimateurs alternatifs du TOA basées sur algorithmes multi échelle (Multiscale product: W-MP MZ-DWT -Mallat-Zhong Discrete Wavelet Transform- et MEP). Ces derniers ont une performance acceptable et une complexité modérée (des erreurs inférieures à 50 et à 90 cm à partir de 5 dB de SNR).

1) Bellusci et al., [25], proposent une méthode de mesure du temps d'arrivée à partir de l'architecture d'un circuit à faible complexité basé sur un détecteur d'enveloppe. Le temps est calculé à partir de l'enveloppe du signal reçu et le récepteur fonctionne en analogique. Les simulations montrent qu'on peut obtenir une erreur d'estimation autour de quelques centimètres avec une fréquence d'échantillonnage de quelques dizaines de MHz. Il est montré la dépendance de la distance maximale au rapport signal sur bruit.

4.5.2 Systèmes de localisation indoor commerciaux

- *DecaWave*

Deca Wave, entreprise dont le siège est en Irlande, a développé un circuit intégré, le DW 1000, basé sur la norme IEEE 802.15.4a. La description commerciale du circuit [DecaWave], seule information publiquement disponible, mentionne que la précision peut aller jusqu'à 10 cm en environnement intérieur pour des dispositifs en mouvement à une vitesse maximale de 5 m/s. Cela pour une zone de 70 m LOS. Le débit allant jusqu'à 6.8 Mbit/s et l'architecture correspondant à un récepteur cohérent.

Le circuit offre la possibilité de travailler avec les protocoles aller-retour (two-way ranging) et one-way ranging. Le système utilise les méthodes "temps de vol" et "différence du temps d'arrivée" (time-difference-of-arrival methods TDOA).

L'entreprise a annoncé en septembre 2011 le lancement de la production des échantillons du circuit, [26].

- *Ubisense*

L'entreprise anglaise Ubisense a développée un système de localisation en temps réel qui inclut un logiciel de gestion et ses capteurs. Une technologie UWB est utilisée basée sur les stratégies de l'angle d'arrivée et de la différence du temps d'arrivée [27]. La précision maximale possible, selon l'information commerciale, est de 15 cm.

- ***Zebra Dart Ultra-Wideband***

Zebra, entreprise basée aux États-Unis, développe des solutions de localisation en temps réel basées sur la technologie UWB. La précision maximale étant 30 cm pour une zone de travail jusqu'à 100 m, [28]. Un système typique inclut un logiciel pour aider à l'installation et mise au point des capteurs. Les capteurs sont interconnectés par câble (système synchrone).

4.6 Conclusions.

4.6.1 Considérations sur la conception d'une mesure de TOA basée sur la méthode TDSC.

L'étude des propositions précédentes nous a permis d'identifier plusieurs éléments à prendre en compte dans la recherche d'une nouvelle proposition d'estimation du temps d'arrivée suivant la méthode TDSC :

- Dans une propagation de signaux UWB sans trajets multiples, la valeur maximale de la corrélation suffit pour calculer le TOA.
- Les effets produits par les multi-trajets obligent à rechercher l'impulsion du premier trajet et non plus l'impulsion d'amplitude la plus grande.
Dans certaines stratégies, la valeur la plus grande de la corrélation reste une référence pour rechercher la première impulsion. On essaye de détecter un changement dans une mesure du signal reçu, pour identifier la présence ou l'absence d'une impulsion reçue.
- Les propositions basées sur les systèmes cohérents ont en général une complexité plus élevée que les systèmes non cohérents, mais présentent théoriquement une meilleure performance.
- Les algorithmes basés sur la comparaison à un seuil présentent une bonne performance, mais les paramètres optimaux dépendent du rapport signal sur bruit et de l'étalement du canal.
- En général, la performance d'un estimateur bruité augmente en faisant la moyenne des signaux reçus.
- Dans le cas d'un récepteur numérique, la précision d'un estimateur est améliorée avec l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage.

Nous avons estimé que l'architecture TDSC avec sa simplicité et sa fréquence élevée devrait permettre l'élaboration d'une stratégie d'estimation de temps d'arrivée TOA très performante.

Parallèlement aux travaux théoriques, une étude du comportement de la corrélation dans le cadre de la méthode TDSC a été réalisée. On a fait des simulations de la corrélation glissante dans le but de trouver des éléments qui contribuent à relier les valeurs de la corrélation avec l'identification des points de référence sur le signal reçu, notamment le début et le pic de la première impulsion reçue.

Nous nous sommes placés dans des conditions diverses de transmission et de traitement de la corrélation : plusieurs canaux IEEE, notamment CM1-CM4, plusieurs niveaux du rapport signal sur bruit et intégration et dérivation de la corrélation. Les résultats obtenus, conjointement avec les considérations précédentes, ont permis de définir une méthode efficace d'estimation du temps d'arrivée.

Annexe 4.1. Protocole Aller-Retour

Dans le cas où il n'existe pas de synchronisation du temps entre les dispositifs, on peut utiliser le protocole dit "aller-retour" (two-way ranging).

Selon cette méthode, l'émetteur et le récepteur communiquent leurs et on mesure le temps d'arrivée à aller et au retour, la différence des deux élimine l'incertitude (Figure 4-19).

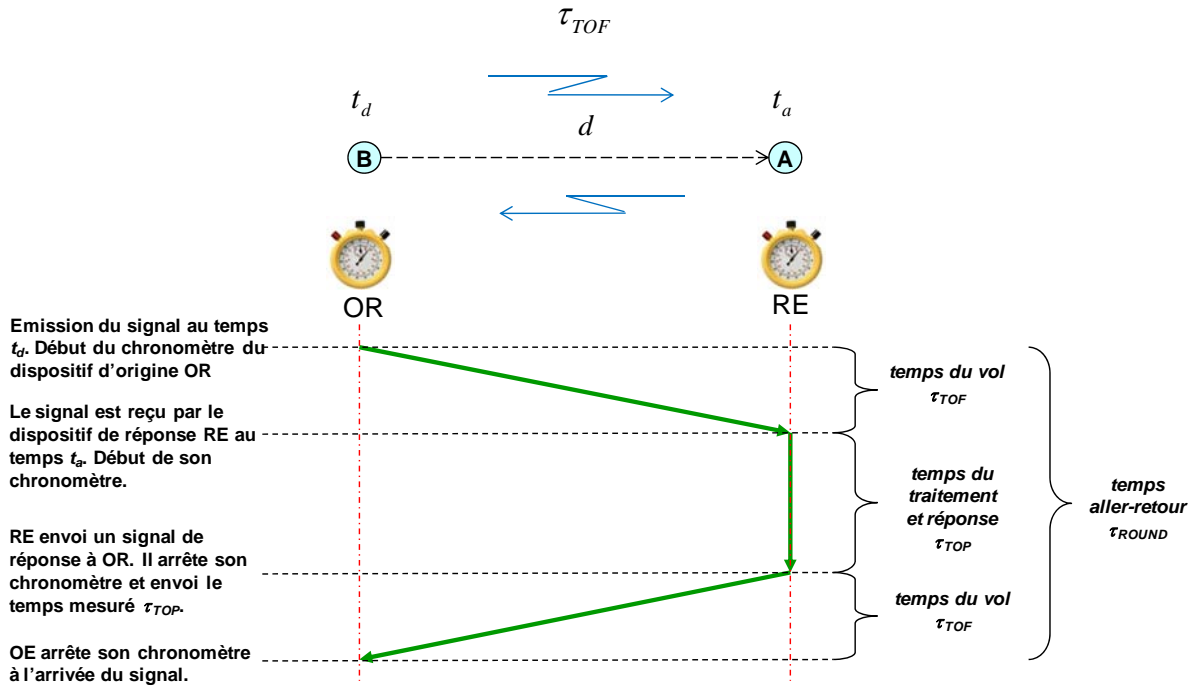


Figure 4-19. Protocole aller-retour.

Les étapes du protocole sont les suivantes :

- Le dispositif d'origine (OR) envoie un signal vers le récepteur (RE) et il commence à compter le temps à partir d'un point de référence dans le signal.
- Le dispositif récepteur reçoit le signal et il commence à compter son propre temps à partir du même point de référence sur le signal.
- Le récepteur envoie un signal de retour au dispositif d'origine en incluant la durée totale du traitement et réponse (TOP), mesurée jusqu'au point de référence dans le signal.
- Le dispositif d'origine reçoit la réponse et arrête son comptage au point de référence, avec la durée totale aller-retour (T_{ROUND}).

Si les deux horloges ont la même cadence et si le canal n'a pas changé, le temps de vol (TOF) est alors donné par:

$$T_{ROUND} = TOF + TOP + TOF \quad (4-29)$$

$$TOF = \frac{T_{ROUND} - TOP}{2} \quad (4-30)$$

La norme IEEE 812.15.4a dédiée aux signaux UWB bas débit, définit quelques fonctionnalités visant la localisation à partir du protocole aller-retour. Elles se présentent comme des options dans la couche physique et dans la couche MAC des systèmes UWB.

Il est nécessaire d'identifier une référence temporelle qui sera utilisée pour indiquer le début et l'arrêt des chronomètres de chaque dispositif.

Dans la norme cette référence est définie comme étant un bit, appelé RMARKER, au début du champ dédié aux données de la couche physique, CHAMP PHY, dans la trame UWB, Figure 4-20.

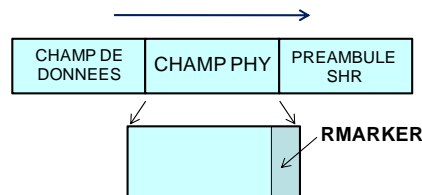


Figure 4-20. Bit RMARKER dans la trame UWB.

Lee et Sholtz, [29], présentent le protocole aller-retour pour la mesure de la distance dans un environnement de multi-trajets. Sahinoglu et Geizici, [30], discutent les signaux et les protocoles pour la mesure de la distance d'après la norme IEEE 812.15.4a

4.7 Références bibliographiques.

- [1] H. Soganci, S. Gezici, and H.V. Poor. Accurate positioning in ultra-wideband systems. *Wireless Communications, IEEE*, 18(2):19–27, april 2011.
- [2] Chen Sun, A. Hirata, T. Ohira, and N.C. Karmakar. Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: theory and experiment. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 52(7):1819–1832, july 2004.
- [3] Hui Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and Jing Liu. Survey of wireless indoor positioning techniques and systems. *Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, IEEE Transactions on*, 37(6):1067–1080, nov. 2007.
- [4] D. Dardari, A. Conti, U. Ferner, A. Giorgetti, and M.Z. Win. Ranging with ultrawide bandwidth signals in multipath environments. *Proceedings of the IEEE*, 97(2):404–426, feb. 2009.
- [5] N. Patwari, J.N. Ash, S. Kyperountas, III Hero, A.O., R.L. Moses, and N.S. Correal. Locating the nodes: cooperative localization in wireless sensor networks. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 22(4):54–69, july 2005.
- [6] ChulYoung Park, DaeHeon Park, JangWoo Park, YangSun Lee, and Youngeun An. Localization algorithm design and implementation to utilization rssi and aoa of zigbee. pages 1–4, may. 2010.
- [7] I. Guvenc and Chia-Chin Chong. A survey on toa based wireless localization and nlos mitigation techniques. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, 11(3):107–124, quarter 2009.
- [8] Alan Bensky. *Wireless Positioning Technologies and Applications*. Artech House, 2008.
- [9] A.F. Molisch, D. Cassioli, Chia-Chin Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K. Siwiak, and M.Z. Win. A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 54(11):3151–3166, 2006.
- [10] S. Gezici and H.V. Poor. Position estimation via ultra-wide-band signals. *Proceedings of the IEEE*, 97(2):386–403, feb. 2009.
- [11] I. Guvenc, Z. Sahinoglu, and P.V. Orlik. Toa estimation for ir-uwband systems with different transceiver types. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(4):1876–1886, jun. 2006.
- [12] Andreas Molisch, Hisashi Kobayashi, Vincent Poor, Sinan Gezici, Sinan Gezici, Zafer Sahinoglu, Zafer Sahinoglu, and Andreas F. Molisch Hisashi. A two-step time of arrival estimation algorithm for impulse radio ultra wideband systems. In *Proc. 13th European Signal Processing Conference*, pages 4–8, 2005.
- [13] Andreas F. Molisch Hisashi Kobayashi Sinan Gezici, Zafer Sahinoglu and H. Vincent Poor. Two-step time of arrival estimation for pulse-based ultra-wideband systems. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2008:11 pages, 2008.
- [14] Woo Cheol Chung and Dong Ha. An accurate ultra wideband (uwband) ranging for precision asset location. pages 389–393, nov. 2003.
- [15] Charbel Saber, Roger Lamberti, and Claude Gimenes. Synchronization solution for the tdsc-uwband detection method. In Tarek Sobh, Khaled Elleithy, Ausif Mahmood, and Mohammad A. Karim, editors, *Novel Algorithms and Techniques In Telecommunications, Automation and Industrial Electronics*, pages 311–316. Springer Netherlands, 2008. 10.1007/978-1-4020-8737-0_56.
- [16] A. Rabbachin, I. Oppermann, and B. Denis. Ml time-of-arrival estimation based on low complexity uwband energy detection. pages 599–604, sep. 2006.
- [17] I. Guvenc and Z. Sahinoglu. Threshold-based toa estimation for impulse radio uwband systems. pages 420–425, sep. 2005.

-
- [18] Chiara Falsi, Davide Dardari, Lorenzo Mucchi, and Moe Z. Win. Time of arrival estimation for uwb localizers in realistic environments. *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, 2006:152–152, January 2006.
- [19] Z.N. Low, J.H. Cheong, C.L. Law, W.T. Ng, and Y.J. Lee. Pulse detection algorithm for line-of-sight (los) uwb ranging applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 4:63 – 67, 2005.
- [20] Ruiqing Ye, S. Redfield, and Huaping Liu. High-precision indoor uwb localization: Technical challenges and method. In *Ultra-Wideband (ICUWB), 2010 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 1 –4, sept. 2010.
- [21] Zhang Tingting, Zhang Qinyu, Zhang Naitong, and Xu Hongguang. Performance analysis of an indoor uwb system based on energy detection. In *Communication Networks and Services Research Conference, 2009. CNSR '09. Seventh Annual*, pages 305 –309, may 2009.
- [22] M.J. Segura, V.A. Mut, and H.D. Patino. Wavelet correlation toa estimation with dynamic threshold setting for ir-uwb localization system. In *Communications, 2009. LATINCOM '09. IEEE Latin-American Conference on*, pages 1 –6, 2009.
- [23] M.J. Segura, V.A. Mut, and H.D. Patino. Mobile robot self-localization system using ir-uwb sensor in indoor environments. pages 29 –34, nov. 2009.
- [24] R. Badorrey, A. Hernandez, J. Cholz, A. Valdovinos, and Alastruey. Evaluation of toa estimation algorithms in uwb receivers. pages 1 –6, jun. 2008.
- [25] G. Bellusci, G. Janssen, Junlin Yan, and Tiberius. A low-complexity uwb receiver concept for toa based indoor ranging. pages 618 –623, sep. 2009.
- [26] DecaWave [Ressource électronique]. Scensor technology [réf. du octobre 2011]. Disponible sur: <http://www.decawave.com/scensor.html>.
- [27] Ubisense Real time Location Systems (RTLS) [Ressource électronique]. Ubisense [réf. du octobre 2011]. Disponible sur: <http://www.ubisense.net/en/rtls-solutions/>.
- [28] Zebra Technologies [Ressource électronique]. Location solutions [réf. du octobre 2011]. Disponible sur: <http://www.zebra.com/gb/en/solutions/location-solutions/location-solutions-overview.html>.
- [29] Joon-Yong Lee and R.A. Scholtz. Ranging in a dense multipath environment using an uwb radio link. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 20(9):1677 – 1683, dec. 2002.
- [30] Z. Sahinoglu and S. Gezici. Ranging in the ieee 802.15.4a standard. pages 1 –5, dec. 2006.

Chapitre 5

Mesure de la distance avec des signaux TR-UWB et la méthode TDSC

On a vu dans le chapitre précédent que la mesure du temps d'arrivée (TOA) était la méthode la plus adaptée pour la mesure de la distance entre deux dispositifs utilisant des signaux UWB impulsionnels. Les éléments nécessaires pour la conception d'une méthode de mesure basée sur un récepteur TDSC ont été identifiés. On présente ici le développement et la validation de cette méthode d'estimation du temps d'arrivée à partir de ces éléments.

Celle-ci consiste en une procédure à deux étapes où la précision finale est fixée par la fréquence d'échantillonnage du circuit prototype CMOS, théoriquement jusqu'à 7.5 GHz, ce qui correspond à une résolution de 0.133 ns ou 4 cm.

L'estimation du temps d'arrivée repose sur l'identification des changements des valeurs de la corrélation glissante à travers sa dérivée. On a trouvé par simulation qu'une stratégie, celle qui introduit un seuil sur la dérivée, a donné généralement de meilleurs résultats en comparaison à d'autres stratégies.

On a également effectué des expériences sur la plateforme de tests (chapitre 3), pour des transmissions par câble et sans fil imposées pour la validation expérimentale de la méthode.

5.1 Proposition d'une méthode d'estimation du temps d'arrivée basée sur un récepteur TDSC.

La méthode proposée pour l'estimation du temps d'arrivée a été adaptée au principe de réception TDSC et les caractéristiques du circuit prototype CMOS. Elle prend en compte les éléments conclusifs de l'étude présentée au chapitre 4 (§4.5.3) ainsi que les résultats des expériences menées en parallèle et décrites brièvement dans le même paragraphe. Il s'agit d'estimer le début de l'impulsion reçue à partir des changements des valeurs de la corrélation qui sont analysés suivant une procédure à deux étapes. Ceci avec une procédure semblable à celle utilisée lors de la synchronisation des données (§ 2.2), et en utilisant la haute vitesse d'échantillonnage du circuit.

5.1.1 Corrélation glissante et estimation du temps d'arrivée.

Comme il a été vu lors de l'étude de la synchronisation au chapitre 2, la corrélation glissante suit la variation de l'énergie du signal le long du symbole. Elle est obtenue en multipliant des blocs de signal d'une largeur de T_w , séparés par un écart fixe T_D (Figure 5-1).

Lors de la synchronisation on cherche la valeur maximale de la corrélation glissante sachant qu'à ce maximum on trouvera le segment du signal où les trajets ont l'amplitude la plus élevée. La détection sera alors la plus efficace. On rappelle que chaque point de la corrélation est calculé à partir des contenus des registres r_A et r_B du circuit TDSC d'après la relation :

$$c_{wk} = \mathbf{r}_A^T \cdot \mathbf{r}_B$$

$$c_{wk} = \sum_{n=0}^{N_w-1} \begin{bmatrix} r(t_0 - k\Delta - nT_e) \\ \cdot r(t_0 - k\Delta - nT_e - T_D) \end{bmatrix}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \quad (5-1)$$

Où t_0 représente l'instant arbitraire où le premier échantillon de la corrélation est calculé. L'opération peut commencer à n'importe quel instant. A la fin de la procédure le système se positionne correctement par rapport au début du symbole pour détecter les données.

Le système étant synchronisé sur la valeur maximale de la corrélation, pour la détection de la première impulsion on attend que les valeurs de la corrélation changent de façon significative entre l'absence et la présence des impulsions au long du signal. Les signaux de la Figure 5-1 correspondant à la simulation du canal CM3 (Office LOS) illustrent cette situation.

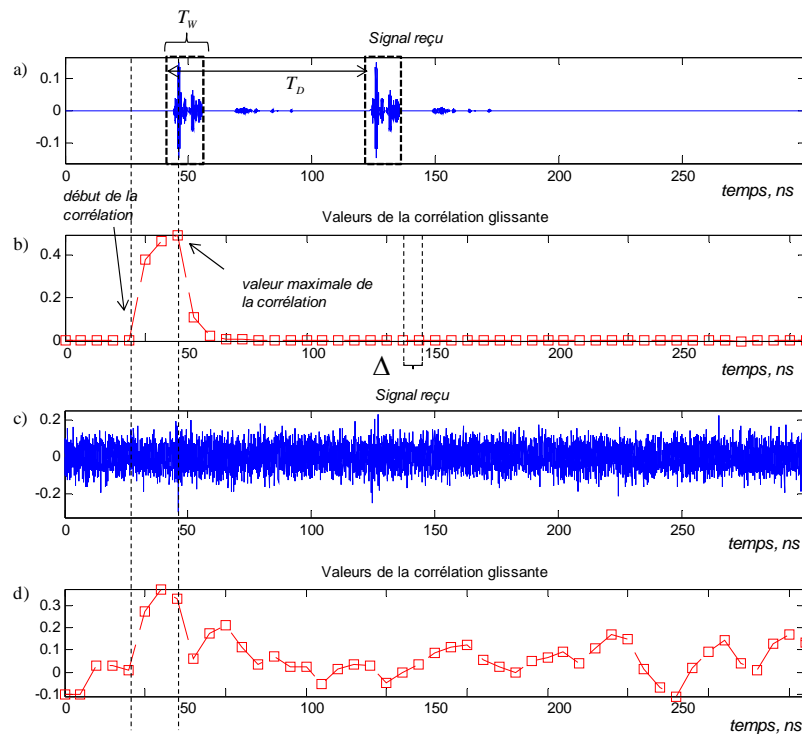


Figure 5-1. a) Signal reçu sans bruit et peu de multitrajets. b) Valeurs de la corrélation du signal a. c) Signal reçu bruité et beaucoup de multitrajets. d) Valeurs de la corrélation du signal c.

On peut identifier, dans le cas idéal (absence de bruit et faible dispersion) deux points de références (Figure 5-1.a et Figure 5-1b): le point de début des valeurs significatives de la corrélation et le point de la valeur maximale. Par contre, pour un signal avec du bruit ($E_b/N_0 = 12dB$) et plus de multitrajets (même canal, autre réalisation), ces points de référence ne sont pas clairement identifiés parmi les autres valeurs de la corrélation glissante (Figure 5-1.c et Figure 5-1.d). Il s'agit ensuite d'estimer avec une bonne précision le temps d'arrivée à partir de ces références.

La dérivée première d'un signal fonction du temps est interprétée comme la pente de la tangente au signal en chaque point. On attend, dans le cas de l'identification du début du signal reçu, qu'un changement dans le niveau moyen des valeurs de la corrélation, produit par la présence de l'impulsion reçue, soit localement caractérisé par une grande valeur absolue de la dérivée de ces valeurs, [2]. Ce principe est employé par Segura et al., [7], dans la définition d'un seuil pour l'estimation du temps d'arrivé qui utilise la transformée en ondelettes.

Les changements de valeurs de la corrélation glissante seront évalués par le biais de la dérivée première de la corrélation, opération très simple à réaliser (5-2).

$$\Delta c_{Wk} = c_{Wk} - c_{W(k-1)} \quad (5-2)$$

La Figure 5-2 montre un exemple de la corrélation glissante et de sa dérivée sur la durée d'un symbole pour une réalisation du canal CM1 (Residential LOS) sans bruit. On peut observer les variations relatives au signal reçu et identifier les points significatifs. La dérivée présente sa valeur maximale à l'instant précédant la valeur maximale de la corrélation, ce qui correspond à une apparition importante de trajets dans une période de temps relativement courte.

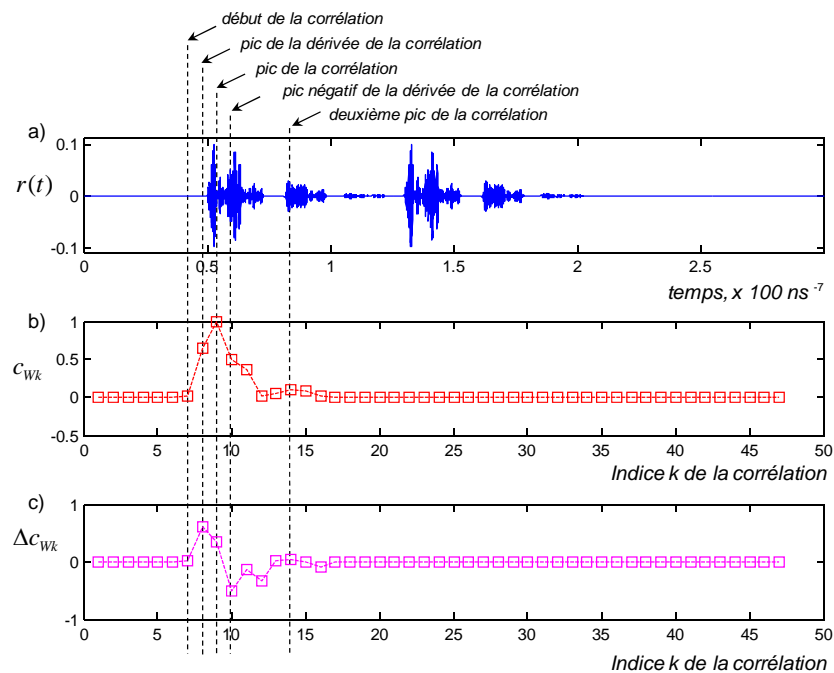


Figure 5-2. a) Un symbole TR-UWB. b) Corrélation glissante du symbole. c) Dérivée de la corrélation.

Après l'étude expérimentale du comportement de la corrélation par rapport à l'identification des points de référence sur le signal reçu, brièvement décrite dans le chapitre 4 (§4.5.3), trois stratégies d'estimation basées sur la dérivée première de la corrélation glissante ont été définies pour les tester et les comparer en prenant comme référence la stratégie de la valeur maximale d'énergie (souvent utilisée §4.5.1). Elles seront décrites paragraphe 5.2.

Quelle que soit, des trois stratégies, celle choisie pour estimer le temps d'arrivée, la méthode proposée sera structurée en deux étapes qui utilisent la configuration du circuit TDSC et le principe de la procédure de synchronisation. Le paragraphe suivant décrit la structure de la méthode.

5.1.2 Procédure d'estimation en deux étapes.

L'estimation du temps d'arrivée τ_{TOA} en deux étapes a été proposée par différents auteurs, [7], [3], [9], (voir chapitre 4). L'objectif est de trouver le début de l'impulsion correspondant au premier trajet reçu d'une façon efficace par rapport aux calculs à faire et au temps disponible.

Dans une première étape on fait une recherche grossière et rapide dans le signal reçu afin de trouver le morceau ou bloc à l'intérieur du symbole où se trouve cette impulsion. Dans la deuxième étape on cherche à l'intérieur du bloc trouvé le début de l'impulsion avec une résolution plus fine. La résolution peut être ajustée pour une meilleure précision de la mesure.

Pour la détermination du temps d'arrivée on fait l'hypothèse que l'émetteur et le récepteur sont synchronisés en temps : le récepteur connaît l'instant d'émission des impulsions τ_d et il estime l'instant de réception pour avoir le temps d'arrivée τ_{TOA} , on en déduit la distance entre les deux.

Afin de faire la distinction entre les deux étapes, on a introduit l'indice c (de l'anglais "coarse") pour les paramètres de la première étape qu'on appellera "Symbole" (c_{wck} pour les échantillons de sa corrélation), et on a ajouté l'indice f , (de l'anglais "fine") aux paramètres de la deuxième qu'on appellera étape "Fine" (c_{wfk} pour les échantillons de sa corrélation).

Étape symbole.

Le bloc du signal de largeur T_{w_c} où se trouve l'impulsion du premier trajet reçu est recherché de façon similaire à la procédure de synchronisation : corrélation glissante calculée tout au long du symbole. Notons que cette procédure est commune à la synchronisation du système et à l'application de localisation.

L'objectif de cette première étape est d'identifier le temps $\hat{\tau}_{TOAc}$ du début du bloc qui contient le premier trajet reçu (Figure 5-3). La différence par rapport à la synchronisation tient au fait que l'on essaie ici de trouver le début de l'impulsion et non pas la valeur maximale. Les blocs analysés sont décalés de la valeur Δ_c , pas d'échantillonnage de la corrélation.

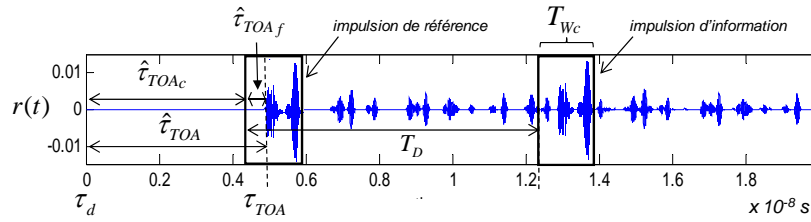
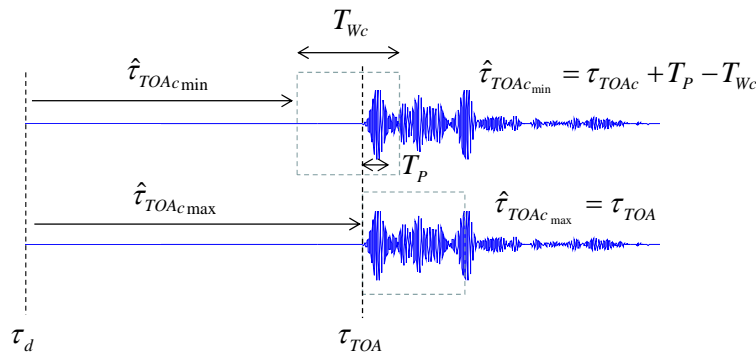


Figure 5-3. Recherche du bloc contenant le premier trajet au long du symbole.

L'identification du bloc du signal contenant le premier trajet est obtenue quand le temps de son début $\hat{\tau}_{TOAc}$ se trouve entre $\hat{\tau}_{TOAc_{min}}$, (5-3), et $\hat{\tau}_{TOAc_{max}}$, (5-4) (Figure 5-4), où T_P est la durée de l'impulsion émise. Le bloc trouvé, correspondant à l'impulsion de référence, est conservé conjointement avec le bloc de l'impulsion d'information dans les registres r_A et r_B du circuit TDSC.

$$\hat{\tau}_{TOAc_{min}} = \tau_{TOA} + T_P - T_{Wc} \quad (5-3)$$

$$\hat{\tau}_{TOAc_{max}} = \tau_{TOA} \quad (5-4)$$

Figure 5-4. Limites des positions du début du bloc $\hat{\tau}_{TOAc}$ contenant le premier trajet.

Étape fine.

Dans cette étape le début de l'impulsion du premier trajet est recherché avec plus de précision à l'intérieur du bloc sauvegardé à la première étape (Figure 5-5). Le temps du début $\hat{\tau}_{TOAf}$ est estimé au moyen des valeurs d'une nouvelle corrélation glissante entre les contenus des registres r_A et r_B qui mémorisent ce bloc. r_A qui commence au temps $\hat{\tau}_{TOAc}$, correspondant à l'impulsion de référence du doublet, et r_B qui commence au temps $\hat{\tau}_{TOAc} + T_D$, correspondant à l'impulsion d'information.

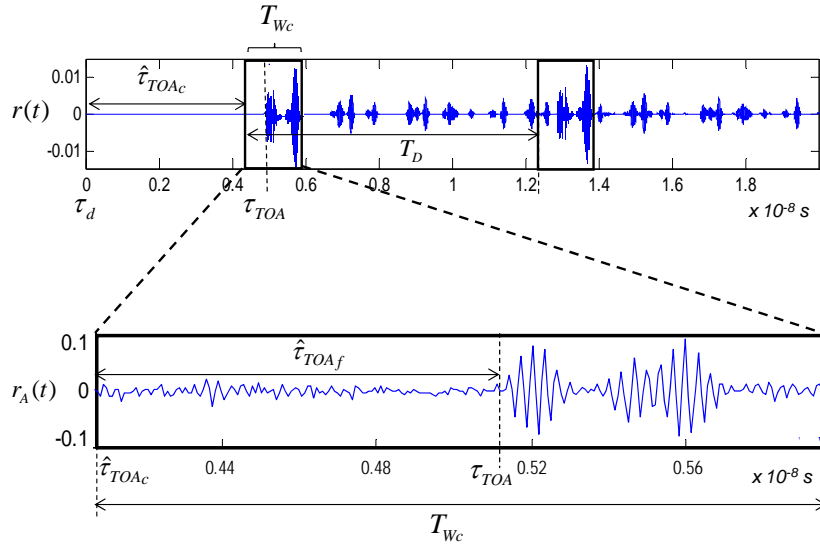


Figure 5-5. Temps du début $\hat{\tau}_{TOAf}$ du premier trajet dans le bloc de la première étape.

Le temps d'arrivée $\hat{\tau}_{TOA}$ est la somme du temps du début du bloc trouvé dans l'étape symbole et le temps du début de l'impulsion trouvé dans l'étape fine, (5-5).

$$\hat{\tau}_{TOA} = \hat{\tau}_{TOAc} + \hat{\tau}_{TOAf} \quad (5-5)$$

5.1.3 Paramètres d'opération des étapes.

Les corrélations glissantes sont calculées lors des deux étapes d'estimation du temps d'arrivée avec des paramètres différents décrits ci-dessous.

Étape symbole.

La corrélation glissante c_{Wc} , est échantillonnée en K_c points sur tout le symbole, T_s avec un pas d'échantillonnage égal à Δ_c , (5-6). Chaque échantillon est calculé avec une largeur de la fenêtre d'échantillonnage T_{Wc} (N_{Wc} points du registre avec le pas T_e).

Le premier échantillon est ici acquis à l'instant du début de l'émission, supposé connu, temps de départ τ_d .

$$c_{Wck_c} = \sum_{n=0}^{N_{Wc}-1} \begin{bmatrix} r(\tau_d - k_c \Delta_c - nT_e) \\ \cdot r(\tau_d - k_c \Delta_c - nT_e - T_D) \end{bmatrix}, \quad k_c = 0, 1, 2, \dots, K_c - 1 \quad (5-6)$$

La stratégie d'estimation estime, à partir de la dérivée (5-7), l'indice \hat{k}_c qui correspond au début $\hat{\tau}_{TOAc}$ du bloc où le premier trajet est inclus, (5-8).

$$\Delta c_{Wck_c} = c_{Wck_c} - c_{Wc(k_c-1)} \quad (5-7)$$

$$\hat{\tau}_{TOAc} = \hat{k}_c \cdot \Delta_c \quad (5-8)$$

Comme mentionné précédemment, ce bloc et son correspondant à l'instant $\hat{\tau}_{TOAc} + T_D$ sont conservés dans les registres r_A et r_B du circuit TDSC pour la deuxième étape.

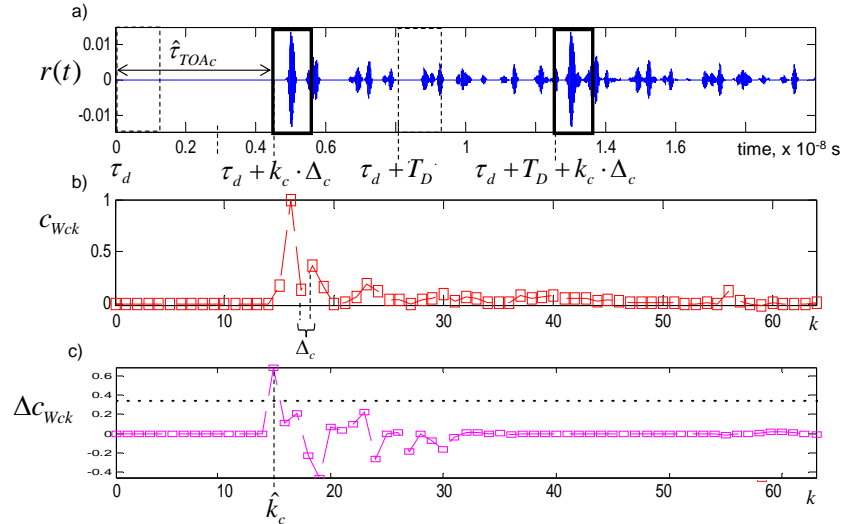


Figure 5-6. Etape symbole de l'estimation. a) Symbole et fenêtres de corrélation. b) Echantillons de la corrélation glissante. c) Dérivée de la corrélation.

Dans cette première étape les opérations suivantes sont effectuées :

- K_c points de la corrélation sur le symbole.
- $N_{Wc} - 1$ additions et N_{Wc} multiplications pour chaque point de corrélation.
- $K_c - 1$ soustractions : $\Delta c_{Wck} = c_{Wck} - c_{Wc(k-1)}$
- Soit un total de :
 - $K_c \cdot (N_{Wc} - 1)$ additions,
 - $K_c \cdot N_{Wc}$ et multiplications et
 - $K_c - 1$ soustractions.

Étape fine.

La corrélation est calculée sur les blocs de durée T_{Wc} trouvés à la première étape. Les K_f échantillons de la nouvelle corrélation glissante c_{Wf} , (5-6), sont calculés à partir des contenus des registres r_A et r_B , (Figure 5-7).

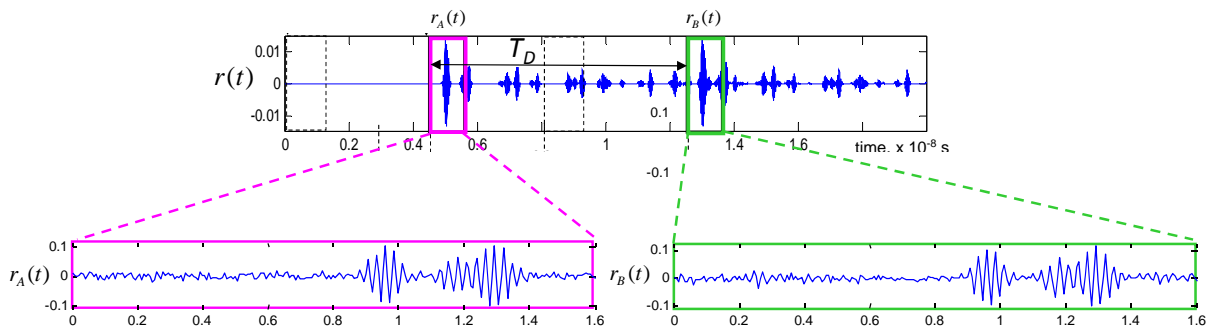


Figure 5-7. Blocs trouvés lors de la première étape contenant le premier trajet de l'impulsion de référence et de l'impulsion d'information.

On a pour cette corrélation glissante une nouvelle largeur de fenêtre T_{Wf} et un nouveau pas d'échantillonnage Δ_f , (Figure 5-8). Le pas le plus petit possible, celui de la plus haute résolution du temps d'arrivée, est égal à la période d'échantillonnage T_e du circuit TDSC.

La stratégie de la dérivée Δc_{Wfk_f} donne comme résultat un indice \hat{k}_f qui correspond à l'estimation du début du premier trajet de l'impulsion reçue $\hat{\tau}_{TOAf}$, (5-11), par rapport au début du bloc. Le temps d'arrivée total est la somme de temps trouvés dans les deux étapes, (5-5).

$$c_{Wfk_f} = \sum_{n=0}^{N_{Wf}-1} \begin{bmatrix} r(\tau_d - \hat{\tau}_{TOAc} - k_f \Delta_f - nT_e) \\ \cdot r(\tau_d - \hat{\tau}_{TOAc} - k_f \Delta_f - nT_e - T_D) \end{bmatrix}, \quad k_f = 0,1,2,\dots,K_f - 1 \quad (5-9)$$

$$\Delta c_{Wfk_f} = c_{Wfk_f} - c_{Wf(k_f-1)} \quad (5-10)$$

$$\hat{\tau}_{TOAf} = \hat{k}_f \cdot \Delta_f \quad (5-11)$$

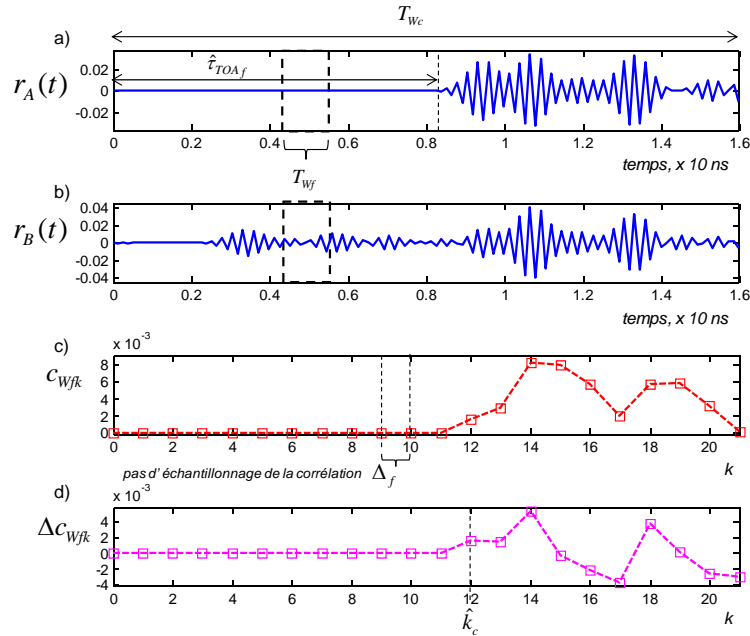


Figure 5-8. Corrélation dans le bloc trouvé lors de l'étape symbole. a) Signal du registre A. b) Signal du registre B. c) Valeurs de la corrélation glissante. d) Dérivée de la corrélation.

Dans cette deuxième étape les opérations à effectuer sont les suivantes :

- K_f points de la corrélation sur le bloc trouvé lors de l'étape symbole.
- $N_{Wf} - 1$ additions et N_{Wf} multiplications pour chaque point de corrélation.
- $K_f - 1$ soustractions : $\Delta c_{Wfk} = c_{Wfk} - c_{Wf(k-1)}$
- Soit un total de :
 - $K_f \cdot (N_{Wf} - 1)$ additions,
 - $K_f \cdot N_{Wf}$ multiplications et
 - $K_f - 1$ soustractions.

5.1.4 Exemple de calcul avec valeur numérique.

Un exemple de simulation, utilisant pour les deux étapes de la méthode, la valeur maximale de la dérivée première de la corrélation glissante en tant que stratégie d'estimation du temps d'arrivée, est donné ici.

Un doublet TR-UWB a été généré et émis à travers un canal. Le bruit et le temps de vol ont été introduits, le tout avec les valeurs suivantes :

- Temps de durée de l'impulsion du doublet $T_p = 1 \text{ ns}$.
- Temps de décalage entre impulsions du doublet $T_D = 80 \text{ ns}$.
- Temps de largeur du symbole $T_s = 200 \text{ ns}$.
- Canal CM3 du modèle de la norme IEEE.802.15.4a.
- Rapport énergie par bit sur densité de bruit $E_b / N_0 = 30 \text{ dB}$.
- Temps d'arrivée $\tau_{TOA} = 50 \text{ ns}$.
- Fréquence d'échantillonnage de la simulation $f_{sim} = 32 \text{ GHz}$.

Etape symbole.

La corrélation glissante est calculée sur le symbole afin d'estimer le temps de début du bloc $\hat{\tau}_{TOAc}$ contenant le premier trajet, (Figure 5-9). On a utilisé les valeurs suivantes :

- Pas d'échantillonnage du signal $T_e = 0.133 \text{ ns}$
- Nombre d'échantillons de la fenêtre de corrélation $N_{wc} = 128$ (circuit prototype TDSC).
- Durée de la fenêtre de corrélation (largeur du bloc contenant le premier trajet) $T_{wc} = 16 \text{ ns}$.
- Pas d'échantillonnage de la corrélation glissante $\Delta_c = 6 \text{ ns}$.
- Nombre d'échantillons de la corrélation glissante $K_c = T_s / \Delta_c = 200 / 6 = 34$.

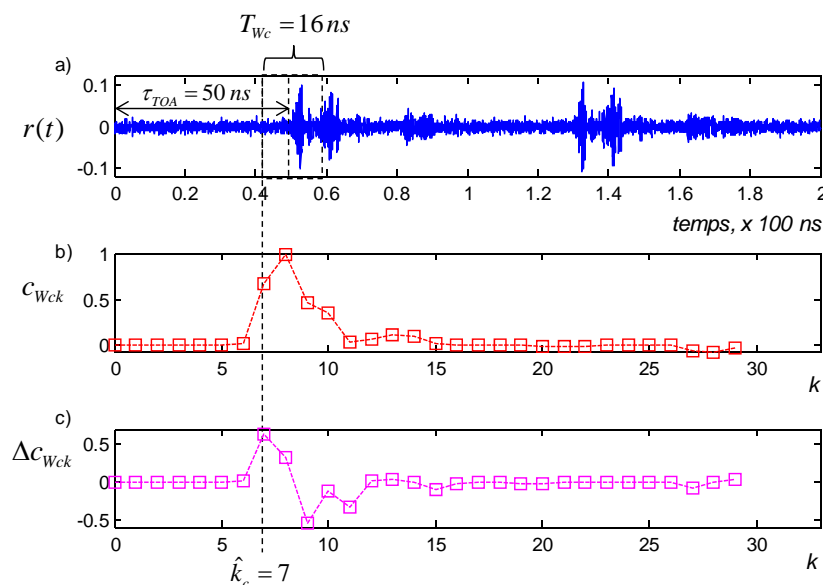


Figure 5-9. Exemple de résultats de l'étape symbole.

Le résultat de cette étape est l'indice $\hat{k}_c = 7$ estimation de la valeur de la dérivée de la corrélation qui donne le temps $\hat{\tau}_{TOAc}$ (Figure 5-9).

On peut comparer ce résultat avec le signal émis et la courbe des valeurs de la corrélation glissante. Cette valeur correspond au temps $\hat{\tau}_{TOAc} = k \cdot \Delta_c = 7 \cdot 6 \text{ ns} = 42 \text{ ns}$.

Etape fine.

Une corrélation glissante sur le bloc sauvegardé permet d'estimer le temps du début de l'impulsion reçue $\hat{\tau}_{TOAf}$ par rapport au début $\hat{\tau}_{TOAc}$ de ce bloc (Figure 5-10). Les valeurs des paramètres utilisés dans cette étape sont :

- Fréquence d'échantillonnage du circuit TDSC $f_e = 7.5 \text{ GHz}$, donc $T_e = 0.133 \text{ ns}$.
- Durée de la fenêtre de corrélation (largeur du bloc contenant le début de l'impulsion reçue) $T_{wf} = 1.6 \text{ ns}$.
- Nombre d'échantillons de la fenêtre de corrélation $N_{wf} = T_{wf} / T_e = 1.6 / 0.133 = 12$.
- Pas d'échantillonnage de la corrélation glissante $\Delta_f = 5 \cdot T_e = 0.67 \text{ ns}$.
- Nombre de échantillons de la corrélation glissante $K_f = T_{wc} / \Delta_f = 16 / 0.6656 = 24$.

La stratégie d'estimation a indiqué que la valeur de $k_f = 15$ correspondait au début de l'impulsion. Alors $\hat{\tau}_{TOAf} = k \cdot \Delta_f = 15 \cdot 5 \cdot T_e \text{ ns} = 9.97 \text{ ns}$.

La valeur totale estimée pour le temps d'arrivée est la somme des temps calculés lors des deux étapes:

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_{TOA} &= \hat{\tau}_{TOAc} + \hat{\tau}_{TOAf} \\ &= 42 \text{ ns} + 9.97 \text{ ns} \\ &= 51.97 \text{ ns} \end{aligned}$$

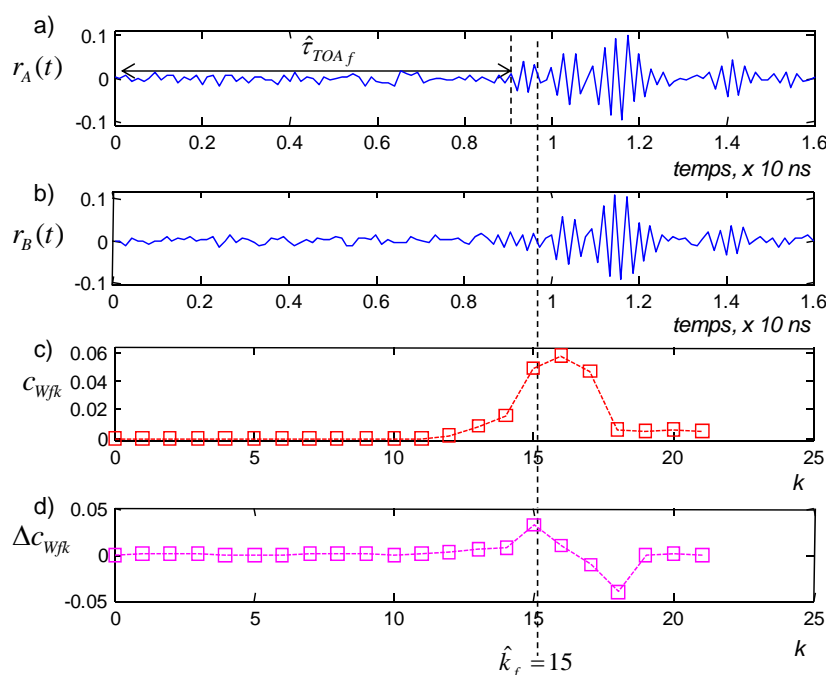


Figure 5-10. Exemple de résultats de l'étape fine.

Ce résultat présente une erreur de 1.97 ns sur le temps de transmission de 50 ns. Cette erreur sur le début \hat{t}_{TOAf} est due à la largeur de la fenêtre $T_{wf} = 1.6$ ns de corrélation glissante, au pas d'échantillonnage $\Delta_f = 0.67$ ns et à la pente de la corrélation qui dépend du signal reçu.

Nombre total d'opérations à effectuer:

- Etape symbole :
 - $K_c \cdot (N_{wc} - 1)$ additions et $K_c \cdot N_{wc}$ multiplications
 - $K_c - 1$ soustractions
- Etape fine :
 - $K_f \cdot (N_{wf} - 1)$ additions et $K_f \cdot N_{wf}$ multiplications
 - $K_f - 1$ soustractions

$$K_c = 34, N_{wc} = 128, K_f = 24, N_{wf} = 12$$

Donc il faut réaliser:

- Etape symbole: 127 additions et 128 multiplications par symbole (34 symboles) qui peuvent être réalisées simultanément. 33 soustractions à calculer sur les valeurs obtenues lors des additions.
- Etape fine : 11 additions et 12 multiplications par point de corrélation "fine" (24 points) et 23 soustractions.

Deux implications directes de cette estimation rapide du nombre d'opérations à réaliser sont d'une part que l'on s'assure que le résultat d'un point de corrélation soit obtenu pendant la durée d'un symbole avant qu'un autre soit envoyé si l'on suppose un traitement temps réel.

D'autre part toutes les opérations nécessaires à la première étape de l'estimation du temps d'arrivée doivent être réalisées dans le temps de cohérence du canal, c'est-à-dire ici 34 symboles multipliés par le temps d'un symbole 200ns doit être inférieur à 7.3ms (§2.5.4), ce qui est le cas ($6.8 \mu s$).

5.2 Stratégies de recherche du premier trajet.

Comme mentionné précédemment (§5.1.1), les valeurs significatives de la corrélation glissante, qui interviennent dans l'estimation du temps d'arrivée, sont recherchées à l'aide de trois stratégies basées sur la dérivée première.

On fait ici une brève description de chacune d'entre elles, en utilisant également une stratégie de la valeur maximale de la corrélation en tant que référence, qui est aussi citée dans les travaux [1], [5], [6] §4.5.1 du chapitre 4.

Les exemples graphiques donnés dans les paragraphes suivants, pour illustrer ces stratégies, correspondent uniquement à la corrélation glissante de l'étape symbole.

5.2.1 Valeur maximale de la corrélation glissante.

La stratégie d'estimation du temps d'arrivée à l'instant où se trouve la valeur maximale de la corrélation glissante est la plus efficace en l'absence de multitrajets. Ce qui n'est pas le cas pour la propagation des signaux UWB (voir chapitre 1).

Dans la méthode en deux étapes, cette stratégie estime, en première étape que le bloc du signal contenant la première impulsion commence à l'instant $\hat{\tau}_{TOA_{cCM}}$ où la corrélation glissante présente sa valeur maximale (5-12).

$$\hat{\tau}_{TOA_{cCM}} = \Delta_c \cdot \arg \max_{k_c} \{c_{Wck_c}\} \quad (5-12)$$

La Figure 5-11 montre un exemple du résultat de la corrélation glissante et sa valeur maximale.

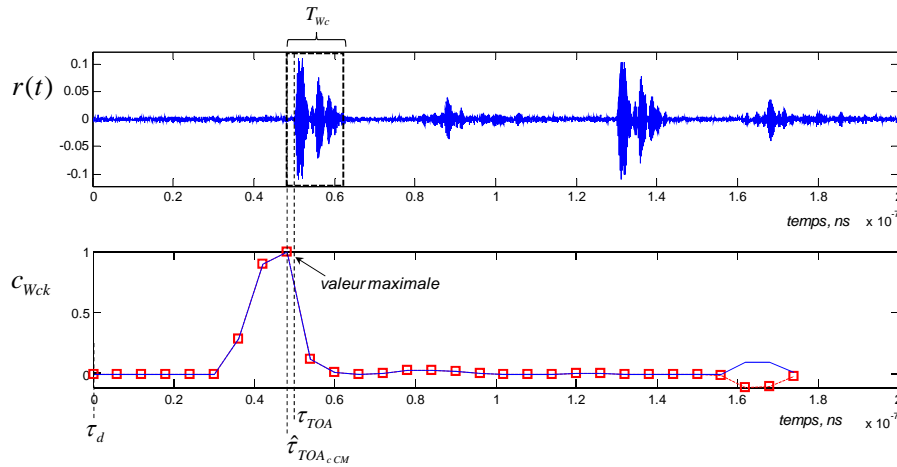


Figure 5-11. Valeur maximale de la corrélation glissante.

De même pour la deuxième étape, si on utilise cette stratégie, la valeur maximale de la nouvelle corrélation conduit à l'instant du début du premier trajet $\hat{\tau}_{TOA_{fCM}}$, (5-13).

$$\hat{\tau}_{TOA_{fCM}} = \Delta_f \cdot \arg \max_{k_f} \{c_{Wfk_f}\} \quad (5-13)$$

Par la suite on fait référence à cette stratégie sous le nom de “corrélation maximale” (CM).

5.2.2 Valeur maximale de la dérivée première de la corrélation glissante.

On suppose que le changement le plus grand de la corrélation correspond au début de l'impulsion reçue. On estime, dans la première étape, que le bloc du signal correspondant à la valeur maximale de la dérivée Δc_{Wck_c} , (5-14) contient le premier trajet et commence à l'instant $\hat{\tau}_{TOA_{cDM}}$.

$$\hat{\tau}_{TOA_{cDM}} = \Delta_c \cdot \arg \max_{k_c} \{\Delta c_{Wck_c}\} \quad (5-14)$$

La Figure 5-12 montre un exemple de la courbe de la dérivée de la corrélation glissante. On peut identifier la valeur maximale et plusieurs maxima locaux. Les différents trajets produits dans un canal LOS font qu'il peut arriver que la valeur maximale de la dérivée ne corresponde pas au premier trajet.

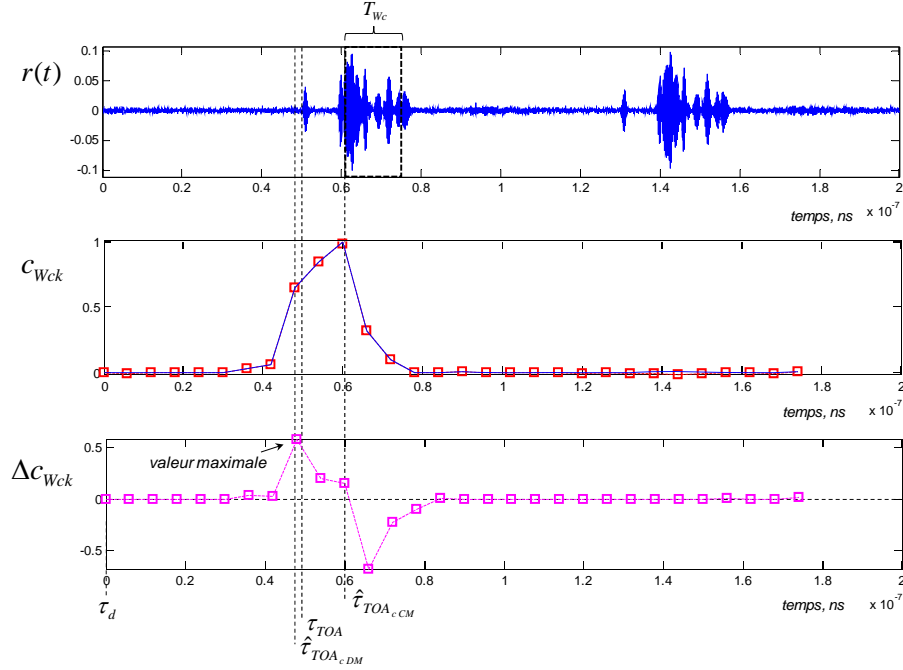


Figure 5-12. Valeurs de la dérivée de la corrélation glissante.

Avec cette stratégie, l'estimation à la deuxième étape assigne à l'instant du début du premier trajet $\hat{\tau}_{TOA_{fDM}}$, (5-15) la valeur maximale estimée de la dérivée de la nouvelle corrélation glissante.

$$\hat{\tau}_{TOA_{fDM}} = \Delta_f \cdot \arg \max_{k_f} \{ \Delta c_{Wfk_f} \} \quad (5-15)$$

Cette stratégie sera désignée par la suite sous le nom de “dérivée maximale” (DM).

5.2.3 Première valeur de la dérivée qui dépasse un seuil.

Une deuxième stratégie estime que le début de l'impulsion se trouve avant la valeur maximale de la dérivée de la corrélation glissante, pour cela on fixe un seuil et cherche la première valeur de la dérivée qui le dépasse.

Le seuil employé est une fraction a_1 de la valeur maximale de la dérivée, (5-17). Sa détermination est analysée au paragraphe 5.3.3.

Lors de la première étape (Figure 5-13) le temps estimé est le début du bloc qui contient l'impulsion reçue $\hat{\tau}_{TOA_{DS}}$, (5-19).

$$\Delta c_{Wck} = c_{Wck} - c_{Wc(k-1)} \quad (5-16)$$

$$\gamma_c = a_1 \left[\max[\Delta c_{Wck_c}] \right] \quad (5-17)$$

$$\hat{k}_c = \min \left\{ \arg \left\{ \Delta c_{Wck_c} \geq \gamma_c \right\} \right\} \quad (5-18)$$

$$\hat{\tau}_{TOA_{c,DS}} = \hat{k}_c \Delta_c \quad (5-19)$$

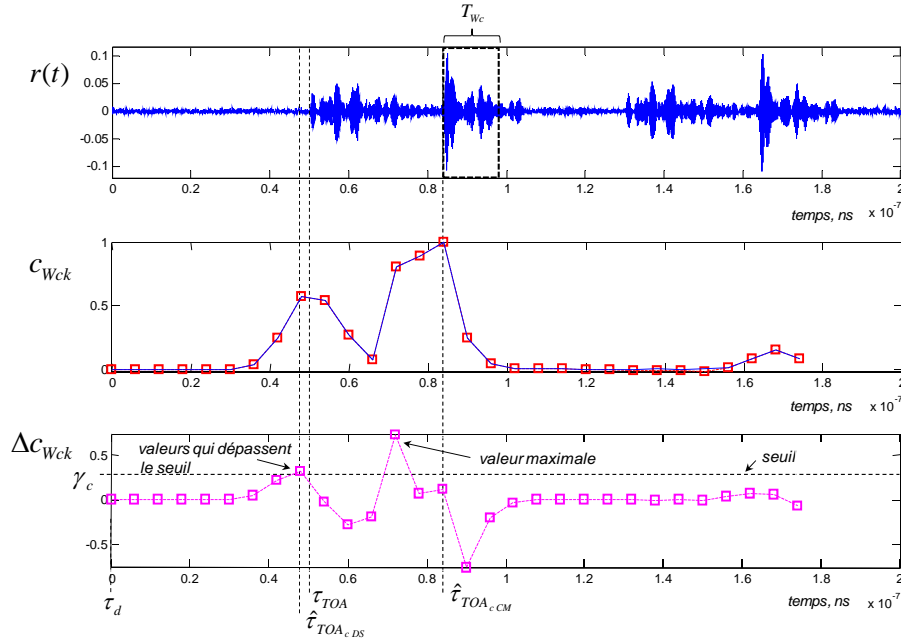


Figure 5-13. Valeurs de la dérivée de la corrélation glissante au-dessus d'un seuil.

Dans le cas de la deuxième étape, on estime le temps du début de l'impulsion du premier trajet $\hat{\tau}_{TOA_{f,DS}}$ (5-22) à l'instant où la première valeur de la nouvelle corrélation glissante dépasse le seuil γ_f (5-20).

$$\gamma_f = a_1 \left[\max \left[\Delta c_{Wck_f} \right] \right] \quad (5-20)$$

$$\hat{k}_f = \min \left\{ \arg \left\{ \Delta c_{Wfk_f} \geq \gamma_f \right\} \right\} \quad (5-21)$$

$$\hat{\tau}_{TOA_{f,DS}} = \hat{k}_f \Delta_f \quad (5-22)$$

On attribue pour la suite le nom de “dérivée sur seuil” (DS) à cette stratégie.

5.2.4 Premier maximum local de la dérivée de la corrélation glissante.

Une troisième stratégie recherche le premier maximum local de la dérivée au dessus d'un certain seuil, pourcentage du maximum de la dérivée première.

Par comparaison aux stratégies précédentes, l'objectif est d'assurer qu'on a une valeur d'amplitude importante par rapport aux valeurs voisines.

La définition d'un maximum local est la valeur située entre deux valeurs inférieures adjacentes.

Appliquée à la première étape, la valeur trouvée correspond au début du bloc contenant l'impulsion reçue, $\hat{\tau}_{TOA_{DL}}$, (5-24), (Figure 5-14).

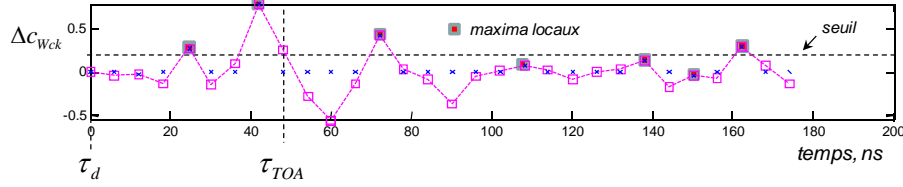


Figure 5-14. Maxima locaux de la dérivée de la corrélation glissante.

$$\hat{k}_{cDL} = \min_{k_k} \left\{ \arg \left\{ \Delta c_{Wc(k_c-1)} < \Delta c_{Wc k_c} > \Delta c_{Wc(k_c+1)} \right\} \right\} \quad (5-23)$$

$$\hat{\tau}_{TOA_{DL}} = \hat{k}_c \Delta_c \quad (5-24)$$

On suppose, comme il a été défini au paragraphe 5.1.2, que l'on connaît l'instant d'émission τ_d .

Appliqué à la deuxième étape le temps du début de l'impulsion du premier trajet est donné par $\hat{t}_{TOA_{DL}}$, (5-26) :

$$\hat{k}_{fDL} = \min_{k_f} \left\{ \arg \left\{ \Delta c_{Wf(k_f-1)} < \Delta c_{Wf k_f} > \Delta c_{Wc(k_f+1)} \right\} \right\} \quad (5-25)$$

$$\hat{t}_{TOA_{DL}} = \hat{k}_f \Delta_f \quad (5-26)$$

On appellera par la suite cette stratégie "dérivée maximum local" (DL).

5.3 Simulation des stratégies d'estimation.

Les performances d'estimation décrites précédemment sont évaluées par simulation en deux temps.

- Dans un premier temps on applique les quatre stratégies et on analyse la probabilité que le temps du début du bloc $\hat{\tau}_{TOA_c}$ contienne l'impulsion du premier trajet en fonction du rapport signal sur bruit.
- Dans un deuxième temps on prend les résultats de la stratégie qui a obtenu la meilleure probabilité, on réapplique les quatre stratégies au bloc trouvé et le temps d'arrivée estimé est exprimé en fonction du rapport signal sur bruit.

La simulation génère un signal TR-UWB transposé en fréquence centrée sur 4 GHz et retardé d'un temps τ_{TOA} fixé à 50 ns.

Coté récepteur, chaque stratégie est implémentée en utilisant les valeurs typiques du prototype CMOS/TDSC (Tableau 5-1).

Les canaux proposés sont ceux du modèle IEEE 802.15.4a, en particulier on a utilisé les canaux CM1 (Residential LOS) et CM3 (Office LOS), qui correspondent à des transmissions

en visibilité, et on a fait quelques tests avec les canaux CM2 (Residential NLOS) et CM4 (Office NLOS) qui correspondent à des transmissions en non-visibilité.

Chaque stratégie a été simulée, avec le même rapport signal sur bruit, ceci 100 fois pour chacune des 100 réalisations du canal employé, ce qui signifie 10.000 tirages pour un canal.

Tableau 5-1. Valeurs des paramètres utilisées lors de la simulation des stratégies.

PARAMETRE	T_S	T_D	T_{Wc}	Δ_c	τ_{TOA}	f_e	T_e	T_{Wf}	Δ_f
VALEUR	200 ns	80 ns	16 ns	6 ns	50 ns	7.5 GHz	0.133 ns	$12T_e$ = 1.59 ns	$5T_e$ = 0.66 ns

5.3.1 Résultats des simulations avec des canaux LOS.

Etape symbole.

Comme décrit dans le paragraphe 5.1.2 (Figure 5-4), on considère que le bloc du signal contenant l'impulsion du premier trajet a été correctement trouvé si son temps de début estimé $\hat{\tau}_{TOAc}$ est tel que

$$\hat{\tau}_{TOAc_{\min}} = \tau_{TOA} + T_p - T_{Wc} < \hat{\tau}_{TOAc} < \tau_{TOA} = \hat{\tau}_{TOAc_{\max}} \quad (5-27)$$

A titre d'exemple, la Figure 5-15 montre les valeurs du temps d'arrivée, $\hat{\tau}_{TOAc}$, de 100 réalisations du canal CM1, avec un niveau de signal sur bruit de 30 dB selon la stratégie de la valeur maximale de la dérivée première. Chaque valeur est la moyenne de 100 tirages de bruit pour chaque réalisation du canal CM1.

Les bornes $\hat{\tau}_{TOAc_{\min}} = 32$ ns et $\hat{\tau}_{TOAc_{\max}} = 50$ ns sont représentés par une ligne droite discontinue. La plupart des valeurs correspondent à environ 37 ns, la majorité d'entre elles restant dans la zone des valeurs considérées comme valides.

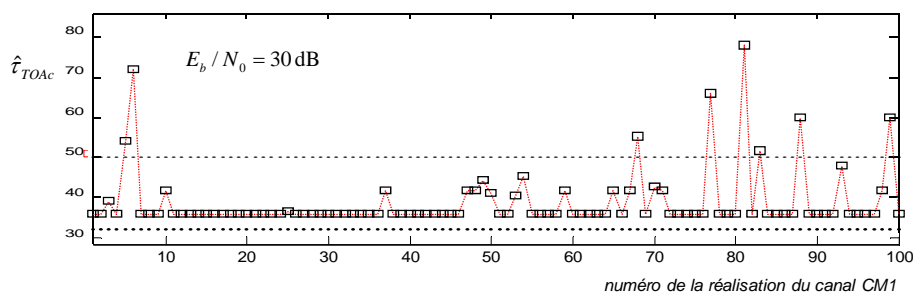


Figure 5-15. Estimation de valeurs du début du bloc trouvé lors de la première étape pour le canal CM1.

En ce qui concerne les résultats statistiques du canal CM1, la Figure 5-16 montre le pourcentage des premiers trajets trouvés par chaque stratégie pour différents niveaux du rapport signal sur bruit exprimé en E_b / N_0 .

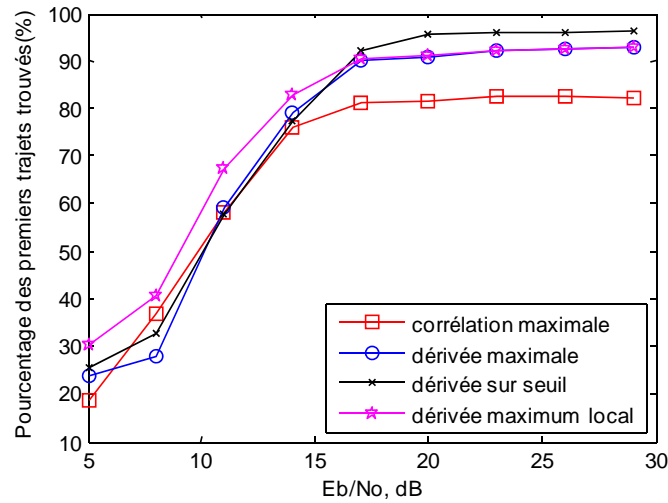


Figure 5-16. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM1.

La stratégie qui obtient le pourcentage le plus élevé est la “dérivée sur seuil”, au dessus de 90% à partir d’un rapport E_b / N_0 de 17 dB. Le seuil a été fixé à la moitié de la valeur maximale de la dérivée.

La “dérivée maximale” et la “dérivée maximum local” présentent un comportement similaire (90% à partir de 17 dB). Par contre, la “valeur de la corrélation maximale” a le pourcentage le plus faible (autour de 80 %), et atteint cette valeur à partir de 17 dB comme les autres stratégies.

Etape fine.

Dans l’étape symbole c’est la stratégie “dérivée sur seuil” qui a produit le plus haut pourcentage de succès avec le canal CM1. Pour les stratégies de l’étape fine on a pris les blocs de début $\hat{\tau}_{TOAc}$ issus de cette “dérivée sur seuil”.

Les temps de début de l’impulsion $\hat{\tau}_{TOAf}$ trouvés par les stratégies de l’étape fine sont ajoutés au temps $\hat{\tau}_{TOAc}$ pour un temps d’arrivée total $\hat{\tau}_{TOA} = \hat{\tau}_{TOAc} + \hat{\tau}_{TOAf}$.

Un résultat de simulation de l’étape fine, en utilisant la stratégie “dérivée sur seuil”, est présenté Figure 5-17. On peut observer les valeurs estimées pour le temps d’arrivée total, moyenne de 100 tirages à 30 dB de E_b / N_0 , pour chacune des 100 réalisations du canal CM1.

On remarque que la majorité des résultats sont sur la ligne de 50 ns ce qui correspond au temps de propagation fixé.

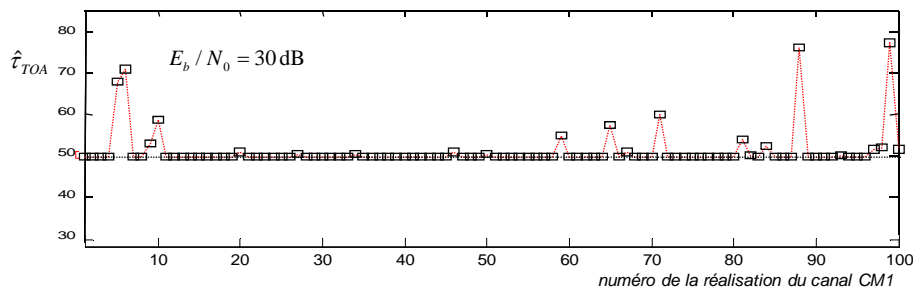


Figure 5-17. Estimation de valeurs du temps d’arrivée total, $\hat{\tau}_{TOA}$, pour le canal CM1

Une évaluation des statistiques de simulation des stratégies en terme de la moyenne de l'erreur, ME_{TOA} , et d'écart type des valeurs du temps total d'arrivée, σ_{TOA} a été effectué. Le premier indicateur est la moyenne des différences entre les valeurs estimées et la valeur réelle, exprimé en (5-28), l'écart type est exprimé en (5-29).

Une évaluation des statistiques de simulation des stratégies a été fait en termes de moyenne de l'erreur, ME_{TOA} , (5-28) (moyenne des différences entre les valeurs estimées et la valeur réelle) et d'écart type des valeurs du temps total d'arrivée, σ_{TOA} . (5-29).

$$ME_{TOA} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [\hat{\tau}_{TOAn} - \tau_{TOA}] \quad (5-28)$$

$$\sigma_{TOA} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [(\hat{\tau}_{TOAn} - \tau_{TOA})^2]} \quad (5-29)$$

Ces deux indicateurs sont représentés à la Figure 5-18 et Figure 5-19 en fonction du rapport E_b / N_0 . L'erreur la plus petite est obtenue avec la stratégie "dérivée sur seuil" qui se stabilise à partir de 17 dB de rapport E_b / N_0 et s'achève avec 1.24 ns à 29 dB. L'écart type correspondant étant égal à 5 ns.

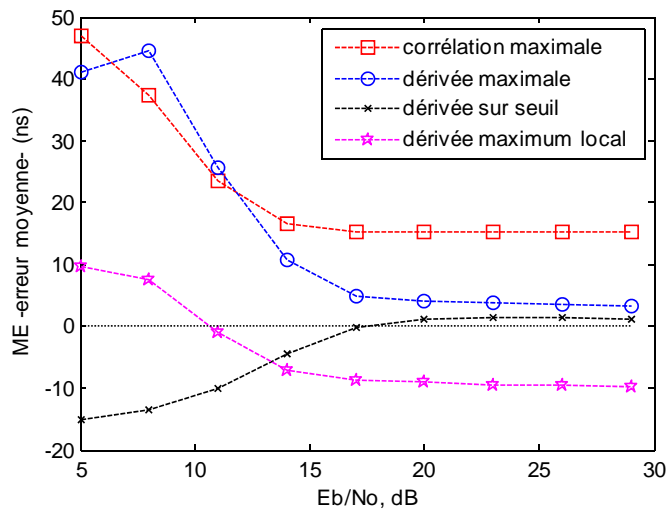


Figure 5-18. Erreur moyenne de l'estimation pour le canal CM1.

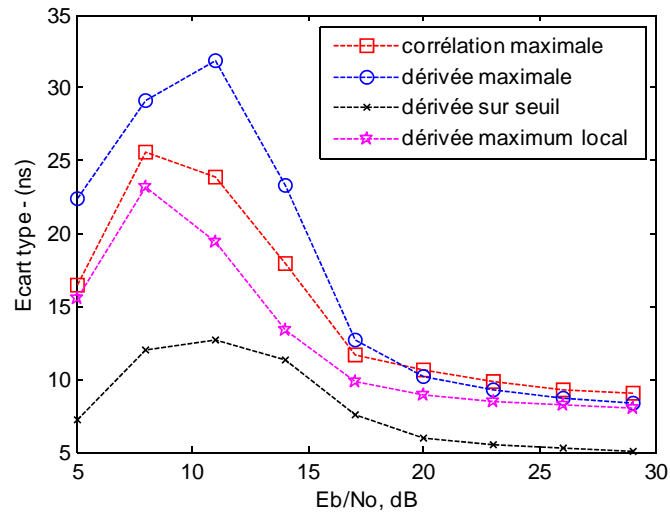


Figure 5-19. Ecart type de l'estimation pour le canal CM1.

Nous avons remarqué des résultats intéressants pour le canal CM3.

La probabilité de trouver le bloc du premier trajet est meilleure par rapport au canal CM1, ceci à partir d'un rapport E_b / N_0 supérieur à 14 dB, (Figure 5-20).

L'erreur d'estimation sur le temps d'arrivée total $\hat{\tau}_{TOA}$, a une valeur moyenne égal à 1.2 ns pour la stratégie "dérivée sur seuil" donc également meilleure (Figure 5-21).

L'écart type, également avec la "dérivée sur seuil", donne les meilleurs résultats avec une valeur de 3.2 ns à partir de 20 dB (Figure 5-22).

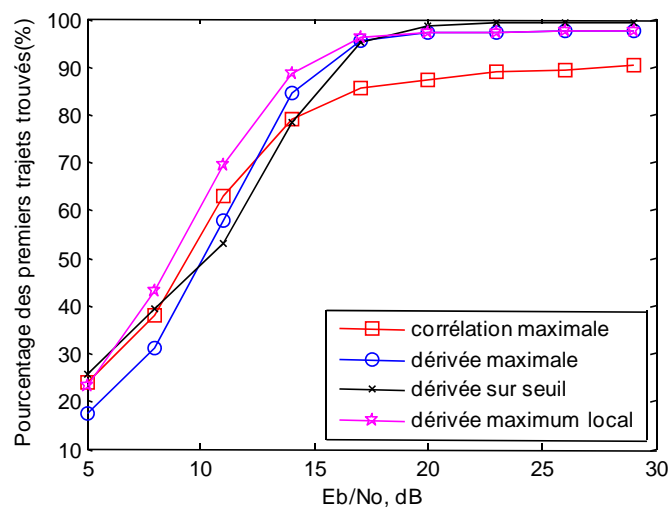


Figure 5-20. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM3.

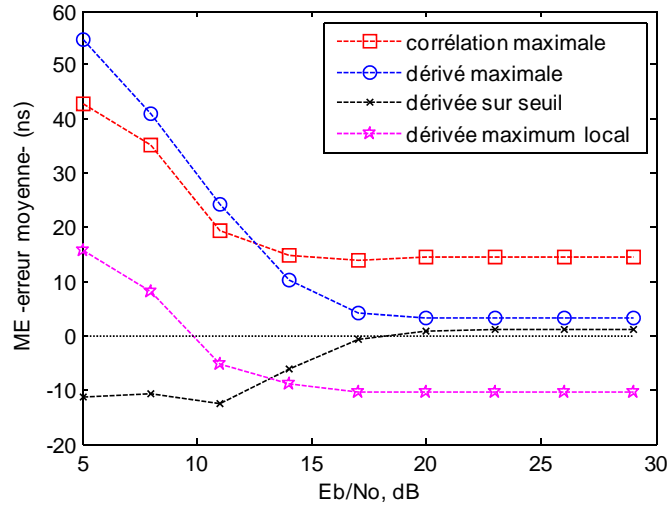


Figure 5-21. Erreur moyenne de l'estimation pour le canal CM3.

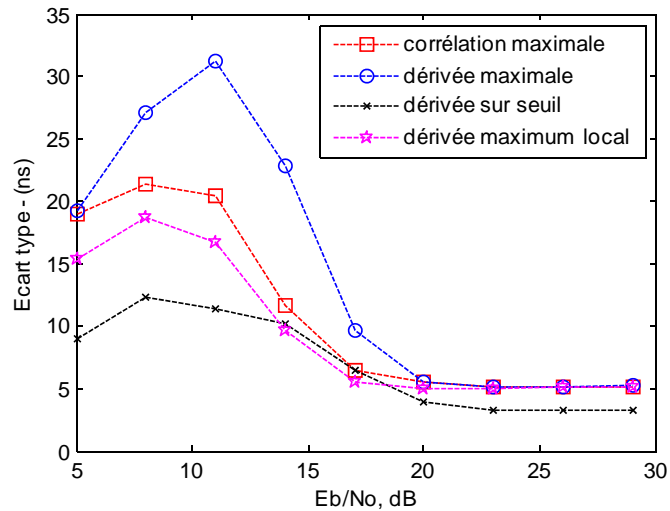


Figure 5-22. Ecart type de l'estimation pour le canal CM3.

Les résultats précédents permettent de conclure que, des quatre stratégies testées par simulation c'est la stratégie "dérivée sur seuil" qui produit les meilleurs résultats dans les deux étapes de la méthode et pour les deux canaux LOS, CM1 et CM3.

En outre, la stabilité de l'estimation a été obtenue à partir d'un rapport signal sur bruit autour de 17dB, notons que la performance peut être améliorée par un lissage suffisant à la première étape.

5.3.2 Résultats des simulations avec des canaux NLOS.

La méthode proposée a été conçue en considérant une propagation en visibilité (LOS), où le premier trajet est toujours présent. On a cependant simulé son fonctionnement en utilisant les canaux en non-visibilité CM2 et CM4 du modèle IEEE (voir les caractéristiques au chapitre 1).

Les simulations pour ces canaux ont été réalisées uniquement pour la première étape, du fait que pour la deuxième étape, une fois le bloc contenant le premier trajet correctement détecté, les performances restent les mêmes que pour les canaux LOS.

Pour le canal CM2 la Figure 5-23 montre que le meilleur pourcentage de blocs trouvés (contenant le trajet direct) lors de la première étape correspond à la stratégie “dérivée sur seuil”, comme pour les cas LOS, mais cette fois avec une valeur plus basse stabilisée autour de 65 %.

Pour le canal CM4 (Figure 5-24) la même stratégie présente une meilleure performance que le CM2, jusqu'à un peu plus de 90 % à partir de 20 dB. Cela signifie qu'il existe la plupart du temps un trajet direct, même s'il n'est pas toujours d'amplitude maximale.

Ces résultats son cohérents avec les caractéristiques de non-visibilité présentées en paragraphe 1.3.2.

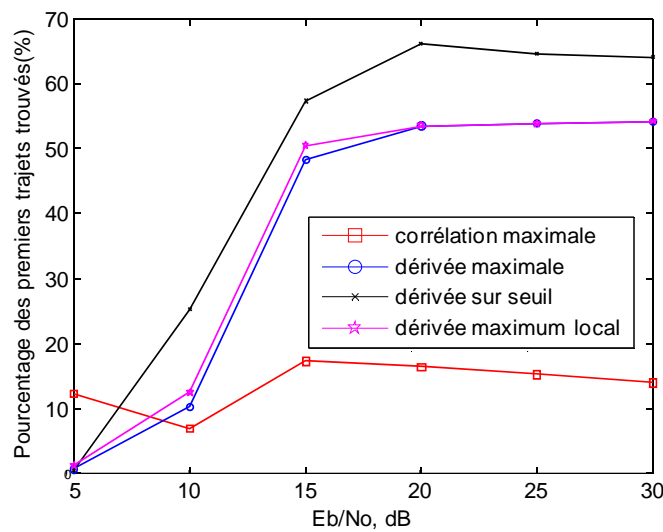


Figure 5-23. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM2.

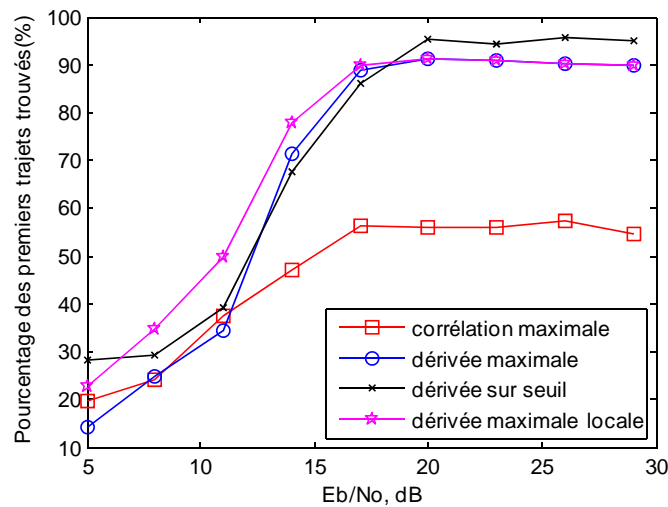


Figure 5-24. Pourcentage des premiers trajets trouvés vs E_b / N_0 pour le canal CM4.

5.3.3 Variation des paramètres.

D'après les statistiques des paragraphes précédents, c'est la stratégie "dérivée sur seuil" qui a produit les meilleurs résultats. On a mené une étude des performances de l'estimation du temps d'arrivée suivant cette stratégie en fonction des variations de la largeur de la fenêtre de corrélation et du seuil à dépasser. Le but étant de trouver les valeurs de ces paramètres qui contribuent à une meilleure performance.

Les canaux CM1 à CM4 de la norme IEEE 802.15.4a à bas débit ont été considérés dans les simulations. On a fait 100 tirages de bruit pour chacune des 100 réalisations d'un canal, soit un total de 10000 tirages.

Variation de la largeur de la fenêtre de corrélation.

On a fait varier la largeur de la fenêtre de corrélation, T_{wc} , c'est-à-dire la largeur du bloc, ceci pour chaque canal. La valeur du coefficient a_1 du seuil employé, (5-20), est restée la même et égale à 0.5. Le pas d'échantillonnage Δ_c de la corrélation glissante a été de 6 ns.

Le pourcentage des blocs trouvés contenant le premier trajet a été ainsi évalué en fonction du rapport signal sur bruit, E_b / N_0 , (Figure 5-25).

En ce qui concerne les canaux LOS, on a trouvé qu'avec le CM1 la performance s'améliore avec la largeur de la fenêtre. Un pourcentage de 90% est obtenu pour une largeur de fenêtre à partir de 15 ns. Le canal LOS CM3 (Office) a un comportement similaire à celui du canal CM1 (Residential) et les performances ne changent pas de manière significative pour les valeurs supérieures à 20 ns.

De même pour le canal NLOS CM4 (Office) avec un point de convergence décalé vers 20-25 dB.

Par contre le canal NLOS CM2 (Residential) ne présente pas de convergence avec des performances plus faibles.

On peut donc conclure qu'une largeur de fenêtre moyenne pouvant servir en même temps aux canaux LOS CM1 et CM3 et au canal NLOS CM4 se situe entre 15 et 20 ns. Le choix se fera en fonction de la vitesse d'échantillonnage directement liée à la largeur de la fenêtre qui impacte sur la précision pour l'étape " fine".

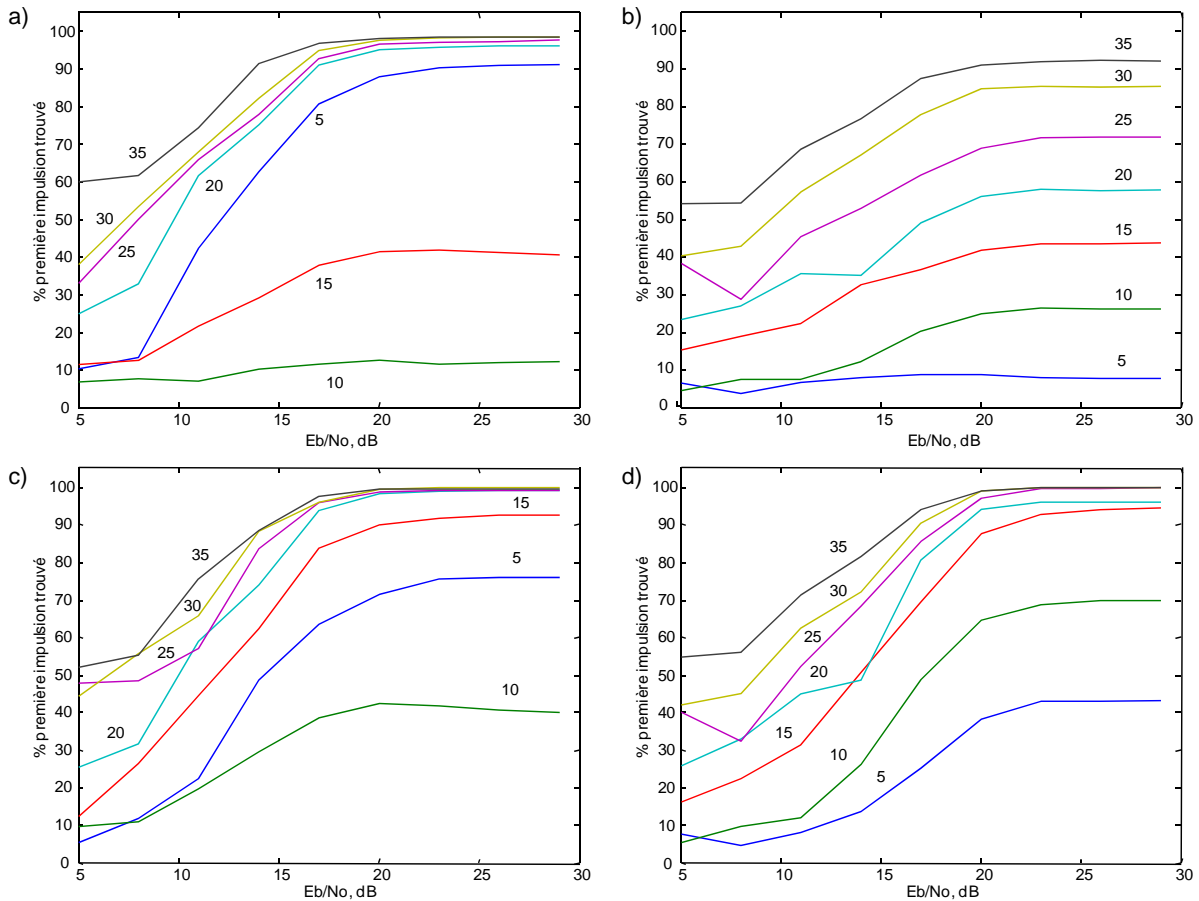


Figure 5-25. Pourcentage des blocs trouvés contenant le premier trajet fonction de E_b / N_0 pour différentes largeurs de fenêtre (ns). a) CM1. b) CM2. c) CM3. d) CM4.

Variation du seuil.

La Figure 5-26 montre les résultats correspondant au pourcentage des blocs trouvés contenant le premier trajet en fonction du rapport signal sur bruit E_b / N_0 . On a évalué ce pourcentage pour différentes valeurs du seuil de la dérivée. Pour toutes les simulations une largeur de fenêtre égale à 20 ns a été utilisée.

Pour le canal LOS CM1 on trouve que pour les valeurs supérieures du seuil le pourcentage augmente, puis se stabilise autour 94 % à partir de 19 dB. Il est normal que lorsque le bruit disparaît les courbes des seuils inférieurs arrivent aussi aux valeurs les plus grandes.

Le canal LOS CM3 a un comportement similaire.

Pour les canaux NLOS, c'est le CM2 qui présente les plus mauvais résultats de capture de la première impulsion. Cette stratégie n'est donc pas fiable pour ce canal. Par contre, le canal CM4 montre une fois encore que ses caractéristiques sont compatibles avec la "dérivée sur seuil".

En conclusion nous retiendrons comme valeurs pratiques une fenêtre entre 15 et 20 ns et un seuil de 0.5 fois la valeur maximale de la dérivée première.

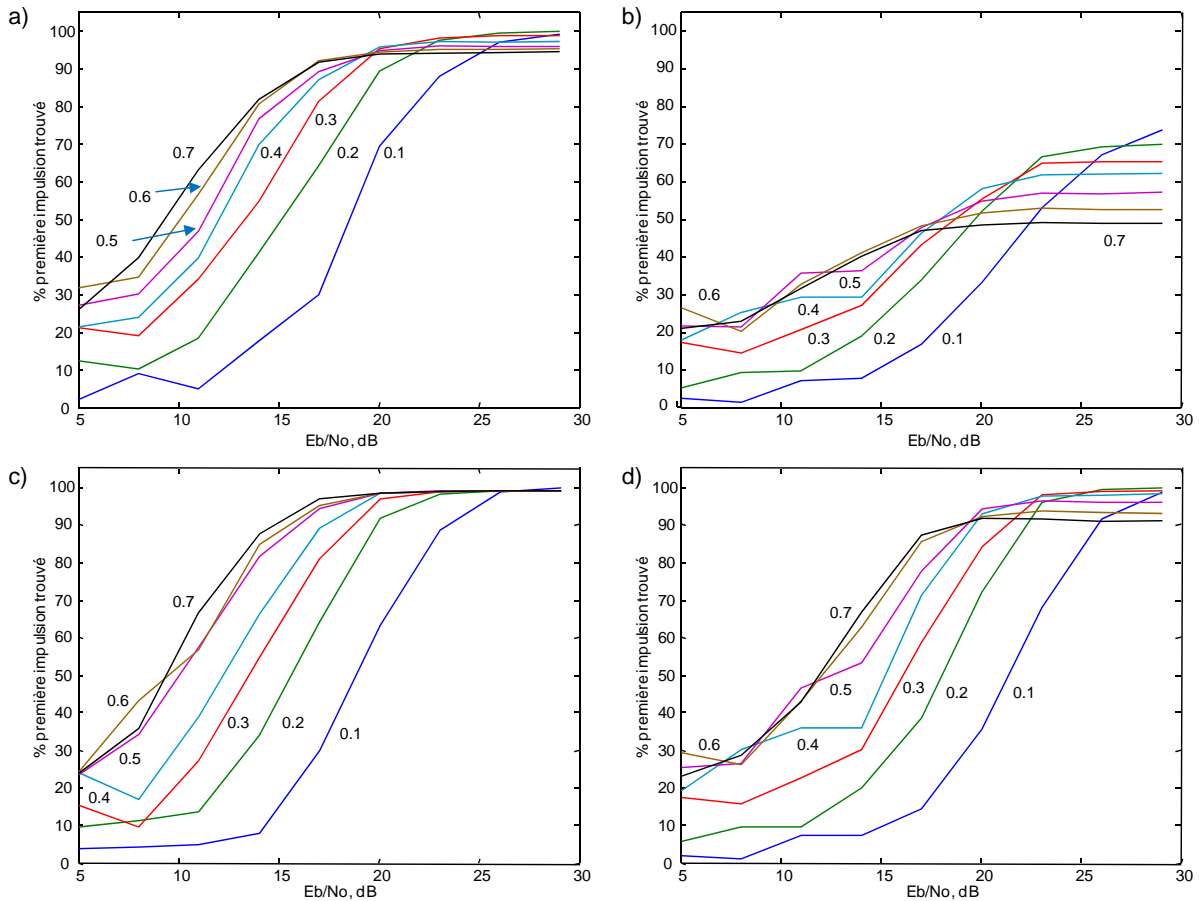


Figure 5-26. Pourcentage des blocs trouvés contenant le premier trajet fonction de E_b / N_0 pour différents niveaux du seuil. a) CM1. b) CM2. c) CM3. d) CM4.

5.3.4 Comparaison à d'autres méthodes.

Par rapport à d'autres méthodes proposées dans la littérature (chapitre 4), cette stratégie d'estimation, "dérivée sur seuil" en deux étapes, avec le système TDSC est un excellent compromis entre précision et faible complexité.

Par comparaison Molisch et al., [8] (§4.5.1b), présentent une méthode d'estimation du temps d'arrivée en deux étapes, validée par simulation : la première basée sur la détection d'énergie et la deuxième sur la corrélation réalisée dans un récepteur RAKE à 10 corrélateurs au minimum. Dernière étape qui donne une résolution de la durée d'un chip, entre 1 et 2 mètres.

Notre méthode propose également deux étapes, toutes deux basées sur la corrélation :

- La première sur la corrélation glissante au long du symbole, avec une précision grossière fonction du pas d'échantillonnage de la corrélation. Elle ne représente pas un effort de calcul important et est approprié au temps réel.
- La deuxième étape sur la corrélation glissante au long du bloc trouvé lors de la première étape. La vitesse d'échantillonnage du circuit TDSC étant le facteur qui détermine la précision, la valeur est aujourd'hui d'environ 7.5 GHz correspond à une période de 0.13 ns ce qui donne la possibilité de différencier des distances jusqu'à 4 cm.

Quand à la probabilité de détection du bloc en [8], elle varie en fonction de paramètres théoriques:

- Dans un premier cas la probabilité est supérieure à 80 % à partir de 4 à 8 dB du SNR.
- Dans un deuxième cas à partir de 4 à 20 dB.
- Dans un troisième cas à partir de 15 à 22 dB.

Notre méthode possède un pourcentage de détection du premier trajet supérieur à 80% à partir de 15 dB de rapport E_b / N_0 pour le canal CM1 et à partir de 13 dB pour le CM3.

Comme en [4], (§4.5.1f), notre méthode propose une stratégie de recherche du temps d'arrivée basée sur la corrélation, et essaie de trouver le premier trajet en utilisant un seuil de changement de la pente de la corrélation, solution réalisée avec peu de complexité par rapport à [4]. Elle peut de plus améliorer le résultat dans une ambiance bruitée comparée à [6], (§4.5.1g), et [10] (§4.5.1h) qui utilisent l'amplitude du signal reçu (enveloppe) au lieu de la corrélation.

L'erreur moyenne en [4] varie entre -0.38 et 0.42 ns. Elle dépend de l'algorithme employé et de la salle dans laquelle les mesures ont été faites. Un oscilloscope avec une fréquence d'échantillonnage égal à 20.48 GHz a été utilisé, ce qui induit la précision obtenue. Dans notre cas l'erreur moyenne varie entre 1.23 ns et 1.21 ns pour le canal CM1 et le canal CM3.

Les résultats en [6] présentent des erreurs moyennes entre 0.47 et 1.4 cm, correspondant à 0.0159 et 0.047 ns¹, pour des distances relativement courtes de 4 à 7.4 mètres. Les résultats en [10] montrent une erreur moyenne qui varie entre 0 et 4 cm (jusqu'à 0.13 ns) pour l'algorithme proposé et pour deux cas des paramètres utilisés. Les vitesses d'échantillonnage des oscilloscopes utilisés ne sont pas publiées.

A partir de ces comparaisons on peut conclure que les simulations de notre méthode montrent qu'on peut estimer le temps d'arrivée avec une bonne précision : une haute probabilité de détection du bloc de signal contenant le premier trajet (95 % à partir d'un E_b / N_0 de 17 dB pour le CM3) et une faible valeur de l'erreur moyenne (1.21 ns). Nos résultats étant toujours compatible avec les conditions d'une plateforme réelle qui utilise relativement peu de complexité calculatoire.

5.4 Validation expérimentale de la méthode d'estimation du temps d'arrivée.

La validation expérimentale de la méthode proposée pour l'estimation du temps d'arrivée basée sur un récepteur TDSC a été réalisée en deux parties.

Dans la première partie on a fait des tests en utilisant des câbles, de façon à assurer l'isolement vis à vis des effets de l'environnement et avoir un meilleur aperçu de la performance de la méthode.

Dans la deuxième partie les tests ont été faits d'antenne à antenne et pour des distances variables.

¹ La vitesse de la lumière employé en [2] pour calculer les distances à partir du temps d'arrivée est égale a $c=2.99792 \times 10^8$ m/s.

5.4.1 Procédure de test.

On rappelle que la première étape de l'estimation (§5.1.2, Figure 5-3 et Figure 5-4) permet de mesurer le temps $\hat{\tau}_{TOAc}$, du début du bloc de largeur T_{Wc} contenant l'impulsion reçue, temps écoulé depuis le début de l'émission, et que la deuxième étape mesure le temps $\hat{\tau}_{TOAf}$ du début de l'impulsion dans le bloc de manière plus précise.

Comme mentionné dans le paragraphe 5.1.2, on a fait l'hypothèse que l'émetteur et le récepteur sont synchronisés en temps : le récepteur connaît l'instant d'émission des impulsions τ_d . Pour les tests décrits ici l'émetteur et le récepteur ont été synchronisés au moyen d'un câble, suivant la même configuration utilisée pour les tests de validation (Voir cette configuration dans le chapitre 2, annexe 1).

Par contre, les cartes de tests n'ont pas été conçues pour faire varier l'instant d'échantillonnage de la corrélation glissante avec la résolution requise pour la première étape de la méthode d'estimation (pas d'échantillonnage Δ_c). On a décidé alors de tester la stratégie d'estimation comme si on était dans la deuxième étape : la distance entre l'émetteur et le récepteur étant telle que ce dernier commande le premier à transmettre un symbole et quelque temps après il le reçoit en assurant que l'impulsion se trouve de façon certaine à l'intérieur de ce bloc. Ce qui équivaut à trouver toujours le début du bloc $\hat{\tau}_{TOAc}$ sur la première valeur de la corrélation glissante de la première étape. La deuxième étape travaille ensuite sur ce bloc.

En raison de la procédure précédente, la référence du vrai temps correspondant au début du bloc $\hat{\tau}_{TOAc}$ est perdue. On a alors testé la stratégie d'estimation de la deuxième étape en l'appliquant pour obtenir la distance τ_{dif} entre deux positions différentes du récepteur, d_1 et d_2 (Figure 5-27). On fait deux émissions à ces distances. L'une arrive à l'instant τ_{TOA1} , l'autre à l'instant τ_{TOA2} . La différence de temps permet de calculer la distance d_{dif} entre les deux (5-30)-(5-32).

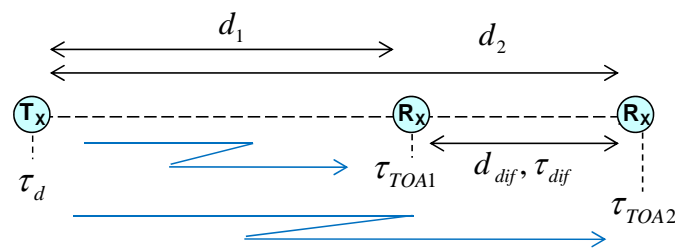


Figure 5-27. Relation de temps et distance entre deux positions du récepteur.

$$d_1 = c \cdot \tau_{TOA1} \quad (5-30)$$

$$d_2 = c \cdot \tau_{TOA2} \quad (5-31)$$

$$d_{dif} = c \cdot \tau_{dif} = c \cdot (\tau_{TOA1} - \tau_{TOA2}) \quad (5-32)$$

Les blocs de largeur T_{Wc} enregistrés à chaque distance sont analysés, le temps du début $\hat{\tau}_{TOAc}$ étant le même, et on estime les temps d'arrivée $\hat{\tau}_{TOAf}$ des deux impulsions à partir du

début du bloc (Figure 5-28). Le temps d'arrivée mesuré dans le bloc à la distance d_1 étant $\hat{\tau}_{TOAf1}$ et le temps mesuré à la distance d_2 étant $\hat{\tau}_{TOAf2}$. La différence de distances est alors calculée à partir de la différence de ces temps d'arrivée, (5-33)-(5-35).

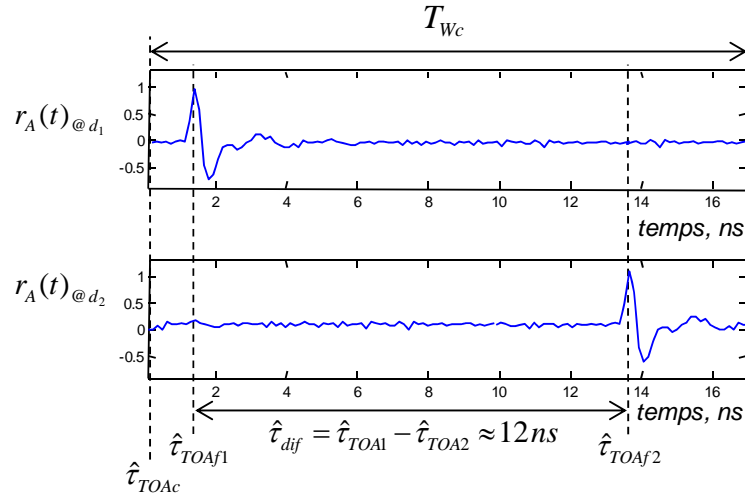


Figure 5-28. Impulsions reçues à différentes distances de séparation.

$$\hat{\tau}_{TOA1} = \hat{\tau}_{TOAc} + \hat{\tau}_{TOAf1} \quad (5-33)$$

$$\hat{\tau}_{TOA2} = \hat{\tau}_{TOAc} + \hat{\tau}_{TOAf2} \quad (5-34)$$

$$\begin{aligned} d_{dif} &= c \cdot (\hat{\tau}_{TOA1} - \hat{\tau}_{TOA2}) \\ &= c \cdot (\hat{\tau}_{TOAf1} - \hat{\tau}_{TOAf2}) \end{aligned} \quad (5-35)$$

On peut voir, à partir des valeurs de la Figure 5-28, que la différence entre les deux positions donne un temps τ_{dif} d'environ 12 ns, ce qui signifie une distance égale à $d_{dif} = 3.58$ m.

Ces tests estiment donc les différences des distances entre deux positions. Il est évident qu'avec cette procédure la différence ne peut pas être plus grande que la distance correspondant à la largeur T_{Wc} du bloc. Dans le cas de la fréquence d'échantillonnage de 7.5 GHz du circuit TDSC, cela donne $d_{T_{Wc}} = 5.1$ m.

5.4.2 Description des tests et résultats.

Le premier ensemble de tests, en connexion électrique par câble, permet d'éviter le bruit et les déformations du canal sans fil qui peuvent affecter les performances de la méthode. Les impulsions enregistrées par le récepteur ont été envoyées à un ordinateur où sont calculées (programme MATLAB) : la corrélation glissante, la dérivée première de la corrélation et l'estimation du temps.

La Figure 5-29 montre côte à côte deux exemples de signaux reçus et les résultats de calcul de la corrélation et de la dérivée.

Première colonne temps $\hat{\tau}_{TOAf1}$, séparation émetteur/récepteur de 25 cm.

Deuxième colonne temps $\hat{\tau}_{TOAf2}$, séparation de 105 cm.

Les deux premières courbes de chaque colonne sont les contenus des registres A et B.

La troisième est la corrélation glissante.

La quatrième est la dérivée de la corrélation. La première valeur qui dépasse le seuil calculé de 0.5 est indiquée par une ligne discontinue. Comme on l'a précédemment mentionné, cette valeur correspond à l'estimation du temps d'arrivée relativement au début du bloc, en ce cas le temps "fine".

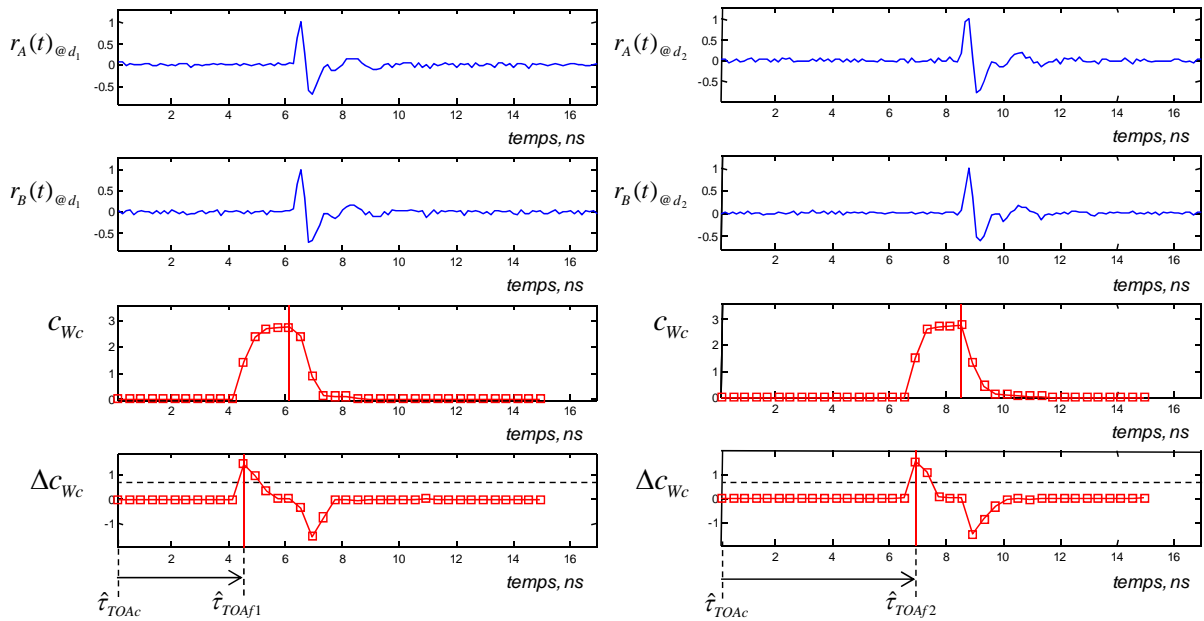


Figure 5-29. Exemples de signaux reçus par câble impliqués dans l'estimation de la distance.

Les expériences en série utilisaient 5 câbles de longueur différente (100 à 200 cm) avec une différence de longueur de 25 cm entre eux, câbles de type RG316 et de coefficient de propagation de 69.5% (de la vitesse de la lumière).

Pour le câble le plus court (émission d'une impulsion avec le temps de transmission ou de vol le plus court), on a réglé l'instant du début de l'émission afin de recevoir l'impulsion entière dans le bloc enregistré. On a mentionné au chapitre 3 que ce temps pouvait être légèrement variable avec les deux potentiomètres de la carte d'émetteur (§3.2).

Le "temps fin" d'arrivée $\hat{\tau}_{TOAf}$ a été estimé pour chaque câble comme décrit au paragraphe §5.4.1 (Figure 5-28). La différence de la longueur entre deux câbles adjacents a alors été calculée (le câble de référence 100 cm).

Les résultats du Tableau 5-2 correspondent à la moyenne de 50 mesures.

On obtient une bonne précision (2.65 % d'erreur) pour les valeurs de distance égale à 150 et 175 cm.

Par contre la précision diminue aux extrêmes, 125 et 200 cm (erreur entre 11 et 16.8 %). Dans ce cas l'approximation faite lors de la conversion indice d'échantillon-du-circuit vers temps d'arrivée, a favorisé les valeurs médianes.

Tableau 5-2. Résultats de l'estimation du temps d'arrivée sur câbles.

Largeur du câble (cm)	$\hat{\tau}_{TOAf}$ (ns)	d_{dif} (cm)	Erreur absolue (cm)	Erreur (%)
100	5.84	-	-	-
125	7.25	29.2	4.2	16.8
150	8.48	25.7	0.65	2.63
175	9.71	25.7	0.65	2.63
200	11.1	27.8	2.82	11.3

La deuxième série de tests a été faite avec une communication sans fil. On a positionné le récepteur à différentes distances et fait l'estimation comme pour les tests par câble. Le signal UWB a été émis en utilisant des amplificateurs et des antennes sans transposition en fréquence.

La Figure 5-30 montre deux exemples de signaux reçus :

- La première colonne correspond à une distance de 40 cm.
- La deuxième colonne correspond à une distance de 100 cm.

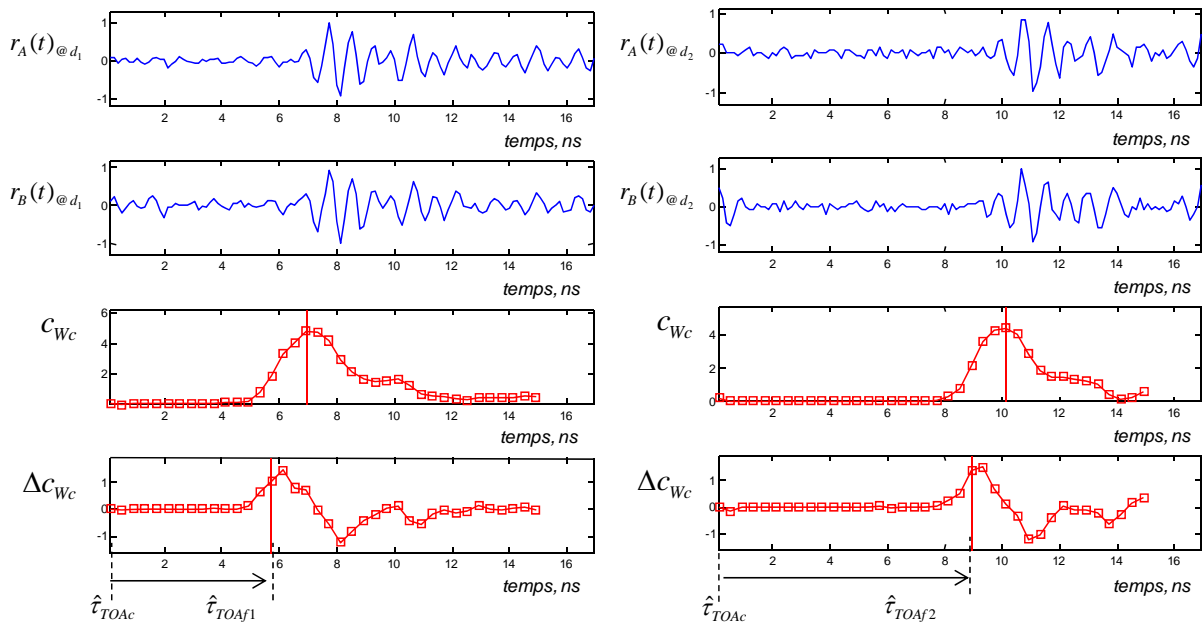


Figure 5-30. Exemples de signaux reçus sans fil impliqués dans l'estimation de la distance.

De même que pour les tests par câble, on a fait des mesures pour 5 distances différentes. On a choisi la mesure à 120 cm comme référence. Le Tableau 5-3 montre les résultats de la moyenne de 50 mesures pour chaque distance. On peut observer que les erreurs augmentent avec la séparation par rapport au point de référence.

Tableau 5-3. Résultats de l'estimation du temps d'arrivée sans fil.

Distance réelle (cm)	Distance estimée (cm)	Erreur (cm)	Erreur (%)
80	86.74	6.74	8.42
90	95.08	5.08	5.65
100	100.52	0.52	0.52
110	107.50	-2.50	-2.27
120	120.00	0.00	0.00

Ces résultats sont cohérents avec ceux obtenus lors de la simulation, même si la performance est à l'évidence un peu plus faible. La cause de ces erreurs a été la variation du temps d'arrivée estimé à chaque test, pour la même distance. Une fraction au moins de la variation est imputable aux variations de temps trouvés lors de la validation des cartes de tests de la méthode TDSC, décrites au chapitre 3 (§3.2.4). La stabilité des horloges des microcontrôleurs de l'émetteur et du récepteur jouent aussi un rôle important dans ce sujet.

Les résultats obtenus sont prometteurs et nous encourage à identifier des éléments à corriger afin d'optimiser la précision de la méthode et sa réalisation expérimentale. Il faudra réaliser une analyse détaillée de la variation trouvée sur le temps d'arrivée, au niveau des circuits électroniques et conjointement au niveau de la méthode d'estimation du temps pour en déterminer l'impact et modifier en conséquence.

5.5 Conclusions.

On a présenté un principe d'estimation du temps d'arrivée basée sur la dérivée de la corrélation glissante en tant que mesure de ses changements liés à l'apparition des impulsions reçues. On a décrit ensuite la méthode proposée pour l'estimation qui est structurée en deux étapes. Cette structure répondait naturellement à la structure propre de réception de la méthode TDSC.

La méthode proposée est le résultat de l'étude des travaux présentés au chapitre 4 et de la réflexion sur les résultats obtenus lors d'expériences de simulation de la corrélation glissante au chapitre 5. On a proposé trois stratégies basées sur la dérivée de la corrélation :

- “dérivée maximale”
- “dérivée sur seuil”
- “dérivée maximum local”

Celles-ci ont été comparées entre elles et à la stratégie “corrélation maximale”, employée comme référence.

Les simulations de ces stratégies dans les conditions du récepteur TDSC, notamment la largeur de ses registres (128 échantillons) et la fréquence d'échantillonnage (7.5 GHz maximum) ont démontré que la “dérivée sur seuil” était l'option la plus efficace pour l'estimation du temps d'arrivée. Ceci vu sa haute probabilité de détection du bloc de signal contenant le premier trajet (95 % à partir d'un E_b/N_0 égal à 17 dB pour le CM1) et une faible valeur de l'erreur moyenne (1.21 ns).

Des expériences en signaux réels ont été réalisées sur la plateforme de tests, avec des câbles et en transmissions sans fil. Les résultats sont en accord avec les résultats de la simulation, avec une plus faible précision par rapport à la simulation (entre 11 et 16.8 %). Ces résultats font partie de la validation expérimentale de la méthode. Les résultats obtenus par la simulation permettent d'envisager une reprise de la conception de la plateforme de tests afin d'identifier les points où une optimisation peut être menée tout en considérant les paramètres physiques du circuit.

Les résultats de simulation et d'expérimentation ont donné lieu à deux actes de congrès internationaux avec comité de lecture :

- ICC 2012, *IEEE International Conference on Communications*, Ottawa, Canada, juin 2012 [11].
- COMM 2012, *9th International Conference on Communications*, Bucarest, Romania, juin 2012 [12].

5.6 Références bibliographiques.

- [1] R. Badorrey, A. Hernandez, J. Cholz, A. Valdovinos, and Alastruey. Evaluation of toa estimation algorithms in uwb receivers. pages 1 –6, jun. 2008.
- [2] M. Basseville and I.V. Nikiforov. *Detection of abrupt changes: theory and application*. Prentice-Hall information and system sciences series. Prentice Hall, 1993.
- [3] P. Cheong, A. Rabbachin, J.-P. Montillet, Kegen Yu, and I. Oppermann. Synchronization, toa and position estimation for low-complexity ldr uwb devices. In *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pages 480 – 484, sept. 2005.
- [4] Chiara Falsi, Davide Dardari, Lorenzo Mucchi, and Moe Z. Win. Time of arrival estimation for uwb localizers in realistic environments. *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, 2006:152–152, January 2006.
- [5] I. Guvenc, Z. Sahinoglu, and P.V. Orlik. Toa estimation for ir-uwb systems with different transceiver types. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(4):1876 – 1886, jun. 2006.
- [6] Z.N. Low, J.H. Cheong, C.L. Law, W.T. Ng, and Y.J. Lee. Pulse detection algorithm for line-of-sight (los) uwb ranging applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 4:63 – 67, 2005.
- [7] M.J. Segura, V.A. Mut, and H.D. Patino. Wavelet correlation toa estimation with dynamic threshold setting for ir-uwb localization system. In *Communications, 2009. LATINCOM '09. IEEE Latin-American Conference on*, pages 1 –6, 2009.
- [8] Andreas F. Molisch Hisashi Kobayashi Sinan Gezici, Zafer Sahinoglu and H. Vincent Poor. Two-step time of arrival estimation for pulse-based ultra-wideband systems. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2008:11 pages, 2008.
- [9] Shaohua Wu, Qinyu Zhang, and Naitong Zhang. A two-step toa estimation method for ir-uwb ranging systems. In *Communication Networks and Services Research, 2007. CNSR '07. Fifth Annual Conference on*, pages 302 –310, may 2007.
- [10] Ruiqing Ye, S. Redfield, and Huaping Liu. High-precision indoor uwb localization: Technical challenges and method. In *Ultra-Wideband (ICUWB), 2010 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 1 –4, sept. 2010.
- [11] J.A. Pardinias-Mir, R. Lamberti, M. Muller, and C. Gimenes. An experimental approach to a low-complexity two-step toa measurement for tr-uwb signals. In *Communications (ICC), 2012 IEEE International Conference on*, june 2012.
- [12] J.A. Pardinias-Mir, R. Lamberti, M. Muller, and C. Gimenes. A fast low-cost toa estimation for uwb impulse radio networks. In *Communications (COMM), 2012 9th International Conference on*, pages 27 –30, june 2012.

Conclusion

Une thèse est à la fois

- *une production de l'esprit*
- *un aboutissement d'un travail de recherche*
- *un exercice académique validé*
- *un document riche d'informations scientifiques originales.*

*Guide pour la rédaction et la présentation des thèses à l'usage des doctorants.
Ministère de l'Éducation Nationale / Ministère de la Recherche*

Le thème de Recherche et Développement s'est inscrit dans la continuité des travaux conjoints des laboratoires EPH et CITI de l'Institut Télécom Sud Paris. Il devait conduire à la réalisation d'une première version de plateforme modulaire de Communication UWB utilisant la méthode TDSC et à l'étude et la réalisation d'une procédure d'estimation de la distance basée sur cette méthode.

Dans le cadre de ma contribution doctorale, il a été nécessaire de revenir sur les définitions et les caractéristiques de la technologie UWB (chapitre 1). L'accent a été mis sur la propagation des signaux UWB, principalement sur la répartition des trajets du modèle IEEE en propagation indoor, on a constaté que :

- C'est le canal CM3 (Office LOS) qui présente le plus de clusters.
- Le premier trajet est toujours présent dans les canaux CM1 (Residential LOS) et CM3.
- Le premier trajet n'a pas toujours l'amplitude maximale : seulement 47% de cas pour le CM1 et 24% de cas pour le CM3.
- La condition de non-visibilité des canaux CM2 et CM4 signifie que le premier trajet existe seulement pour le 19% et pour le 81 % de cas respectivement.

Il a été également indispensable de rappeler de manière plus approfondie la méthode TDSC, pour son introduction dans les procédures de synchronisation du récepteur et de détection des signaux UWB (chapitre 2). Cette étude a été accompagnée de résultats de simulation de performance pour les canaux à bas débit :

- Pour la synchronisation, on a constaté des variations de performance de 2 à 4 dB de E_b/N_0 pour tous les canaux (CM1-CM9) avec un pas d'échantillonnage de 3 à 6 ns et une largeur de la fenêtre de corrélation de 15 à 30 ns.
- Pour la détection, on a trouvé que la largeur de la fenêtre de corrélation pour obtenir un minimum de probabilité d'erreur, quelque soit le canal indoor (CM1-CM4), est de autour 28 ns.

Une partie du travail a été la réalisation d'une plate-forme de test pour l'émission et la réception des signaux UWB basée sur le circuit intégré CMOS existant, ce qui a permis la

validation de la méthode TDSC. Cette validation a d'abord été effectuée avec des signaux en bande de base puis avec des signaux transposés en fréquence, et avec deux types de canaux :

- Une transmission par câble, pour ses conditions idéales, c'est-à-dire en l'absence de bruit sur les signaux et avec une atténuation réduite au cours de leur propagation.
- Une transmission radio (entre antennes), plus proche des conditions réelles de communication.

Deux procédures ont été proposées et ont été validées pour améliorer le signal reçu:

- La première, pour éliminer une composante de tension continue, présente en réception.
- La deuxième, pour corriger les différences du temps d'écart T_d , entre les impulsions du doublet, à l'émission et à la réception.

Une procédure de synchronisation a également été testée sur des signaux réels acquis et enregistrés sur PC. Les résultats de cette opération nous ont permis, d'une part de valider les principes de cette procédure et d'autre part d'en mesurer les performances à la détection, (chapitre 3).

Ces études préliminaires mais cependant indispensables ont permis de connaître les performances de façon expérimentale. La deuxième partie de ma contribution a porté sur l'étude et la mise en œuvre d'une méthode d'estimation de la distance entre deux dispositifs d'un réseau radio (localisation indoor).

Une étude de l'état de l'art des méthodes d'estimation de la distance avec des signaux UWB, notamment ceux du type impulsion de référence transmise (TR-UWB) a été menée. Elle a permis de les comparer, notamment en matière de performances (chapitre 4), on a principalement retenu que :

- Les méthodes basées sur les systèmes cohérents (récepteur RAKE) ont une complexité plus élevée que les systèmes non cohérents (détecteur d'énergie), mais présentent de meilleures performances. Le TDSC étant un système intermédiaire du type pseudo-cohérent.
- Les algorithmes basés sur la comparaison à un seuil sont très efficaces mais restent sensibles aux effets du bruit et d'étalement du canal.

Il a été ainsi possible d'établir un ensemble de critères permettant de définir les caractéristiques d'une nouvelle procédure d'estimation du temps d'arrivée basée sur un récepteur TDSC (chapitre 5). La procédure utilise la dérivée de la corrélation glissante et cherche une valeur qui dépasse un seuil. Elle se compose de deux étapes :

- La première, étape symbole, suit le même processus que la procédure de synchronisation et localise une fenêtre (bloc) où se trouve le premier trajet.
- La deuxième, étape fine, estime le temps d'arrivée du premier trajet avec plus de précision. Celle-ci dépend de la vitesse d'échantillonnage du circuit TDSC, dont la valeur maximale d'environ 7.5 GHz donne la possibilité de différencier des distances jusqu'à 4 cm.

L'algorithme d'estimation, un seuil sur la dérivée de la corrélation glissante, présente une structure simple qui peut conduire à une réalisation peu complexe de faible consommation d'énergie.

Les résultats des simulations ont montré que cette stratégie est une option "valide" pour l'estimation du temps d'arrivée. La « forte probabilité de détection » du bloc contenant le premier trajet (95 % à partir d'un E_b/N_0 de 17 dB pour le CM3) et la "faible valeur de l'erreur moyenne" (1.21 ns) ont été les éléments principaux qui conduisent à cette conclusion positive.

Ces résultats ont été validés expérimentalement grâce à la plateforme de test avec des signaux réels, il y a une bonne convergence entre les résultats des simulations et ceux apportés par l'expérience :

- Les tests par câble de 100 à 200 cm de distance ont donné des erreurs de 0.65 à 4.2 cm.
- Les tests par radio de 80 à 120 cm de distance ont donné des erreurs de 0.52 à 6.74 cm.

Mon travail s'est inscrit dans la logique des travaux précédents du laboratoire. Sa contribution apporte à présent des informations utiles de performances de détection et de limites physiques et induit une suite qui entre dans le projet global du laboratoire. C'est-à-dire la perspective de réalisation d'un récepteur plus élaboré qui peut remplir les besoins de beaucoup d'applications en communication de proximité exigeant un matériel simple, à bas coût et à très faible consommation électrique, dont le prototype TDSC a déjà constitué le tout premier pas.

Enfin sur un plan d'ordre "académique" notre travail d'équipe a donné lieu à quatre communications internationales en congrès avec comité d'évaluation :

- WINSYS 2011, *International Conference on Wireless Information Networks and Systems*, Sevilla, Espagne.
- EuRAD 2011, *European Radar Conference*, Manchester, Royaume Uni.
- ICC 2012, *IEEE International Conference on Communications*, Ottawa, Canada.
- COMM 2012, *9th International Conference on Communications*, Bucarest, Romania.

Une version étendue de l'article de WINSYS a été retenue pour être intégrée en tant que chapitre dans un "ouvrage de synthèse" à paraître prochainement : "*LECTURE NOTES in Communications in Computer and Information Science*", Springer Verlag.

Notre participation à COMM 2012 a obtenu l'invitation à publier une version étendue dans la revue "MTA Review", éditée par l'Académie Technique Militaire de Bucarest, Romania.

Liste des Publications

Acte de congrès avec comité de lecture :

- J.A. Pardiñas-Mir, R. Lamberti, M. Muller, and C. Gimenes. A Fast Low-Cost TOA Estimation for UWB Impulse Radio Networks. In Communications (COMM), 2012 9th International Conference on, June 2012.
- J.A. Pardiñas-Mir, R. Lamberti, M. Muller, and C. Gimenes. An Experimental Approach to a Low-Complexity Two-Step TOA Measurement for TR-UWB Signals. In Communications (ICC), 2012 IEEE International Conference on, June 2012.
- J.A. Pardiñas-Mir, M. Muller, R. Lamberti, and C. Gimenes. Experimental Validation for TR-UWB Systems - By Time Delayed Sampling & Correlation (TDSC). In Proc. EuRAD, 2011, pp.87-94.
- J.A. Pardiñas-Mir, M. Muller, R. Lamberti, and C. Gimenes. TR-UWB Detection and Synchronization - Using the Time Delayed Sampling and Correlation Detection Method. In Proc. WINSYS, 2011, pp.87-94.

En cours de publication :

- J.A. Pardiñas-Mir, R. Lamberti, M. Muller, and C. Gimenes. Experimental Detection and Synchronisation Validation for a TR-UWB System Based on the Time Delayed Sampling and Correlation Scheme. En cours de publication dans "Lectures Notes" Communications in Computer and Information Science (CCIS) series par Springer-Verlag.

Communications dans congrès (invité):

- J.A. Pardiñas-Mir. 'UWB' and Localization. The International Conference on Wireless and Mobile Networks - ICNWMN 2011. Octobre 24-25 2011. Paris, France.