
Application d'UWB à la mesure du temps de propagation et à la localisation

Mémoire

Réalisé par **Maximilien CHARLIER**

Service: Réseaux et Télécommunications

Directeur: Bruno QUOITIN

Année académique 2016–2017

Je tiens particulièrement à remercier Bruno Quoitin, mon directeur de mémoire, pour son encadrement durant ces deux dernières années, ses conseils et avis divers durant la réalisation des projets. Je tiens aussi à remercier les enseignants et les assistants du département d'informatique pour leurs disponibilités, leurs amabilités et leurs accompagnements durant mes études.

Table des matières

Introduction	1
1. État de l'art	3
1.1. Réseau de capteurs sans fil	3
1.1.1 Architecture d'un nœud	3
1.1.2 Domaines d'application	4
1.1.3 Types de noeuds	4
1.1.4 Topologies des réseaux de capteurs	5
1.2. Réseau personnel sans fil - WPAN	6
1.2.1 IEEE 802.15.4	6
1.2.2 IEEE 802.15.4-2011 UWB	8
1.2.2.1 Fonctionnement.	8
1.2.2.2 Canaux UWB	9
1.2.2.3 Format de trame UWB	10
1.2.2.4 Modulation de trame UWB.	12
1.2.2.5 Moment d'envoi et de réception	12
1.3. Transceiver UWB	13
1.4. Zolertia Z1	14

2. Techniques d'estimation du temps de propagation	15
2.1. Temps de propagation dans l'Internet des objets.	15
2.2. Techniques existantes.	15
2.2.1 Time of arrival	16
2.2.2 Time difference of arrival.	16
2.2.3 Single-Sided Two-Way Ranging	17
2.2.4 Double-Sided Two-Way Ranging	18
2.2.4.1 Symmetrical Double-sided Two-way Ranging	18
2.2.4.2 Asymmetrical Double-sided Two-way Ranging.	19
2.2.5 Comparaison	19
2.3. Mise en œuvre	21
2.3.1 Temps de réponse.	21
2.3.2 Clock offset	22
2.3.2.1 Erreur engendrée par le clock offset	23
2.3.2.2 Correction du clock offset	25
2.3.3 Envoi différé	26
2.3.4 Influence de la puissance reçue	27
2.3.5 Délais d'antenne	31
2.3.5.1 Calibration d'un transceiver	35
2.3.5.2 Calibration de plusieurs transceivers	36
2.3.6 Configuration	38
2.3.7 Demande de ranging	39
2.3.8 Single-Sided Two-Way Ranging.	40
2.3.9 Double-Sided Two-Way Ranging	41

3. Test et validation	43
3.1. Indicateur du clock offset	43
3.2. Validation des protocoles	44
3.2.1 Single-Sided Two-Way Ranging	45
3.2.2 Clock offset	47
3.2.3 Puissance reçue.	48
3.2.4 Double-Sided Two-Way Ranging	49
3.3. Influence de la configuration	50
3.4. Délais d'antenne	53
3.5. Influence de la distance	57
3.5.1 Milieu propice aux réverbérations	57
3.5.2 Milieu non propice aux réverbérations	60
3.5.2.1 À courte distance	61
3.5.2.2 À grande distance.	68
3.5.3 Conclusion.	71
4. Localisation	73
4.1. Mise en œuvre	73
4.1.1 Calcul de la position	73
4.1.2 Implémentation.	76
4.1.3 Calibration automatique	80
4.2. Tests et validations	82
4.2.1 Milieu propice aux réverbérations	82
4.2.1.1 Cas ayant la plus faible erreur	84
4.2.1.2 Cas ayant la plus grande erreur	86
4.2.1.3 Cas moyen	88
4.2.1.4 Conclusion.	90
4.2.2 Milieu non propice aux réverbérations	90
4.2.3 Conclusion.	94
4.3. Rafraîchissement	94
4.4. Amélioration possible	95
5. Conclusions	97
Bibliographie	99
Abréviations et acronymes	104

A. Annexes	107
A.1. Bluetooth	107
A.2. Contiki OS	109
A.3. IEEE 802.15.4-2011	112
A.4. Asymmetrical Double-sided TWR	113
A.5. Ranging frame	114
A.6. Calibration des délais d'antenne	115
A.6.1 Isolation des délais d'antenne	117
A.7. Test et validation	118
A.7.1 Mesure avec les noeuds 7 et 8	118
A.7.2 Influence de la configuration	119
A.7.3 Localisation	122
A.7.3.1 Milieu propice aux réverbérations	123
A.7.3.2 Milieu non propice aux réverbérations	123

Introduction

La localisation fait partie intégrante de la vie des citoyens du 21e siècle depuis la démocratisation du système américain GPS à la fin des années 90. Ce système permet une localisation en extérieur avec une précision de 5 mètres [1]. Il a intégré la plus grande partie des véhicules automobiles.

Dans les années à venir, une révolution est attendue dans le domaine des objets connectés. Il s'agit d'appareil rendu « intelligent » par l'apport d'une connectivité à l'Internet. Un des défis est de pouvoir les localiser de façon précise afin d'améliorer leur connaissance de l'environnement et ainsi améliorer leurs fonctionnalités. Cependant, la localisation de ceux-ci ne doit pas avoir un coût trop important, qu'il soit énergétique ou financier.

Ce mémoire a pour but de fournir un système de mesure du temps de propagation et de localisation libre et réutilisable pour d'autres projets académiques. Ce système se doit donc d'être fiable et simple d'utilisation.

Dans le Chapitre 1, un état de l'art autour des systèmes embarqués et des différentes technologies sans fil existantes sur le marché et utilisées pour de tels systèmes est effectué.

Le Chapitre 2 décrit le choix de l'utilisation de l'Ultra Wideband (UWB) pour l'implémentation d'un système de mesure de temps de propagation. L'UWB est une technologie sans fils ayant, comme son nom l'indique, des canaux très larges en fréquence. Ce large spectre offre une très grande résolution dans le domaine temporel, ce qui est idéal pour la mesure de temps de propagation. Avant l'implémentation, une liste des techniques existantes pour mesurer le temps de propagation est effectuée. À partir de cette liste, deux techniques vont être décrites et mises en œuvre. La mise en œuvre a pour but de donner une explication approfondie de ces 2 techniques.

Dans le Chapitre 3, des tests sont mis en oeuvre afin d'évaluer la qualité des implémentations. Pour valider celles-ci, des tests sont effectués dans diverses conditions afin de pouvoir donner une vue globale des comportements des mesures du temps de propagation.

Un système de localisation est implémenté et évalué dans le Chapitre 4. Ce système permet la localisation en utilisant les deux techniques précédemment implémentées pour la mesure du temps de propagation.

Enfin, une discussion est menée sur de possibles améliorations pouvant être mises en œuvre dans de futurs projets académiques.

Chapitre 1

État de l'art

1.1 Réseau de capteurs sans fil

Un réseau de capteurs sans fil (Wireless Sensor Network) est un ensemble d'équipements (nœuds) reliés entre eux par des connexions sans fil. Ils sont typiquement conçus pour interagir avec leur environnement en relevant des données ou en effectuant de petites tâches physiques (réguler un flux, activer un interrupteur, etc). Les nœuds doivent être autonomes, car ils peuvent être placés dans des endroits inaccessibles.

On parlera d'Internet des objets (Internet of Things - IoT) quand un réseau de capteurs est connecté au réseau internet.

1.1.1 Architecture d'un nœud

Les nœuds de réseaux de capteurs sans fil sont des systèmes embarqués de taille réduite, de l'ordre de quelques centimètres cubes, embarquant des capteurs, un émetteur/récepteur radio, de la mémoire, un processeur, des convertisseurs analogiques numériques ainsi qu'une batterie. L'émetteur/récepteur radio sert à la transmission des données recueillies par les capteurs et occasionnellement à la propagation d'information. Cette propagation d'information est utile afin d'agrandir le champ d'opération des réseaux de capteurs. Ils sont exceptionnellement munis d'actionneurs tels que par exemple des moteurs. La Figure 1.1.1 illustre les diverses parties d'un nœud de réseaux de capteurs.

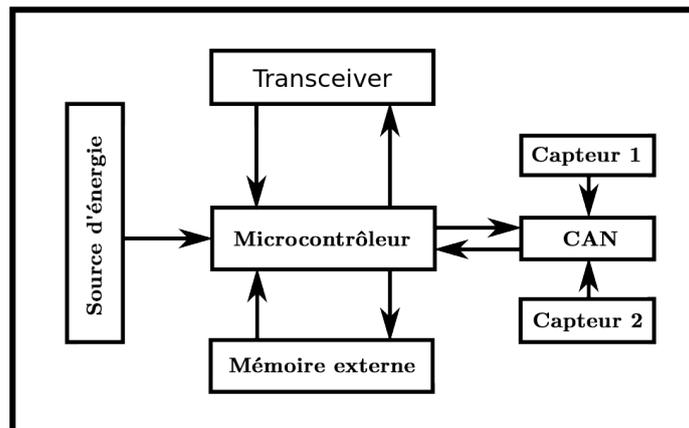


FIGURE 1.1.1 – Schéma d'un nœud [2].

Du fait des contraintes imposées par l'architecture d'un nœud, à savoir une utilisation sur batterie (ou une très faible alimentation^{*}) et un faible coût, le processeur sera de faible puissance et on privilégiera des émissions radio ayant une faible consommation.

1.1.2 Domaines d'application

Les réseaux de capteurs sans fil peuvent être utilisés pour de nombreuses tâches. L'objectif principal étant souvent de réduire les coûts d'un service par l'optimisation de celui-ci, en utilisant des systèmes informatiques/électroniques comme outils. Ils peuvent être utilisés dans de nombreux domaines tels que [3] [4] :

- Observation et prévision environnementales
- Prévention de désastre :
 - Feux de forêt
 - Inondation
 - Éruption volcanique
 - Glissement de terrain
- Surveillance de l'état de structures (ponts, bâtiments, véhicules)
- Habitat (qualité de l'air, domotique)
- Agriculture :
 - Observation (champ, serre...)
 - Action (irrigation, aération, éclairage...)
- Industrie (équipement et ressources)
- Niveau de réserve d'eau potable
- Gestion du trafic

1.1.3 Types de nœuds

Dans un réseau de capteurs sans fil, on peut retrouver plusieurs types de nœuds :

1. **Nœud de collecte ou «nœud-puits»** (*sink* en anglais) qui centralise les mesures effectuées par le réseau de capteurs auquel il appartient. Il sera optionnellement relié au réseau Internet et permettra de renvoyer sur celui-ci les données collectées. Ce type de nœud consomme plus que les autres et est souvent pourvu d'une batterie de plus grande capacité ou est relié au réseau électrique. Il est aussi généralement pourvu d'une plus grande capacité processeur et mémoire.

*. Alimentation issue de capteurs de vibrations ou de petits panneaux solaires

2. **Nœud standard** qui relève des données à l'aide de ses capteurs et qui les transférera jusqu'aux nœuds de collecte. Ce type de nœud se chargera aussi de propager les messages vers d'autres nœuds. La puissance du signal à la réception est réduite de façon quadratique avec la distance parcourue par le message. En effectuant un routage multi saut on pourra réduire la puissance d'émission. Un routage multi saut (sur de faibles distances) consomme de ce fait moins d'énergie qu'un routage simple saut.
3. **Nœud fortement contraint** qui n'est par exemple pas pourvu de batterie, mais d'un condensateur qui se recharge via son environnement (la chaleur ou les vibrations par exemple). Ce type de capteur sera souvent en sommeil pour de longues périodes et ne propagera pas les messages des autres nœuds du réseau.

1.1.4 Topologies des réseaux de capteurs

Dans un réseau de capteurs sans fil, il existe différents types de topologies. La topologie modélise la façon dont les nœuds sont reliés entre eux et contraint les chemins par lesquels les données vont transiter. Il existe typiquement 3 types de topologies [5] qui sont illustrées en Figure 1.1.2 :

1. La topologie en **étoile** qui se caractérise par un nœud principal qui centralise les communications. Ce nœud principal peut aussi se charger de l'ordonnancement des communications en attribuant les temps d'émissions de chaque nœud.
2. La topologie en **arbre** dans laquelle un niveau est attribué à chaque nœud. Pour rejoindre la racine de l'arbre, les messages vont devoir transiter par les nœuds parents du nœud envoyant le message. La racine de l'arbre est un nœud-puits.
3. La topologie **maillée**, qui est la plus couramment utilisée, car elle est plus dynamique. Elle est composée de nœuds qui considèrent tous les liens possibles et choisissent le meilleur chemin en fonction de leurs besoins et des contraintes. L'utilisation d'un protocole de routage y est nécessaire.

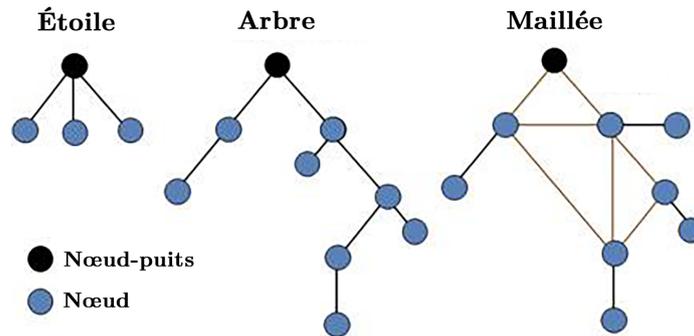


FIGURE 1.1.2 – Types de topologies dans un réseau de capteurs [5].

1.2 Réseau personnel sans fil - WPAN

Un réseau (WPAN) personnel sans fil ou Wireless Personal Area Network a une portée allant de quelques centimètres à plusieurs centaines de mètres en fonction de la technologie utilisée. L'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) a créé un groupe de travail, le IEEE 802.15, responsable de la standardisation de différentes technologies pouvant être utilisées comme WPAN [6].

Cette section s'intéresse aux standards que le IEEE 802.15 a définis. Le Bluetooth, qui était le premier à être utilisé dans les réseaux de capteurs sans fil, est décrit en Annexe A.1. Le IEEE 802.15.4 dit « Low Rate WPAN » conçu pour offrir un réseau bas débit et de faible consommation, ainsi que ses révisions, est décrit ci-après.

1.2.1 IEEE 802.15.4

Le standard 802.15.4, dit « Low Rate WPAN », fut défini par l'IEEE en 2003. Dans cette section, la première version de ce standard est détaillée. Les objectifs principaux du standard sont la facilité d'installation, un transfert de donnée fiable, une faible portée, être extrêmement bon marché tout en consommant peu et en ayant un protocole simple et flexible [7]. En d'autres mots, le standard est parfait pour les réseaux de capteurs.

Comme pour Bluetooth, IEEE 802.15.4 évolue dans la bande fréquente ISM. Le Tableau 1.2.1 illustre l'utilisation spectrale du standard IEEE 802.15.4 qui recouvre la bande de fréquence de 2,4 GHz, mais aussi d'autres parties du spectre à 800 et 900 MHz. Ces derniers seront moins victimes de perturbations, car ils ne sont pas dans le range du 2,4 GHz. Ils sont moins également perturbés par les standards d'émission à haut débit (Wifi/Bluetooth). On observe que les débits des canaux hors 2,4 GHz sont beaucoup plus faibles et qu'ils varient entre 20 et 40 kb/s contre 250 kb/s à 2,4 GHz.

Bandes de fréquences	Nombre de canaux	Largeur de fréquence (MHz)	Débit théorique (kb/s)
2,4 à 2,4835 GHz	16	5,2	250
902 à 928 MHz	10	2,6	40
868 à 868,6 MHz	1	0,6	20

TABLE 1.2.1 – Tableau des bandes de fréquences et des débits du standard IEEE 802.15.4-2003 [7, p.29].

IEEE 802.15.4 peut fonctionner sur deux types de topologies de réseaux : étoile ou mesh (maillé) [8]. Il implémente «Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance» (CSMA/CA) pour communiquer. CSMA/CA a pour principe d'écouter le canal d'émission avant l'émission de donnée. Le temps d'écoute est fixé aléatoirement. L'émetteur transmet son message s'il n'y pas a eu d'autres émissions pendant la durée d'écoute. Cela permet d'éviter de façon probabiliste d'émettre en même temps qu'une autre station, mais n'empêche pas forcément les collisions. Pour rendre les transferts fiables il utilise un système d'acquiescement et de retransmission.

Zigbee

Zigbee est un standard reposant sur l'IEEE 802.15.4 défini par la Zigbee Alliance [9] [10] qui est un groupement d'entreprises ayant pour but de définir un standard permettant de faire interagir plusieurs systèmes entre eux par l'utilisation d'un framework. Celui-ci fournit une sur-couche au IEEE 802.15.4, qui permet d'automatiser le routage et d'échanger des messages entre plusieurs appareils de marques différentes tout en garantissant une faible complexité et une faible consommation. Il ajoute, aussi, la nécessité de faire certifier tout appareil utilisant Zigbee, ce qui garantit une interopérabilité. Zigbee est souvent confondu avec l'IEEE 802.15.4.

IEEE 802.15.4-2011

Le standard IEEE 802.15.4 fut amendé en 2007 pour ajouter le support de deux nouvelles couches physiques : le support de l'ultra wideband (UWB) et celui du chirp spread spectrum (CSS). Une version officielle l'IEEE 802.15.4-2011 incorpore le support complet d'ultra wideband. L'ultra wideband permet des mesures de distance avec une grande précision. Elle fournit, aussi, une technologie à faible coût et consommation, une bonne résistance aux interférences et aux multi trajets. Elle fournit enfin une méthode de correction d'erreur directe via l'utilisation d'un Reed-Solomon [11, p.210].

1.2.2 IEEE 802.15.4-2011 UWB

Cette section illustre en détails la couche physique ultra wideband du standard IEEE 802.15.4 et ses principales fonctionnalités.

1.2.2.1 Fonctionnement

«**Ultra WideBand**»(UWB) [12] [13] désigne une technologie sans fil utilisant un large spectre, c'est à dire, une largeur de bande fréquence supérieure à 500 MHz, pour l'émission de données. L'UWB émet avec une très faible densité spectrale de puissance (PSD). Cette technologie est en opposition avec les technologies dites à canal étroit ou «Narrow band» telles que IEEE 802.15.4-2003 et Bluetooth qui ont une largeur de bande fréquence de quelques MHz.

L'UWB utilise en général une modulation par impulsion radio fréquence aussi appelée IR-UWB pour « Impulse Radio ». Une impulsion radio fréquence UWB a une durée inférieure à une nanoseconde (Figure 1.2.1a). Ces impulsions impliquent des changements brusques dans le domaine temporel et donc un étalement du spectre. Il existe différents types de modulation comme la Bi-Phase Modulation dont un exemple est donné en Figure 1.2.1b. On y remarque que le « 0 » est en opposition de phase avec le « 1 ».

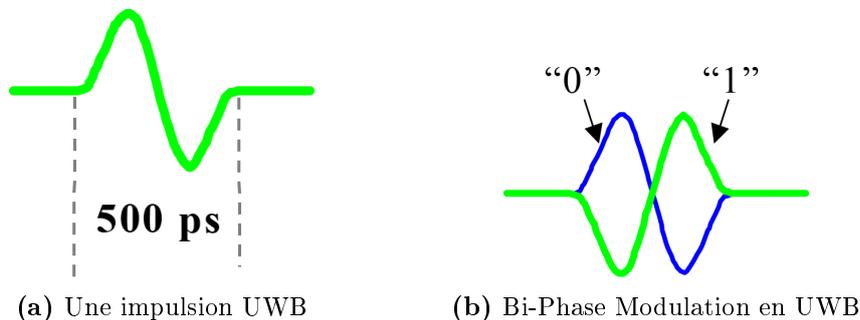


FIGURE 1.2.1 – Illustration d'une impulsion UWB [14].
Verticalement l'amplitude, horizontalement le temps.

La Figure 1.2.2 illustre la différence entre une émission en canal étroit et une émission UWB. En haut à gauche de la figure, on retrouve une émission sur canal étroit utilisant une modulation en fréquence et en bas à gauche une suite d'impulsions UWB. Sur le canal étroit, on remarque que la transmission est continue du fait qu'on utilise une sinusoïde que l'on fait varier en fréquence pour porter le signal. En UWB, on remarque qu'entre chaque impulsion aucun signal n'est émis. Sur les graphiques de droite, la différence de largeur de spectre de l'UWB avec un canal étroit est illustrée. Sur l'illustration, la valeur verticale représente la densité spectrale de puissance. Un signal UWB est émis à une plus faible puissance qu'un signal à canal étroit.

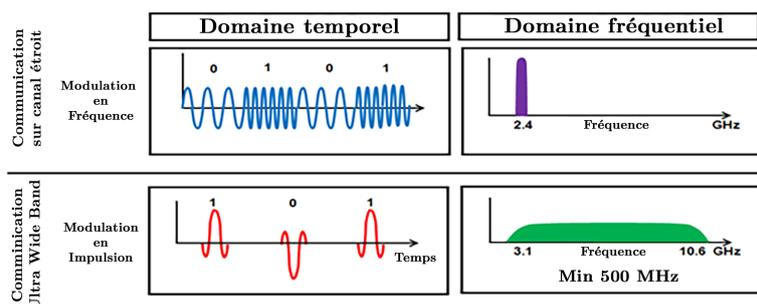


FIGURE 1.2.2 – Comparaison graphique entre une communication UWB et une communication sur canal étroit. [15].

La Figure 1.2.3 permet de mettre en rapport la puissance d'émission par méga Hertz de différentes technologies sans fil. La densité spectrale de puissance est exprimée en dBm/MHz soit avec une échelle logarithmique. La densité spectrale de puissance émise en UWB est sous le seuil du niveau de bruit des technologies sans fil dites à canal étroit.

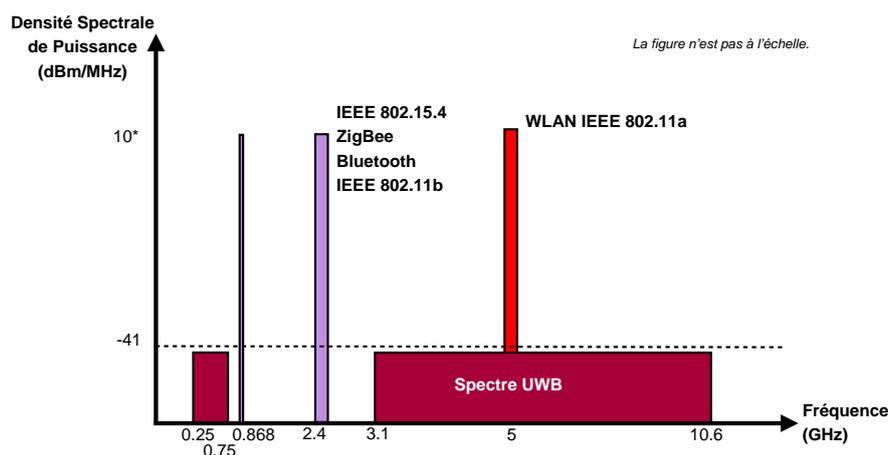


FIGURE 1.2.3 – Largeur de bande et densité spectrale de puissance des technologies sans fil courantes [16].

1.2.2.2 Canaux UWB

Les canaux sont répartis sur 3 bandes de fréquences distinctes [11, p.194] :

- Une bande sous-gigahertz, qui consiste en un seul canal et qui occupe le spectre de 249,6 MHz à 749,6 MHz.
- Une bande basse consistant en 4 canaux occupant le spectre de 3,1 à 4,8 GHz.

* La densité spectrale de puissance de Zigbee est limitée à 10 dBm/MHz.

- Une bande haute divisée en 11 canaux occupant le spectre de 6,0 à 10,6 GHz.

Les canaux UWB sont détaillés dans le Tableau A.3.1 (en Annexe). Trois des 15 canaux listés dans le standard sont obligatoires. Les canaux ont une largeur de bande de 500 MHz. Certains, optionnels (4, 7, 11 et 15), offrent une plus grande largeur de bande (supérieure à 1 GHz). Celle-ci offre une meilleure précision pour la mesure de distance et pour les communications longues distances. La régulation européenne imposant une densité spectrale de puissance de -41 dBm/MHz [17, p.9]. La puissance d'émission étant régulé par Hz, les canaux ayant une bande de fréquences plus large que 1 GHz consommeront deux fois plus d'énergie que ceux ayant une bande fréquence de 500 MHz.

1.2.2.3 Format de trame UWB

Une trame physique UWB est découpée en 4 sections, comme illustrée en Figure 1.2.4. Voici le détail des sections formant une trame physique et leurs utilités.

- L'**en-tête de synchronisation** (SHR) qui permet au récepteur de détecter le message émis via la répétition d'un schéma (pattern). Cet en-tête permet en plus de la détection du message de « corrélérer » le récepteur avec l'émetteur en faisant coïncider le schéma attendu avec le schéma reçu. Plus l'en-tête sera long, plus la corrélation sera précise. Une meilleure corrélation permet d'améliorer la détection et la démodulation du signal en présence de bruit.

L'en-tête de synchronisation est divisé en deux :

- D'une part, une **séquence de préambule** de taille variable de 64 à 4096 symboles (en puissance de 2) permet la détection et la synchronisation ;
- D'autre part, un **délimiteur de début de trame** (SFD) qui permet au récepteur d'identifier la fin du préambule et le début de la trame envoyée par l'émetteur. Il est donc utilisé pour établir le temps d'arrivée ou d'envois d'une trame.

Ce délimiteur de trame peut être de deux types en fonction du PRF (Pulse Repetition Frequency)* choisi [18, p.202].

- Un **header physique** (PHR) de 21 bits est ensuite émis. Celui-ci contient des informations concernant la MAC frame, telle que sa taille ;
- La **trame MAC** qui contient les données utiles à transmettre.

*. Le PRF désigne la fréquence de répétition des impulsions dans le préambule et dans la portion de donnée d'une trame IEEE 802.15.4-2011. Il en existe deux, un PRF à 16 MHz avec un SFD de 8 symboles ou un PRF à 64 MHz avec un SFD de 64 symboles.

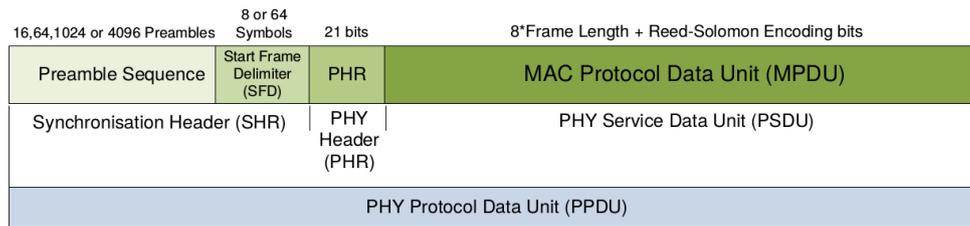


FIGURE 1.2.4 – Structure physique d'une trame IEEE802.15.4-2011 [19, p.18]

1.2.2.4 Modulation de trame UWB

Une combinaison de BPM (burst position modulation) et BPSK (Binary phase shift keying) est utilisée pour moduler les symboles présents dans le PHR et le payload d'une trame. Chaque symbole y est composé par une suite d'impulsion UWB, on parle de modulation BPM-BPSK [20]. Voici le détail de chacune de ces modulations :

- **BPM** - Burst Position Modulation est une sorte de modulation où la position d'un bit est encodé pour transmettre de l'information.
- **PSK** - Phase Shift Keying est une sorte de modulation où l'information est transmise via une modification de la phase de l'onde porteuse.
- **BPSK** - Binary phase shift keying : une sorte de PSK où l'on utilise deux phases séparées par 180° pour transmettre et moduler le signal [21].

Plusieurs débits sont supportés (110, 850, 8 600 et 27 000 kb/s) en réduisant l'écart entre les bursts dans la Burst Position Modulation [20]. Avec la modulation BPM-BPSK, un symbole UWB physique est capable de transporter deux bits d'information : un bit est utilisé pour déterminer la position d'un burst d'impulsion et un bit additionnel est utilisé pour moduler la phase (la polarité) de ce burst.

1.2.2.5 Moment d'envoi et de réception

L'UWB permet une détection du moment de réception ou d'envoi d'un message grâce à la modulation par impulsion. Cette modulation permet de détecter le chemin direct par rapport aux réflexions et à l'utilisation d'un delimitateur de début de trame (SFD) dans les trames UWB, ce moment est enregistré sous forme d'un timestamp dans les transceivers UWB. Sur la Figure 1.2.5 qui illustre l'influence des réflexions sur un signal UWB, le récepteur distingue le chemin direct via la première variation dans le signal. Pour une communication en canal étroit cela est difficile à détecter, car les signaux provenant de réflexions se confondent avec du bruit.

Le récepteur peut détecter le signal n'ayant pas subi de réflexion avec une erreur de moins de 100 ps [14, p.6]. Soit une erreur théorique d'environ trois centimètres en se basant sur la vitesse de la lumière : $c \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 299 \cdot 10^6 \cdot 10^{-10} = 299 \cdot 10^{-4} = 0,0299$ m.

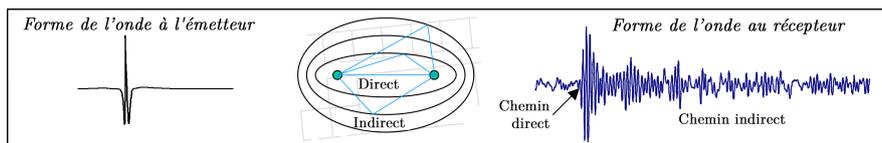


FIGURE 1.2.5 – Illustration de l'influence des réflexions sur la réception d'une onde UWB [14, p.2].

1.3 Transceiver UWB

Le DecaWave DW1000 est un transceiver UWB et le seul transceiver sur le marché à supporter le standard IEEE802.15.4-2011 UWB [22]. Le dispositif se présente sous la forme d'un circuit intégré (DW1000) ou d'un module (DWM1000) équipé d'une antenne planaire en céramique. La Figure 1.3.1b présente les dispositifs. La taille du DWM1000 est de $20 \cdot 10 \cdot 3$ mm.

Les points forts de ce transceiver sont les suivants [23] :

1. Le support du standard IEEE 802.15.4-2011 Ultra Wide Band ;
2. La localisation des objets en temps réel avec une précision de 10 cm si la vitesse de déplacement ne dépasse pas 18 km/h* et disponible avec une précision plus faible jusqu'à 1 750 km/h† ;
3. Un débit nominal allant jusqu'à 6,8 Mb/s ;
4. Une faible durée d'émission qui permet une grande densité de nœuds, jusqu'à 11 000 dans un rayon de 20 m ;
5. Une faible consommation qui assure une longue période de fonctionnement sur batterie (en fonction du mode d'utilisation) ;
6. Un faible prix ($\sim 23\text{€}$ /pièce [24] pour le module ou $\sim 8\text{€}$ /pièce pour le DW1000 [25]).

Le transceiver supporte 3 vitesses de transfert 110, 850 et 6 800 kb/s. Il supporte 6 des 16 canaux du standard IEEE 802.15.4-2011 UWB. Ces canaux sont mis en gras dans le Tableau A.3.1 présent en annexe. Le DW1000 fournit des automatismes comme la vérification du checksum (CRC) ou l'envoi automatique d'ACK.



(a) Transceiver DW1000 [26].



(b) Module DWM1000 [27]
(transceiver et son antenne planaire céramique).

FIGURE 1.3.1 – Photos du transceiver DW1000.

*. Avec un débit nominal de 110 kb/s [19][Table 5].

†. Avec un débit nominal de 6,8 Mb/s [19][Table 5].

Les transceivers DW1000 disposent de ports permettant d'interagir avec le monde extérieur. Pour interagir avec ces transceivers, on utilise une communication SPI (Serial Peripheral Interface). Le site du constructeur fournit quelques documents comme un mode d'emploi [18] et une fiche technique [19] très complète et des notes applicatives. Le mode d'emploi fournit des explications concernant les démarches générales pour utiliser le DW1000. Il fournit aussi des démarches très détaillées de chaque option du transceiver.

1.4 Zolertia Z1

La plateforme Zolertia Z1 est une des cartes électroniques les plus utilisées comme plateforme de développement pour les réseaux de capteurs sans fil [28]. Celle-ci possède un processeur MSP430, de la RAM, une mémoire flash ainsi que divers capteurs. La plateforme Zolertia Z1 est supportée par plusieurs systèmes d'exploitation comme RIOT, OpenWSN et Contiki [28]. Celle-ci comporte un transceiver, le CC2420 qui supporte le standard IEEE802.15.4-2003 (sans UWB). Cette plateforme fut utilisée en 2016, dans le cadre d'un précédent projet, pour le développement sous Contiki OS d'un driver radio pour le transceiver DecaWave DW1000 [29] [22]. Le driver avait pour fonctionnalité de pouvoir envoyer et recevoir des messages dans presque toutes les configurations. Une brève description de Contiki OS est donné en Annexe A.2. La Figure 1.4.1 illustre, à gauche, un Zolertia Z1 et, à droite, un module DecaWave DWM100 connecté entre eux pour permettre les communications SPI.

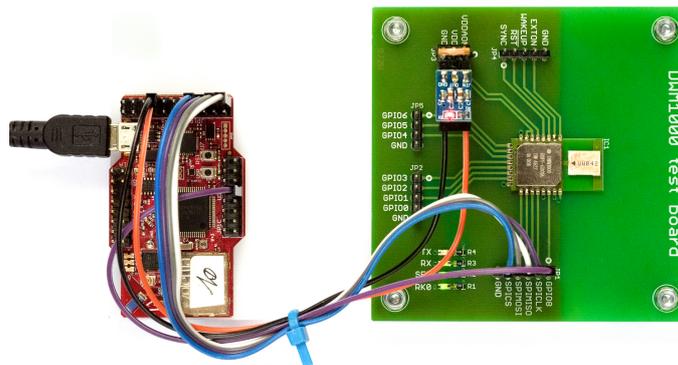


FIGURE 1.4.1 – Photographie d'une carte Zolertia Z1 [28].

Chapitre 2

Techniques d'estimation du temps de propagation

Ce chapitre décrit divers techniques d'estimation du temps de propagation. La première partie (Section 2.1) de celui-ci décrit quelques apports de cette estimation dans le cadre de l'Internet des objets.

L'estimation du temps de propagation peut-être effectuée en utilisant plusieurs techniques. Celles-ci sont d'abord décrites et détaillées en Section 2.2. On effectue une comparaison de ces techniques en Section 2.2.5. Cette comparaison permet d'isoler deux techniques qui sont mises en œuvre dans le cadre de ce mémoire. Enfin, la mise en œuvre de celles-ci est détaillée en Section 2.3.

2.1 Temps de propagation dans l'Internet des objets.

L'estimation du temps de propagation dans l'Internet des objets est une fonctionnalité très demandée sur le marché. En effet, l'Internet des objets est composé en partie de dispositifs conçus pour collecter des données ou interagir avec l'environnement de façon automatisée. L'estimation du temps de propagation permettant d'estimer la distance séparant deux transceivers, elle offre la possibilité d'améliorer la connaissance de l'environnement.

Cette distance peut-être utilisée afin de cartographier la position d'objets connectés composant l'Internet des objets. Une telle cartographie peut avoir de nombreux avantages :

- Une meilleure connaissance de l'environnement et donc une meilleure utilisation des données collectées.
- Une adaptation des actions en fonction de la position d'un objet.
- Une économie d'énergie en privilégiant l'envoi de données passant par les objets les plus proches tout en réduisant la puissance d'émission.

2.2 Techniques existantes.

Cette section détaille une liste des techniques les plus couramment utilisées afin de calculer le temps de propagation séparant deux transceivers.

2.2.1 Time of arrival

La mesure du « Time of Arrival » (ToA) nécessite que les deux transceivers aient leurs horloges synchronisées. Un transceiver peut alors émettre un message en y indiquant le moment de l'envoi. Étant donné que tous les transceivers ont une base de temps commune, il est possible de calculer le temps de propagation sur base de la différence entre le moment d'envoi (contenu dans le message) de celui de réception.

2.2.2 Time difference of arrival

La mesure du « Time Difference of Arrival » (TDOA) se base comme son nom l'indique sur la différence de temps d'arrivée d'un message. Cette méthode utilise plusieurs récepteurs, au moins 3 en 2D et au moins 4 en 3D, synchronisés entre eux et dont les positions sont connues. Le mobile dont on cherche à calculer la position ne sera pas synchronisé avec les récepteurs et le message envoyé par celui-ci va être reçu à des moments différents par les récepteurs. Chaque récepteur va alors envoyer son moment de réception à un ordinateur central. Celui-ci en se basant sur les moments de réception et les positions de chaque récepteur va résoudre un système d'équations hyperbolique et fournir la position de l'émetteur [30].

La Figure 2.2.1 illustre les diverses hyperboles en 2D, on y utilise 3 ancres A_1 , A_2 et A_3 . On parle d'« ancre » quand il s'agit de nœuds placés à une position fixe et connue, et de « mobile » quand il s'agit de nœuds ayant une position pouvant varier et qui n'est pas préalablement connue. La Figure 2.2.1 (a) illustre l'hyperbole issue de la différence entre le moment de réception du message émis par le mobile M et sa réception par les ancres A_1 et A_2 . La Figure 2.2.1 (b) illustre l'intersection commune des hyperboles, celle-ci fournit la position du mobile.

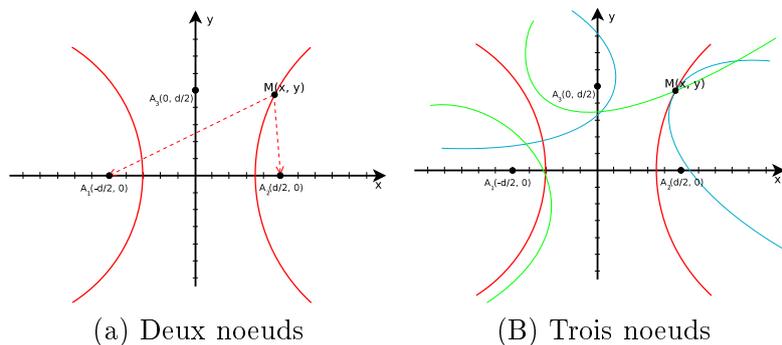


FIGURE 2.2.1 – Équation hyperbolique en TDOA en 2D *.

*. Les hyperboles sont purement illustrative et ne sont pas basées sur de vrais équations.

Une fois la position du mobile déterminée, on peut facilement en déduire la distance le séparant des ancres (en se basant sur la distance euclidienne) et le temps de propagation en divisant cette distance par la vitesse de la lumière.

2.2.3 Single-Sided Two-Way Ranging

La méthode « Single-Sided Two-Way Ranging » (SS-TWR) ne nécessite pas de synchronisation d'horloge entre transceiver. Elle consiste en la mesure du temps écoulé lors d'un envoi aller-retour de messages entre deux transceivers.

La Figure 2.2.2 illustre les envois de messages utilisés pour la méthode SS-TWR. Le protocole y est initialisé par \mathcal{A} et c'est celui-ci qui calculera le temps de propagation. \mathcal{A} envoie un message de demande de ranging. \mathcal{B} après avoir reçu le message, va programmer l'envoi d'une réponse à un temps $RX_b + T_{reply}$ vers \mathcal{A} .

La réponse reçue par \mathcal{A} sera donc : $RX_a = TX_a + T_{prop} + T_{reply} + T_{prop}$. Les deux transceivers auront été préalablement configurés pour utiliser un T_{reply} connu et identique. Le T_{reply} étant utilisé par \mathcal{B} pour programmer la réponse et par \mathcal{A} pour le calcul du temps de propagation. Ce temps de réponse est choisi en fonction de la configuration des transceivers, celui-ci est directement liée à la durée de l'envoi d'un message. Comme T_{reply} est connu, on peut isoler le temps de propagation T_{prop} comme illustré dans l'équation (2.1).

$$T_{prop} = \frac{RX_a - TX_a - T_{reply}}{2} \quad (2.1)$$

Ce protocole souffre d'un problème de précision en raison de rythmes d'horloges différents entre transceivers. Ce problème de précision est détaillé et évalué en Section 2.3.2.

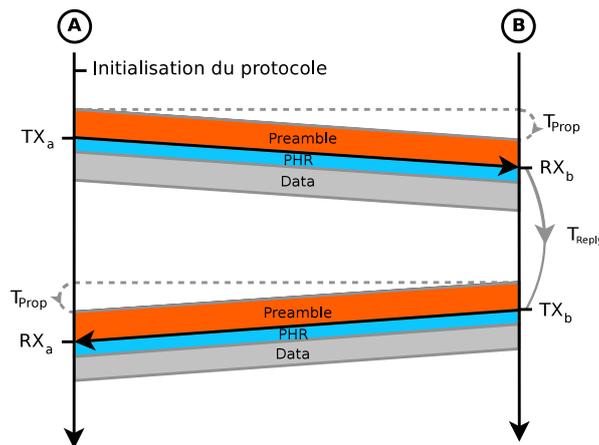


FIGURE 2.2.2 – Single-Sided Two-way Ranging en UWB.

2.2.4 Double-Sided Two-Way Ranging

La méthode « Double-Sided Two-way Ranging » (DS-TWR) fonctionne de façon similaire à la méthode Single-Sided Two-way Ranging (section 2.2.3). Ce protocole est illustré en Figure 2.2.3 et repose sur le fait que deux transceivers, \mathcal{A} et \mathcal{B} , effectuent premièrement un échange de messages entre \mathcal{A} et \mathcal{B} comme avec le protocole SS-TWR. \mathcal{A} programme ensuite une réponse vers \mathcal{B} afin que celui-ci puisse lui aussi calculer le temps de propagation. Enfin, \mathcal{B} renvoie vers \mathcal{A} le temps de propagation qu'il a calculé. \mathcal{A} peut ensuite faire une moyenne du temps de propagation calculé par lui-même et par \mathcal{B} afin d'améliorer la mesure de temps de propagation.

Ce protocole est conçu pour réduire les problèmes liés aux rythmes d'horloges différents entre transceivers. Ce protocole peut-être implémenté en suivant deux approches différentes qui sont détaillées ci-après.

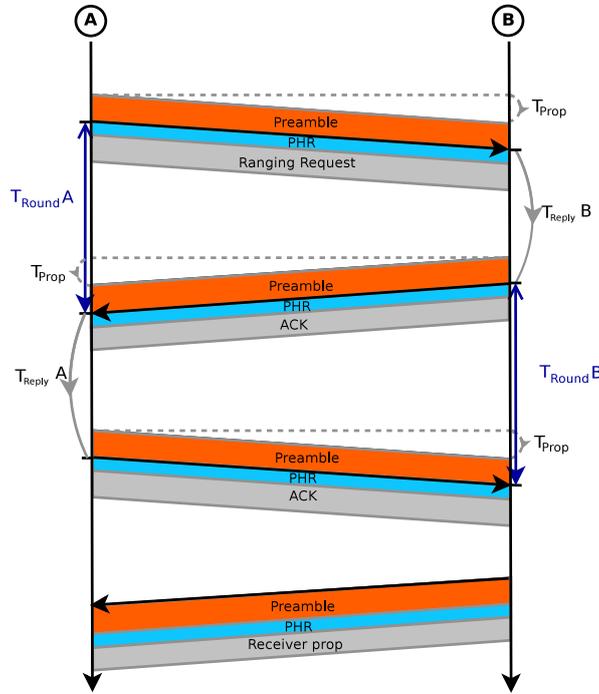


FIGURE 2.2.3 – Double-Sided Two-way Ranging en UWB.

2.2.4.1 Symmetrical Double-sided Two-way Ranging

Dans le cas où dans le protocole « Double-sided Two-way Ranging » on utilise un temps de réponse identique pour \mathcal{A} et pour \mathcal{B} , $T_{reply} = T_{replyA} = T_{replyB}$, on parle de « Symmetrical Double-sided Two-way Ranging ». Le temps de propagation est donné par l'équation (2.2).

$$T_{prop} = \frac{T_{RoundA} + T_{RoundB} - 2 \cdot T_{reply}}{4} \quad (2.2)$$

2.2.4.2 Asymmetrical Double-sided Two-way Ranging

Dans le cas où on utilise des temps de réponse différents pour \mathcal{A} et pour \mathcal{B} , on parle de « Asymmetrical Double-sided Two-way Ranging ». Cela permet de réduire le temps de réponse à son minimum de chaque côté et de minimiser l'erreur induite par le clock offset. En effet, il est possible qu'un des systèmes embarqués auquel est connecté un transceiver ait des capacités supérieures (donc un temps de calcul plus court) ou que l'on optimise le protocole, par exemple, T_{ReplyA} pourrait être réduit par le fait qu'on soit déjà dans le protocole (donc on peut être « préparé ») à la réception de la réponse venant de \mathcal{B} . Enfin, minimiser le temps de réponse permet de réduire la durée du protocole et donc d'augmenter le nombre d'utilisation de ce protocole sur une durée donnée.

Le temps de propagation est donné par l'équation (2.3) [18, p.214]. Comme on peut le voir, comparativement à l'équation (2.2), celle-ci est plus complexe (multiplication) et nécessitera plus de ressource pour être calculée. En effet, les variables T_{Round} et T_{reply} sont représentés sur 40 bits dans les transceivers [18, p.76, 98, 100], les calculs impliquent donc des multiplications sur des nombres représentés sur 64 bits alors que les processeurs de systèmes embarqués sont sur 16 ou 32 bits.

$$T_{prop} = \left(\frac{T_{RoundA} \cdot T_{RoundB} - (T_{replyA} \cdot T_{replyB})}{T_{RoundA} + T_{RoundB} + T_{replyA} + T_{replyB}} \right) \quad (2.3)$$

L'équation (2.3) est obtenue en calculant une moyenne pondérée des temps de propagation par rapport au temps. Son obtention est détaillée en annexe en Section A.4.

2.2.5 Comparaison

Les divers techniques présentées précédemment ont des points forts et des points faibles. Le Tableau 2.2.1 permet de donner une vue d'ensemble de ceux-ci dans le cas d'une utilisation de ces protocoles pour retrouver la position d'un mobile.

La synchronisation d'horloge entre transceivers étant fortement contraignante, est vue comme un point faible dans un système peu dense. En effet, celle-ci se fait soit par fils, soit en sans-fil. En sans-fil, elle se fait avec des messages réservés et en sachant préalablement la distance séparant l'émetteur du signal de synchronisation et le récepteur. Cette contrainte implique qu'il n'est pas possible de synchroniser un noeud mobile en sans-fil. Le protocole « Time of arrival » n'est donc pas utilisable dans l'Internet des Objets, car on souhaite utiliser des systèmes à bas coût et sans-fil.

Le nombre de messages échangés doit être le plus faible possible afin de limiter la congestion du réseau. Le protocole « Time difference of arrival » est un parfait candidat, car il permet de trouver la position d'un mobile en émettant un seul message. Par contre, celui-ci requiert une synchronisation d'horloge. Ce protocole pourrait être intéressant dans le cas d'une implémentation d'un système de géolocalisation en intérieur où les ancres seraient fixes et où l'on choisirait d'effectuer la synchronisation d'horloge, ainsi que l'échange de message avec l'ordinateur central (chargé de trouver la position des mobiles), en filaire.

Enfin, les protocoles « Single-Sided Two-Way Ranging » et « Double-Sided Two-Way Ranging » permettent de calculer la distance séparant deux nœuds sans nécessiter de synchronisation d'horloge ni de nœud supplémentaire. Ces protocoles sont donc plus adaptés au réseau de capteurs sans fil. Leur point faible est le nombre élevé de messages échangés en cas de recherche de position qui pourrait entraîner une congestion du réseau. Dû au faible nombre de messages échangés, le protocole « Single-Sided Two-Way Ranging » pourrait être utilisé pour donner une métrique pour du routage.

	Synchronisation	Nombre d'ancres requises	Nombre de messages échangé
Time of arrival	Ancres et mobile	3	1
Time difference of arrival	Ancre	4	1
Single-Sided Two-Way Ranging	Aucune	3	6
Double-Sided Two-Way Ranging	Aucune	3	12

TABLE 2.2.1 – Récapitulatif des techniques de mesures de distances pour un positionnement en 3D.

Techniques retenues

Dans le cadre du mémoire on a choisi d'implémenter les protocoles « Single-Sided Two-Way Ranging » et « Double-Sided Two-Way Ranging ». Les transceivers DecaWave DW1000 supportent toutes les fonctionnalités requises à leur implémentation. Dans le cadre du protocole « Double-Sided TWR » l'approche choisie (symétrique ou non) est détaillé en section 2.3.9.

2.3 Mise en œuvre

Cette section liste les problématiques liées aux protocoles de « Two Way Ranging ».

- La Section 2.3.1 *Temps de réponse* détaille l'influence du temps de réponse dans les protocoles de ranging.
- La Section 2.3.2 *Clock offset* détaille l'influence du clock offset (décalage d'horloges) entre transceivers dans la mesure de temps de propagation.
- La Section 2.3.5 *Délais d'antenne* détaille l'influence de chaque transceiver sur la détection de moment de réception ou d'envoi d'un message.
- La Section 2.3.3 *Envoi différé* détaille certaines subtilités des envois différés.
- La Section 2.3.6 *Configuration* détaille l'influence des paramètres de configuration (débit, canal, longueur du préambule, etc.) sur les mesures de temps de propagation.
- La Section 2.3.7 *Demande de ranging* détaille comment différencier un message utilisé dans le cadre d'un protocole de ranging, d'un message transportant des données.

2.3.1 Temps de réponse

Le temps de réponse T_{reply} est défini en fonction de la configuration des transceivers et de la rapidité de traitement qu'offre le système embarqué pilotant les transceivers. Ce temps de réponse peut-être minoré par l'addition de plusieurs durées :

- la durée nécessaire au système embarqué pour détecter la réception d'un message ;
- la durée maximale entre la transmission du message de demande de ranging et de la réponse à celle-ci ;
- par le temps de traitement (lecture du message, construction de la réponse, programmation de la réponse) ;
- dans le cas du premier message de ranging, par le temps de lancement du processus.

Une illustration graphique est donné en Figure 2.3.1.

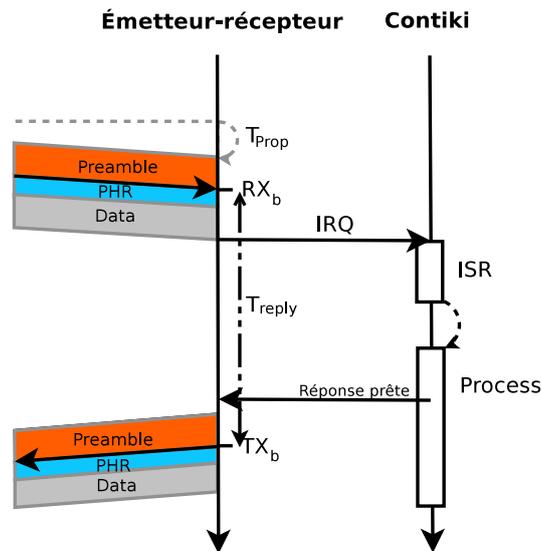


FIGURE 2.3.1 – Réponse au premier message en Two-Way Ranging.

2.3.2 Clock offset

Dans le cadre de protocole « Two Way Ranging », la distance entre deux transceivers se calcule en fonction du temps que prend un message pour faire un aller-retour. Sur un émetteur/récepteur, le temps est calculé en fonction du signal d'horloge. À chaque signal d'horloge, un registre est incrémenté. Le signal d'horloge est généré par un cristal de quartz et est conçu pour être stable dans le temps.

Malheureusement, la fréquence d'horloge du cristal d'un transceiver n'est pas parfaitement identique d'un transceiver à un autre. Les transceivers sont vendus avec un cristal ayant une certaine tolérance exprimée en partie par million (ppm). Cela exprime la différence entre le nombre de signaux d'horloge mesuré et le nombre de signaux d'horloge attendu sur une durée d'un million de signal d'horloge attendu. On parle de Clock offset quand on compare deux signaux d'horloge.

Par exemple, si un cristal à 38,4 MHz théorique effectue 38 400 010 oscillations en une seconde alors le clock offset est de +10 ppm. Le clock offset est relativement constant sur un court laps de temps et est dû au processus de fabrication. Le clock offset est influencé par la température ambiante et les variations de courant. Une température plus élevée ou un courant plus fort auront pour effet de faire osciller un cristal plus vite. Il est donc important d'utiliser une alimentation dont la sortie est stable. Enfin, la qualité du cristal va se dégrader au fil des ans ce qui entraînera une variation du clock offset.

Les modules DecaWave DWM1000 intègrent un cristal ayant une fréquence théorique de 38,4 MHz et ayant une tolérance de ± 20 ppm [19, p.11]. En fonctionnement, le clock offset variera, mais sera corrigé en interne à ± 2 ppm [31, p.13] dans des conditions normales d'utilisation. Dans le cadre de protocoles comme le « Single-Sided Two-Way Ranging » et le « Double-sided Two-way Ranging », le temps de réponse T_{reply} ne sera donc pas physiquement identique pour chaque transceiver. Cette variation de temps va entraîner une erreur dans les mesures si elle n'est pas corrigée.

2.3.2.1 Erreur engendrée par le clock offset

Dans cette section, on illustre la durée d'une demande de ranging et on la met en rapport avec les erreurs que peut induire le clock offset. Pour cela, on utilise les différentes données à notre disposition et qui sont regroupées dans le Tableau 2.3.1.

- La première observation est que la fréquence d'incrémentations du timestamp est 1664 fois supérieure à celle d'oscillation du cristal qui équipe les DWM1000. Les transceivers sont donc équipés d'un système permettant de démultiplier la fréquence du cristal.
- La seconde est que le temps de réponse T_{reply} est de l'ordre de la centaine de micro secondes, là où le temps de propagation est de l'ordre de la nano secondes. On a donc un temps de réponse au moins 200 000 fois plus grand que le temps de propagation dans certains cas (à 6,8 Mb/s et à 1 mètre).

Influence du clock offset sur la mesure du temps de propagation T_{prop}

On ne considère uniquement que le temps de propagation par rapport au clock offset afin de voir son influence sur les distances mesurées. À une distance de 5 mètres le temps de propagation sera de 17 ns. L'erreur de mesure sera proportionnelle au nombre d'incrémentations du registre de timestamp en trop ou en moins par rapport aux nombres voulus. Le nombre d'incrémentations du registre de timestamp devrait être de 17 000 ps / 15,65 ps soit 1086 sans clock offset. Avec un clock offset de ± 20 ppm (cas extrême [19, p.11]), on aura une variation de maximum $1086 \cdot \frac{20}{1\,000\,000} \simeq 2,17$ incrémentations du registre de timestamp soit une distance de $2,17 \cdot 15,65 \text{ ps} \cdot c$ soit 1 centimètre.

Influence du clock offset sur le temps de réponse T_{reply} On part d'un exemple de ranging, avec un clock offset de 20 ppm (cas extrême [19, p.11]), un temps de réponse de 600 μ s (meilleur cas) et une distance de 5 mètres, ce qui donnera un temps aller-retour de 600 033,333 ns. Le nombre d'incrémentations du registre de timestamp devrait être de 38 340 830 sans clock offset qui est donné par 600 033 333 ns/15,65 ps où 15,65 ps vient de la fréquence d'horloge $\frac{1}{38,4 \cdot 1664}$ s. Avec un clock offset de 20 ppm on aura une variation de maximum 766,81 incrémentations du registre de timestamp soit une distance de 766,81 * 15,65 ps * 299 792 458 m/s soit une erreur de 3,60 mètres.

En pratique, comme les transceivers ont une tolérance de ± 20 ppm autour de la fréquence théorique, on pourrait se retrouver avec une différence de 40 ppm entre deux transceivers, soit une erreur de 7,20 mètres pour l'exemple ci-dessus. Cependant, dans l'équation (2.1) qui permet de calculer le temps de propagation, le temps de réponse T_{reply} est divisé par deux avant de donner le temps de propagation. L'erreur est donc deux fois moindre. Soit 3,6 mètres dans le cas d'un temps de réponse de 600 μ s.

Il est à noter que le registre de timestamp a une taille de 5 octets (40 bits) [18, p.99] soit une valeur maximale de $2^{40} \cdot 15,65$ ps = $10^{12} \cdot 15,65$ ps = 17,20 s.

Fréquence d'oscillation du cristal des DWM1000	38,4 MHz
Facteur de multiplication de la boucle à verrouillage de phase	1664
Précision du timestamp	15,65 ps
Fréquence d'incrémentement du timestamp	63 897,6 MHz
Clock offset	± 20 ppm
Temps de réponse T_{reply}	600 μ s à 6,8 Mb/s 2 300 μ s à 110 kb/s
Temps de propagation distance (m) \cdot c (299 792 458 m/s)	± 17 ns à 5 mètres ± 3 ns à 1 mètre

TABLE 2.3.1 – Ordre de grandeur utilisé pour le ranging [18, p.8], [19, p.11].

2.3.2.2 Correction du clock offset en « Single-Sided TWR »

Pour corriger le clock offset, deux options sont possibles. La première utilisée pour le protocole « Single-Sided Two-Way Ranging » est de se baser sur les indications données à la réception d'un message* afin de calculer le clock offset et corriger l'erreur induite par celui-ci. La seconde, utilisée par le protocole « Double-Sided Two-way Ranging » est d'effectuer un second calcul du temps de propagation (en inversant Initiator et Receiver) afin de pouvoir ensuite annuler l'erreur induite par le clock offset. Cette seconde approche donne de meilleurs résultats, car elle ne se base pas sur un indicateur, mais sur une correction physique. Cependant, elle nécessite deux fois plus de messages échangés.

Les transceivers Decawave DWM1000 permettent la récupération du clock offset entre un émetteur et un récepteur à la réception d'un message. Cette fonctionnalité est utilisée par le protocole « Single-Sided Two-way Ranging ». Pour calculer le clock offset, il faut lire la valeur contenue dans le champ « RX time tracking offset » (RXTOFS) du registre « Receiver Time Tracking Offset » (RX_TTCKO) et la diviser par la valeur du champ « RX time tracking interval » (RXTTCKI) du registre du même nom (RX_TTCKI) [18](p.98). Le résultat de la division est un nombre qu'il faut multiplier par un million pour obtenir une valeur en partie par million (ppm). La valeur obtenue va être utilisée comme indicateur du clock offset et on l'appellera « Transceiver Clock Offset » C_{offset}^{trans} dans la suite du document. La qualité de celui-ci est évaluée dans la Section 3.1.

Pour rappel, en SS-TWR, le temps de propagation se calcule avec l'équation (2.1) comme suit $T_{prop} = \frac{RX_i - TX_i - T_{reply}}{2}$ où T_{reply} est la valeur utilisée par le Receiver (Figure 2.2.2) pour programmer la réponse à la demande de ranging. Le temps T_{reply} est soumis au clock offset entre Initiator et Receiver. Pour corriger la mesure de ranging, il suffit de lui soustraire le temps de réponse multiplié par le clock offset entre les transceivers C_{offset}^{trans} (avant de diviser par deux). Ce qui donne l'équation (2.4) simplifiée en l'équation (2.5).

$$T_{prop} = \frac{RX_i - TX_i - (T_{reply} - (\mathbf{T}_{reply} \cdot \mathbf{C}_{offset}^{trans}))}{2} \quad (2.4)$$

Soit

$$T_{prop} = \frac{RX_i - TX_i - (T_{reply} \cdot (1 - \mathbf{C}_{offset}^{trans}))}{2} \quad (2.5)$$

*. voir le registre RX_TTCKO [18](p.97).

2.3.3 Envoi différé

L'envoi différé est utilisé dans les protocoles de Two Way Ranging afin d'envoyer une réponse à un moment défini, par rapport à la réception, auquel on ajoute le temps de réponse T_{reply} . Le comportement attendu d'un envoi différé est illustré en Figure 2.3.2 où le RMARKER correspond au moment enregistré comme étant le moment de réception ou d'envoi d'un message.

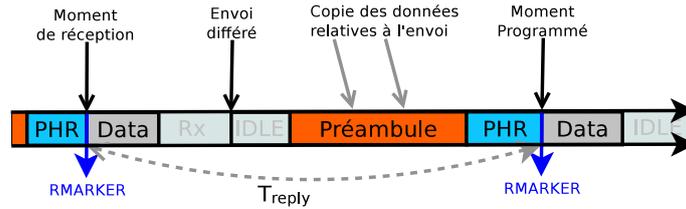


FIGURE 2.3.2 – Comportement attendu d'un envoi différé.

Les transceivers DecaWave DW1000 supportent les envois différés via l'usage du registre `DX_TIME`, où l'on programme le moment d'envoi ou de réception différée en unité de temps DecaWave (15,65 ps). La valeur du moment d'envoi différé est représentée sur 40 bits. Les 9 derniers bits programmés dans le registre `DX_TIME` sont ignorés durant l'envoi différé [18, p.76]. Le temps de réponse T_{reply} est donc arrondi pour être un multiple de $(2^9 - 1) \cdot 15,65 = 7997$ ps soit 2,39 mètres.

Le moment d'envoi réel ne correspondra pas forcément au moment programmé. Premièrement car le moment de réception n'est pas un multiple de 7997 ps et est aussi utilisé pour programmer l'envoi différé. Ensuite, car le transceiver ne prend pas en compte le délai d'antenne à la transmission (`TX_ANTD`) [18, p.26] au moment d'une transmission différée. La Figure 2.3.3 illustre le comportement d'un envoi différé en situation réelle. Le moment d'envoi réel et celui programmé sont décalés. La valeur du moment d'envoi réel peut-être lue après la fin de l'émission du PHR, celle-ci tient compte du délai d'antenne et du décalage constaté entre le moment d'envoi réel et celui programmé.

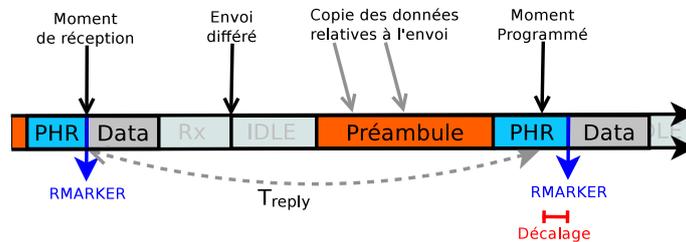


FIGURE 2.3.3 – Comportement réel d'un envoi différé.

Le moment d'envoi réel n'étant pas celui attendu, il faudra en tenir compte dans le calcul du temps de propagation. Pour cela deux possibilités sont offertes, soit incorporer le décalage dans la partie **Data** de la trame pendant son envoi, soit envoyer un second message comportant la correction.

Transmission rapide Le moment d'envoi réel peut-être lu avant la fin de la transmission du PHR [18, p.101]. Il est donc possible d'envoyer dans la partie « Data » du message en cours d'envoi, la différence entre le moment d'envoi souhaité et le moment d'envoi constaté.

DecaWave décrit deux techniques pour effectuer une transmission rapide [18, p.30] :

- En désactivant le calcul de CRC automatique et en effectuant ce calcul sur le système embarqué. Cela garantit que si la trame est émise avant que les données ne soient disponibles à la transmission alors le récepteur du message renverra une erreur de CRC. Le CRC étant copié en dernier dans le registre d'envoi.
- Il est possible, par des tests, de s'assurer que le temps nécessaire pour la copie des données dans le buffer d'envoi soit plus faible que le temps de transmission. Pour cela on vérifie si le message reçu du côté récepteur contient bien les données envoyées, et l'on s'assure que la durée de la copie des données dans la trame est déterministe.

Envoi d'un second message Une autre solution est d'envoyer l'information dans un autre message, cette option peut-être utile en cas de débit d'envoi trop élevé par rapport au débit entre le système embarqué et le transceiver qui ne permettrait pas une transmission rapide. Cette option a pour inconvénient d'augmenter le nombre de messages transmits.

2.3.4 Influence de la puissance reçue

Cette section met en avant l'influence de la puissance reçue sur le temps de propagation mesuré. La distance mesurée par les protocoles de ranging est impactée par la puissance à laquelle les messages sont reçus. Ce biais varie entre -30 et +40 cm en fonction de la configuration et de la puissance reçue.

DecaWave fournit une adaptation de la formule de Friis permettant de calculer la puissance reçue théorique [32, p.11] en fonction de la distance. L'équation (2.6) illustre cette puissance reçue (en dBm) en fonction d'une distance d et de la configuration (canal).

$$P(d) = P_t[dBm] + G[dB] + 20\log_{10}\left(\frac{c}{4\pi f_c d}\right) \quad (2.6)$$

Où :

- * P_t est la puissance de transmission en dBm qui varie en fonction de la largeur du canal utilisé ;

- * G est la somme des gains en dB de l'antenne à l'émission et à la réception* ;
- * f_c est la fréquence central du canal en Hz ;
- * c est la vitesse de la lumière (299 792 458 m/s).

La puissance de transmission est de -14,31 dBm pour les canaux de 500 MHz de largeur de bande et -11,76 dBm pour les canaux 4 et 7 ayant 900 MHz de largeur de bande (voir Annexe A.6). DecaWave utilise un gain de 0 dBm du côté récepteur et émetteur lors du calcul de la puissance reçue.

À partir de cette mesure de puissance reçue il est possible de calculer le biais. La Figure 2.3.4 illustre le biais constaté par DecaWave pour un canal de 500 MHz de largeur de bande et les différents PRF. Le biais oscille entre 11 cm et -20 cm.

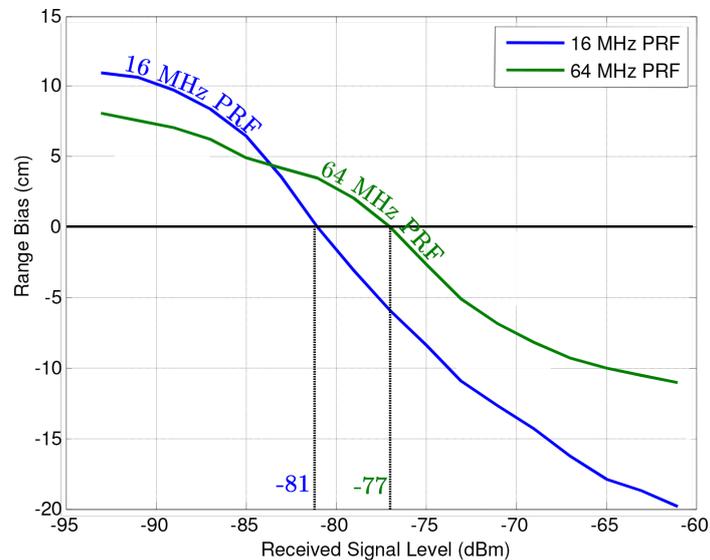


FIGURE 2.3.4 – Décalage dans les mesures de distance en fonction de la puissance reçue pour des canaux de 500 Mhz de largeur de bande [32, p.12].

Pour les canaux 4 et 7, qui ont une largeur de bande fréquence plus large, le biais oscille entre 40 et -30 cm [32, p.20]. Le standard définit une largeur de bande fréquence de 1331.1 MHz pour le canal 4 et de 1081.6 MHz pour le canal 7 [11, p.211]. Cependant, la limite des DW1000 à la réception est de 900 MHz [19, p.17]. On utilise par conséquent une largeur de bande de 900 MHz pour le calcul de la puissance émise.

*. Le gain de l'antenne d'un DWM1000 varie entre +1 à -15 dB en fonction de l'orientation de celle-ci [31, p.15]

DecaWave fournit deux tableaux en fonction de la largeur de canal, 500 MHz [32, p.13] ou 900 MHz [32, p.20], qui donnent le biais en fonction de la puissance reçue et du PRF. Ces tableaux ont une valeur de biais nulle pour certaines valeurs de puissance reçue qui varient en fonction de la configuration. Avec une valeur de puissance d'émission connue *, on peut par conséquent calculer la distance pour laquelle le biais est nul pour chaque configuration. Le Tableau A.6.2 en annexe fournit ces distances. Elles sont comprises entre 5 et 15 mètres et elles pourront-être utilisées pour une calibration décrite en Section 2.3.5.

Puissance reçue

Il est possible de calculer la puissance reçue par les transceivers DecaWave. Pour cela, on utilise l'indicateur de puissance à la réception « RX Level » † des transceivers DW1000 qui fournit une indication de la puissance à la réception en dBm.

Les valeurs obtenues sont des « indicateurs ». Cela indique qu'elles ne correspondent pas à 100% aux valeurs réelles. Le mode d'emploi fournit néanmoins un graphique permettant de mettre en rapport la valeur donnée par l'indicateur « RX Level » et la valeur réelle reçue par l'antenne (Figure 2.3.5). Ce graphique permet de mettre en avant que les valeurs fournies par l'indicateur sont très proches de la réalité si la puissance réelle reçue est inférieure à -88 dBm. Dans le cas contraire, ces valeurs doivent être corrigées.

*. DecaWave recommande $-41,3$ dBm/MHz comme densité spectral de puissance à l'émission.

†. Le calcul de l'indicateur de puissance à la réception est décrit en section « Estimating the receive signal power » du mode d'emploi [18, p.46].

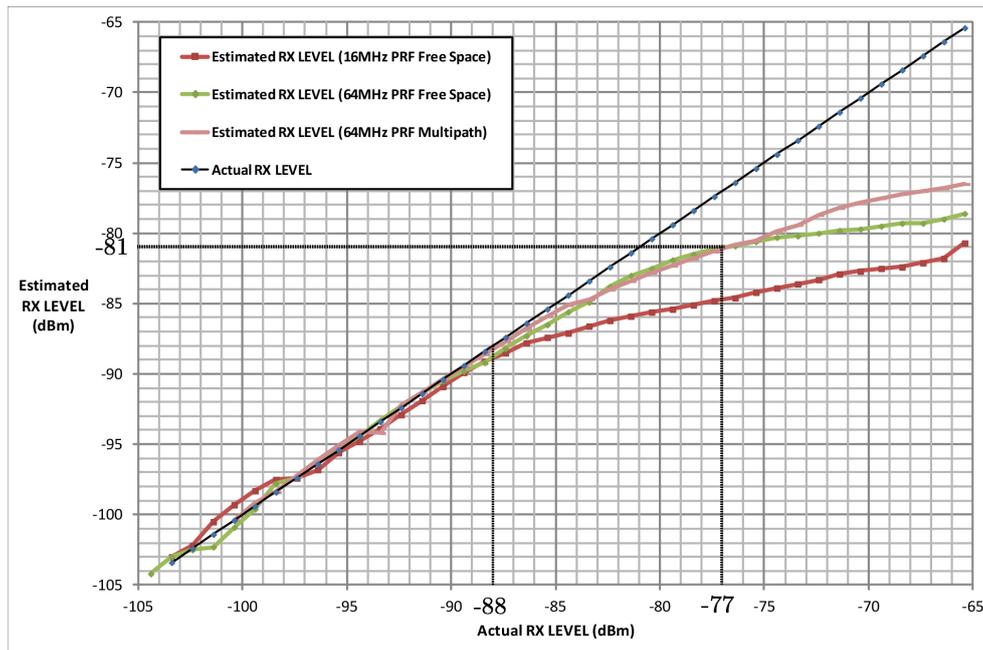


FIGURE 2.3.5 – Rapport entre la valeur donnée par l'indicateur RX Level (Estimated RX LEVEL) et la valeur réelle reçue par l'antenne (Actual RX LEVEL) [18, p.47].

Voici un exemple illustrant comment trouver la distance où le biais est nul en se basant sur l'indication de puissance. Dans celui-ci, on suppose qu'on utilise un PRF de 64 MHz et le canal 5. Avec cette configuration, le biais est nul pour une puissance reçue de -77 dBm (voir Tableau A.6.1 en Annexe). Les mesures de calibration sont effectuées de sorte à ne pas avoir de multi trajets. Pour cela, on place les transceivers à une distance de « sécurités des murs », on a choisi un distance d'au moins 70 cm, et on ne place pas d'obstacle entre eux.

Sur la Figure 2.3.5, notre configuration correspond donc à la courbe verte « Estimate RX LEVEL (64 MHz PRF Free Space) ». La puissance théorique souhaitée est de -77 dBm, qui se lit sur l'axe horizontale sur la figure. La puissance mesurée par l'estimateur devra être de -81 dBm pour correspondre à la valeur théorique attendue.

Correction du biais

Notre driver tient compte du biais lié à la puissance reçue. En se basant sur les tables fournies par DecaWave on y corrige le biais de façon automatique. Ces tables sont issues du driver produit par DecaWave [33], il est possible de les régénérer soi-même en fonction des entrées données plus haut. Cependant certaines optimisations ont été faites dans l'implémentation de DecaWave. Il y utilise une « look-up table » afin d'éviter de calculer la puissance reçue théorique. Le calcul de $P(d)$ requiert l'usage de la fonction logarithme qui n'est pas disponible sur notre système et qui de toute façon aurait induit un temps de calcul trop long. Le fichier n'a pas été réécrit mais une autorisation a été délivrée pour son usage dans notre driver. Cette correction peut-être désactivée, cela permet de comparer les résultats avec et sans correction dans la Section 3.5.

Le driver ne peut pas utiliser l'indicateur de puissance reçue, due, encore une fois, à la fonction logarithme. On a tout de même tenu compte de cette indicateur en le calculant sur un ordinateur dans les tests et validation en Section 3.5 afin de mesurer son efficacité.

2.3.5 Délais d'antenne

Avec les transceivers DecaWave DW1000, le moment où un message est détecté comme reçu (RX Timestamp) ou comme envoyé (TX Timestamp) ne correspond pas au moment de réception et d'envoi réel. Le timestamp enregistré à la réception, RX Timestamp, est mis à jour après un certain délai par rapport à la réception réelle du **RMARKER**. Le **RMARKER** étant défini par le moment de transition entre la fin du **SFD** (Start Frame Delimiter) et le début du **PHY header** à la réception ou à l'envoi d'un message. Le timestamp utilisé à l'envoi, TX Timestamp, est enregistré, quant à lui, avant l'envoi réel du **RMARKER**.

La Figure 2.2.2 est un cas idéal où le moment de détection du **RMARKER** correspond au moment de réception/d'envoi de celui-ci. La Figure 2.3.6 correspond à la réalité. Dans celle-ci on a ajouté les décalages de valeur de timestamps par rapport à la Figure 2.2.2. Ces décalages vont entraîner des erreurs dans la mesure de distance.

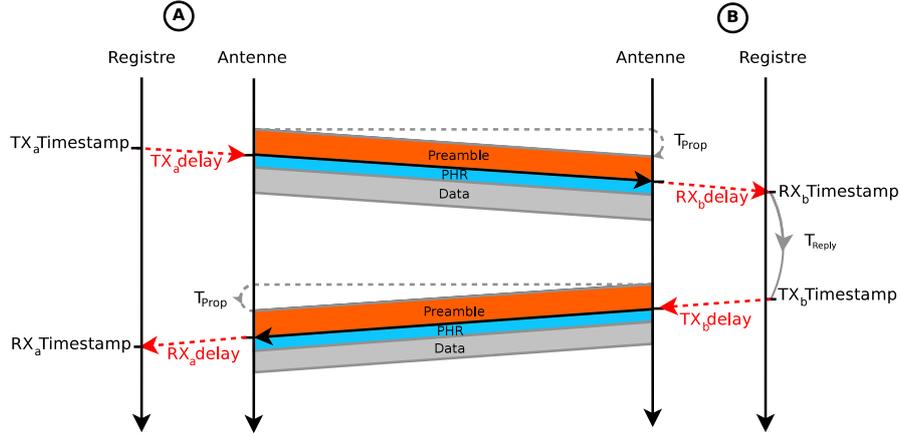


FIGURE 2.3.6 – Single-Sided Two-Way Ranging en UWB avec décalage de Timestamp.

L'équation (2.5) utilisée pour calculer le temps de propagation en « Single-Sided Two-Way Ranging » devra donc être adaptée pour tenir compte des décalages entre les moments réels et les moments enregistrés que l'on appelle délais d'antenne. Le temps de réponse T_{reply} réel est faussé par les délais d'antenne. Le T_{reply} réel équivaut en fait à $T_{reply} + RX_b^{delay} + TX_b^{delay}$. Ce T_{reply} réel est sujet au clock offset et équivaut donc à $(T_{reply} + RX_b^{delay} + TX_b^{delay}) * (1 - Cl_{offset}^{trans})$.

L'équation (2.5) devient donc le système d'équations (2.7).

$$\begin{cases} T_{prop} = \frac{RX_a^{corrected} - TX_a^{corrected} - T_{reply}^{corrected}}{2} \\ RX_a^{corrected} = RX_a - \mathbf{RX}_a^{delay} \\ TX_a^{corrected} = TX_a + \mathbf{TX}_a^{delay} \\ T_{reply}^{corrected} = (T_{reply} + \mathbf{RX}_b^{delay} + \mathbf{TX}_b^{delay}) \cdot (1 - Cl_{offset}^{trans}) \end{cases} \quad (2.7)$$

Les décalages induits par les délais d'antenne sont fixes et sont différents pour chaque transceiver. Comme ils sont fixes, ils peuvent être corrigés. DecaWave fournit pour ces transceivers deux registres permettant de corriger les valeurs des RX et TX timestamps :

1. LDE_RXANTD « LDE Receive Antenna Delay configuration » est un registre permettant de corriger la valeur du RX Timestamp. LDE signifie « Leading Edge Detection », il s'agit d'une détection de bord utilisée pour détecter les « pics » dans le signal reçu et donc précisément le moment de réception du message. La valeur contenue dans ce registre sera **soustraite** à la valeur du RX Timestamp. Elle est exprimée dans la même unité que le RX Timestamp soit 15,65 ps.

2. TX_ANTD « Transmitter Antenna Delay » est un registre permettant quant à lui de corriger la valeur du TX Timestamp. La valeur contenue dans ce registre sera **ajoutée** à la valeur du TX Timestamp. Elle est exprimée dans la même unité que le TX Timestamp soit 15,65 ps.

Ces deux registres ont une taille de 16 bits et peuvent donc contenir une valeur allant jusqu'à 65535, soit 1022 ns. Ce qui équivaut à 306 mètres parcourus à la vitesse de la lumière. Ils équivalent aux variables RX^{delay} et TX^{delay} dans le système (2.7).

Influence du clock offset

L'influence réelle du clock offset sur les délais d'antennes est minime. En théorie on peut observer des clocks offsets de maximum 40 ppm [19](p.11). La valeur des délais d'antenne étant de maximum 65 535. L'erreur due aux clocks offsets sur les délais d'antenne est donc au maximum de $(65\ 535 \cdot 2) \cdot \frac{40}{1\ 000\ 000} \simeq 5,2428 \cdot 15,65$ ps soit environ 2,5 centimètres.

Afin de ne pas trop complexifier nos futurs calculs, on utilisera un système d'équations simplifié (2.8) où l'on considère que les délais d'antenne ne sont pas sensibles au clock offset. Le transceiver \mathcal{A} y initialise le protocole.

$$\begin{cases} T_{prop} = \frac{RX_a^{corrected} - TX_a^{corrected} - (T_{reply}^{corrected} + \mathbf{RX}_b^{delay} + \mathbf{TX}_b^{delay})}{2} \\ RX_a^{corrected} = RX_a^i - \mathbf{RX}_a^{delay} \\ TX_a^{corrected} = TX_a + \mathbf{TX}_a^{delay} \\ T_{reply}^{corrected} = T_{reply} \cdot (1 - C_{offset}^{trans}) \end{cases} \quad (2.8)$$

En pratique comme le temps de réponse T_{reply} sera corrigé automatiquement par les transceivers en y ajoutant les délais d'antenne, il n'y aura pas l'ajout de cette erreur de 2.5 centimètres (voir section 2.3.3) car on utilise implicitement le système d'équations (2.7).

Procédure de DecaWave

DecaWave fournit une procédure permettant la calibration des délais d'antenne. Celle-ci est illustrée en Figure 2.3.7.

1. Placer les transceivers à la distance recommandée (Tableau A.6.2, en annexe) ou à une distance plus faible (en s'assurant que la densité spectrale de puissance à la réception corresponde à celle fournie dans le Tableau A.6.1).
2. Effectuer 1000 mesures de distance.
3. Ajuster les délais d'antenne jusqu'à ce que la moyenne des mesures de distances coïncide avec les distances choisies à l'étape 1.

FIGURE 2.3.7 – Procédure de calibration d'antenne fournie par DecaWave [18, p.195].

DecaWave y recommande de placer les transceivers à une certaine distance l'un de l'autre en fonction de la configuration des transceivers afin que la puissance à la réception soit à une valeur prédéfinie [18, p.193]. Cette valeur de distance n'est valable que si les transceivers ont été calibrés à une puissance d'émission de $-41,3$ dBm/MHz. La puissance d'émission est configurée à l'aide du registre TX_POWER [18, p.104]. On utilise les valeurs de puissance suggérée par DecaWave [18, p.109] et qui doivent être utilisées comme valeur de départ avant une calibration en chambre anéchoïque [34]. Les distances fournies sont directement liées aux biais liés à la puissance reçue pour lesquels DecaWave fournit des tableaux dont les valeurs s'annulent pour certaines puissances comme discuté en Section 2.3.4.

Calibration en « Single-Sided TWR » entre deux transceivers

La calibration a pour but de fournir des valeurs pour corriger les TX^{delay} et RX^{delay} . Si l'on calibre uniquement deux transceivers A et B, en suivant la procédure fournie par DecaWave (Figure 2.3.7) on aura à notre disposition :

- Une indication du temps de propagation T_{AB} qui est la moyenne de 1000 mesures de temps de propagation entre A et B où A est l'Initiator et B le Receiver.
- Une indication du temps de propagation T_{BA} qui est la moyenne de 1000 mesures de temps de propagation entre A et B où B est l'Initiator et A le Receiver.

Avant d'effectuer les mesures on configure les valeurs des registres de délais d'antenne à zéro, c'est à dire les registres LDE_RXANTD et TX_ANTD.

Les valeurs pour les inconnues TX^{delay} et RX^{delay} des deux transceivers sont donnés dans l'équation (2.9). Les calculs pour l'obtenir sont donnés en annexe en Section A.6.1.

$$\begin{aligned} 2(T_{AB} - T_{prop}) &= RX_A'^{delay} + TX_A'^{delay} + RX_B'^{delay} + TX_B'^{delay} \\ T_{AB} &= T_{BA} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Où T_{prop} est la valeur de temps de propagation attendue.

Le développement donné en annexe a mis en avant que les valeurs de temps de propagation mesuré par A ou par B devaient être identiques. Cela pourra-être utilisé pour valider les valeurs calculées avec ce protocole en pratique. L'équation montre que l'on peut exprimer les délais d'antenne en fonction de la différence entre les valeurs mesurées et la valeur attendue.

Calibration en « Double-Sided TWR » entre deux transceivers

Dans le paragraphe précédent, on a détaillé la calibration en utilisant la formule isolant le temps de propagation en utilisant le protocole « Single-Sided Two-Way Ranging ». On y démontre que le temps de propagation calculé de A vers B et de B vers A est identique si le clock offset est corrigé. Comme « Symmetrical DS-TWR » se base sur la moyenne de deux mesures de temps de propagation basé sur « Single-Sided TWR », on peut isoler les délais d'antenne de la même façon. En pratique on a donc le choix d'utiliser le protocole « SS-TWR » ou « DS-TWR ». Il sera préférable de choisir celui donnant les meilleurs résultats. La Figure 2.3.8 fournit le détail de l'équation permettant d'isoler les délais d'antenne à la calibration.

L'équation généralisée isolant les délais d'antenne en partant de deux nœuds A et B est donnée par l'équation (2.10) où :

- T est le temps de propagation mesuré par le protocole « Single-Sided TWR » ou « Double-Sided TWR » ;
- T_{prop} est le temps de propagation attendu (basé sur la distance réelle séparant les deux nœuds) ;
- Les délais d'antenne de chaque transceiver sont mis à zéro pour faire les échanges ;
- RX_A^{delay} , TX_A^{delay} , RX_B^{delay} , TX_B^{delay} sont les valeurs de délais d'antenne recherchée.

$$2(T - T_{prop}) = RX_A^{delay} + TX_A^{delay} + RX_B^{delay} + TX_B^{delay} \quad (2.10)$$

FIGURE 2.3.8 – Équation généralisée isolant les délais d'antenne en partant de deux nœuds A et B.

2.3.5.1 Calibration d'un transceiver

Supposons que l'on ait deux transceivers A et B et que l'on souhaite calibrer le transceiver A (B étant déjà calibré). On aura comme entrée T_{AB} , T_{BA} et T_{prop} . Où T_{prop} est la valeur théorique attendue au ranging. T_{AB} est la valeur mesurée entre le transceiver A et B et réciproquement pour T_{BA} . Comme on l'a montré précédemment (en Section A.6.1) T_{AB} doit être théoriquement identique à T_{BA} . En repartant de l'équation (A.9)

(donné en Annexe), on aurait l'équation (2.11) où les seules inconnues seraient RX_A^{delay} et TX_A^{delay} . Pour résoudre l'équation il faut rajouter des contraintes.

$$2(T_{AB} - T_{prop}) = RX_A^{delay} + TX_A^{delay} \quad (2.11)$$

Contraintes sur les délais d'antenne

DecaWave fournit une contrainte sur les RX et TX délais dans une de ces notes d'application [35]. Étant donné que chaque transceiver doit être calibré individuellement, il est prévu de stocker les valeurs de RX et TX délais dans la mémoire OTP. OTP signifiant « One Time Programing », une mémoire qui n'est pas effacée lors de la mise hors tension des transceivers. Ces valeurs devront être reconfigurées à chaque réinitialisation du transceiver. La mémoire OTP ne fournit que 16 bits de mémoire par configuration (PRF de 16 ou de 64 MHz); or les délais d'antenne sont stockés sur 32 bits (16 bits pour le RX délai et 16 bits pour le TX délai). DecaWave [35, p.34] recommande donc de configurer les RX et TX délais comme suit :

`Tx Antenna delay = stored antenna delay * 44%`

`Rx Antenna delay = stored antenna delay * 56%`

Cependant, l'application « DecaRanging » [33] fournie par DecaWave répartit la valeur programmée dans la mémoire OTP à 50 % pour le TX délai et 50 % pour le RX délai*.

En pratique, comme les deux délais d'antenne sont sommés durant le calcul du temps de propagation la répartition n'est pas importante pour les protocoles de Two Way Ranging.

2.3.5.2 Calibration de plusieurs transceivers

En partant du principe que l'on ait un lot de transceivers non calibrés, on cherche à mettre en avant une méthode afin d'isoler les délais d'antenne. Dans le paragraphe A.6.1, l'équation (2.10) permet d'isoler les délais d'antenne en partant de la différence entre le temps de propagation mesuré et le temps de propagation attendu entre deux transceivers \mathcal{A} et \mathcal{B} . Dans cette équation on constate que les inconnues RX_A^{delay} , TX_A^{delay} , RX_B^{delay} , TX_B^{delay} forme une somme. Les contraintes RX et TX délais d'un transceiver étant sommées, celles-ci peuvent être agrégées en une seule inconnue. De plus, dans le paragraphe 2.3.5.1, on avait mis en avant que la répartition des valeurs de délais d'antennes en réception et en transmission pouvait être fixée.

*. Peut-être retrouvé en effectuant `grep -r 'dwt_setrxantennadelay'` dans le code source.

En partant de ces constats, on peut se limiter à une inconnue pour chaque transceiver. Le nombre de contraintes, en fonction du nombre n de transceivers, est égal au nombre d'arrêtes dans un graphe complet non dirigé, soit $\frac{n(n-1)}{2}$. Il faudra donc au minimum 3 transceivers (comme le montre le Tableau 2.3.2) afin de pouvoir trouver les valeurs de calibrations n'en ayant aucune au départ. Au-delà de 3 nœuds, deux options sont offertes : calibrer les nœuds individuellement en utilisant la démarche expliquée dans le paragraphe 2.3.5.1 ou profiter du fait d'avoir plus de contraintes que d'inconnues afin de construire un problème d'optimisation. Cette démarche aura comme avantage de minimiser les erreurs physiques mesurées lors de la calibration.

Nombre de transceivers n	Nombre d'inconnues n	Nombre de mesures $\frac{n(n-1)}{2}$
1	1	0
2	2	1
3	3	3
4	4	6
5	5	10

TABLE 2.3.2 – Nombre d'inconnues et de contraintes en fonction du nombre de transceivers.

On prend l'exemple d'une calibration en utilisant 5 transceivers. Ayant 5 transceivers à notre disposition et étant donné qu'il n'en faut que 3 pour avoir suffisamment de contraintes que pour trouver les délais d'antenne (comme décrit 2.3.5.2), on peut construire un problème d'optimisation linéaire. Ce problème est modélisé à l'aide de l'équation généralisée (2.10). Étant donné que les mesures effectuées sont impactées par des erreurs physiques, il faut résoudre le système en le relaxant. On ajoute donc une variable K que l'on essaiera de minimiser, et qui donnera une certaine souplesse au problème lui permettant de converger vers une solution. Les contraintes ont la forme d'écrite dans l'équation (2.12) où t_{AB} est la différence entre T_{AB} la moyenne des valeurs de temps de propagation mesurées par le protocole de ranging et T_{prop} la valeur de temps de propagation attendue.

$$2t_{AB} - K \leq RX_A^{delay} + TX_A^{delay} + RX_B^{delay} + TX_B^{delay} \leq 2t_{AB} + K \quad (2.12)$$

Enfin, l'objectif étant de stocker à terme ces valeurs dans la mémoire OTP. Pour cela on simplifie les contraintes en posant $TR^{delay} = RX^{delay} + TX^{delay}$ (voir paragraphe 2.3.5.1). Pour chaque inconnues (TR^{delay}) qui seront stockée sur 16 bits, deux contraintes sont ajoutées, à savoir qu'elles doivent être positives et inférieures à 65535 (soit $2^{16} - 1$). Pour l'implémentation de l'algorithme utilisé pour calibrer les transceivers, on a choisi d'utiliser la librairie `scipy` pour Python qui offre un module `linprog` permettant de résoudre des problèmes d'optimisation une fois écrits sous forme matricielle.

2.3.6 Configuration

La configuration des transceivers influence la qualité de la détection du moment de réception, mais aussi la portée du signal. Les paramètres et leurs influences sont :

Canal Le choix du canal influence 3 paramètres : la portée, la qualité de la détection du moment de réception et la consommation. Les transceivers DecaWave DW1000 supportent 6 canaux (listés dans le Tableau A.3.1 en annexe). Deux de ceux-ci (les canaux 4 et 7) ont une largeur de bande de fréquence de plus de 1300 MHz. Plus du double par rapport aux autres canaux (499.2 MHz). Les transceivers DecaWave DW1000 sont quant à eux limités à une largeur de bande fréquence de 900 MHz [19, p.17]. Plus un canal a une bande fréquence centrale faible, plus la portée est augmentée. Les canaux sont listés par ordre croissante de bande central. Un canal avec un plus petit numéro aura une portée plus grande qu'un canal avec un grand numéro. Les canaux 4 et 7 avec leur largeur de bande de fréquence double offrent une plus grande portée qu'un canal étroit à la même bande centrale (respectivement les canaux 2 et 5). Les canaux 4 et 7 offrent aussi une meilleure détection du moment d'arriver, mais en contrepartie, la consommation est doublée.

Débit Le débit utilisé influence la portée du signal. Plus le débit est faible moins le signal sera complexe, il sera alors plus facile à décrypter en présence d'une plus grande détérioration. La diminution du débit influence la longueur maximale d'une trame, plus le débit est faible, plus une trame est émise sur une longue durée et plus les transceivers ont de probabilité de perdre leur corrélation et donc de ne plus savoir décrypter les messages reçus.

Préambule Plus le préambule sera long, mieux les transceivers pourront calculer leurs corrélations. Cela est plus important à longue portée et à faible débit.

PRF La « Pulse Repetition Frequency » peut être de 16 ou 64 MHz. Un PRF de 64 MHz offrira l'avantage de permettre de mieux détecter le moment d'arrivée, mais aura comme inconvénient d'augmenter légèrement la consommation [18, p.197].

SFD Le « Start Frame Delimiter » peut être modifié afin de fournir de meilleures performances pour détecter la fin du préambule et le moment de réception de la trame. Cette modification s'effectue en utilisant un SFD non standard. Il en existe plusieurs types, premièrement ceux fournis par DecaWave et qui fournissent de meilleures performances à 850 et 6800 kb/s. Il est aussi possible d'en écrire soi même mais cela est très complexe [18, p.111].

Puissance d'émission La puissance d'émission influence directement la portée du signal, la puissance du signal reçu étant proportionnelle à celle-ci. Néanmoins, en l'Europe, la régulation impose une puissance d'émission maximale de $-41,3$ dBm/MHz [17, p.9] et DecaWave conseille de configurer les transceivers pour être le plus proche de cette limite [18, p.190].

2.3.7 Demande de ranging

Dans le cadre des protocoles « Single-Sided Two-Way Ranging » et « Double-sided Two-way Ranging » il est important que le récepteur du premier message puisse identifier le message comme étant une initialisation du protocole.

Le standard IEEE 802.15.4 permet de transmettre dans son PHR le bit RNG désignant si le message est un message de ranging, comme l'illustre la Figure 2.3.9. Sur le transceiver, la valeur du bit RNG est accessible via un registre spécifique à la réception et un autre à l'envoi.

Bit 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	
R1	R0	L6	L5	L4	L3	L2	L1	L0	RNG	EXT	P1	P0	C5	C4	C3	C2	C1	C0	
Data rate	Frame Length								Ranging packet	Header Extension	Preamble Duration	SECEDED Check bits							

FIGURE 2.3.9 – PHR d'une trame
IEEE802.15.4-2011 [18, p.28]

Cependant l'usage de ce drapeau n'est pas possible en mode « étendu » permettant l'envoi de message allant jusqu'à 1024 octets. Du fait que le PHR est modifié comme décrit en annexe A.5.

De ce fait, cette fonctionnalité ne sera pas utilisée. En pratique, on remplacera le payload de la trame MAC par un payload d'un octet, ayant une valeur spécifique, ce qui permet d'identifier les trames de ranging.

- **0x00** qui permet d'identifier une initialisation du protocole « Single-Sided TWR ».
- **0x01** qui permet d'identifier une initialisation du protocole « Double-Sided TWR ».

Cette longueur de payload d'un octet ne sera jamais utilisée par Contiki en fonctionnement normal. En effet, les messages envoyés et venant des couches supérieures de la pile réseaux auront une taille minimale de payload. Cette taille minimale est due au FRAMER de Contiki qui compose la couche réseaux juste au dessus du driver. Enfin, cette taille minimale peut-être modifiée avec la macro de compilation `SICSLWPAN_CONF_COMPRESSION_THRESHOLD`. Par défaut, celle-ci est de 23 octets, cela comprend la taille du payload et du header.

2.3.8 Single-Sided Two-Way Ranging.

Cette section permet de décrire les choix techniques spécifiquement liées au protocole SS-TWR. Il s'agit en réalité de décrire les problèmes liées à l'envoi différé.

Dans ce protocole, que l'on veut limiter à l'envoi de deux messages, il est nécessaire d'effectuer un envoi différé. Comme on l'a vu en section 2.3.3, un envoi différé nécessite d'envoyer des informations concernant le moment d'envoi réel du message. Afin de fournir à l'initiateur de la demande de ranging le moment réel d'envoi, on a implémenté une transmission rapide. Celle-ci contient le décalage entre le moment réel et le moment voulu dans la réponse au ranging, appelé *ReplyTimeOffset*.

Afin de vérifier qu'il était en effet possible d'effectuer une transmission rapide, on a ajouté des indicateurs permettant de calculer le temps nécessaire au calcul et à la copie dans le buffer du transceiver de ce *ReplyTimeOffset*. Ce temps varie entre 92 et 123 microsecondes dans le cas du Zolertia Z1 utilisé comme système embarqué. Le *ReplyTimeOffset* d'une taille de deux octets est placé dans les derniers octets d'une trame de 13 octets. Le transceiver envoie donc 9 octets avant d'envoyer le *ReplyTimeOffset*, 9 étant donné par 13 moins les 2 octets du *ReplyTimeOffset* et les deux 2 du CRC ou par la taille minimum du MAC Header. La figure 2.3.10 donne une illustration visuelle de cet envoi.

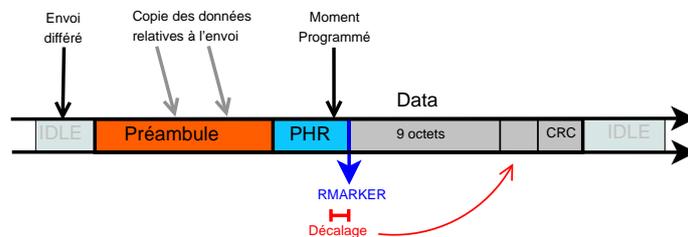


FIGURE 2.3.10 – Illustration de l'envoi rapide en SS-TWR

Pour que la transmission rapide se fasse avec succès, il faut donc que le temps de copie de 123 microsecondes soit plus faible que le temps d’envoi d’une trame MAC de 9 octets. Le temps d’envoi d’une trame MAC de 9 octets est de 984 ms à 100 kb/s, 123 ms à 850 kb/s et 15 ms à 6,8 Mb/s. On ne peut donc pas utiliser cette méthode à 6,8 Mb/s. Dans la pratique, cette méthode ne fonctionne pas non plus à 850 kb/s. Cela vient sans doute du fait que le transceiver n’indique pas instantanément la fin de l’envoi du PHR, moment à partir duquel on commence à calculer le *ReplyTimeOffset*. Cet envoi pourrait être rendu possible en ajoutant des octets inutiles entre le MAC Header et le *ReplyTime Offset* afin d’augmenter la durée de la transmission.

Le calcul du temps de propagation est impacté par l’envoi différé, celui-ci peut-être calculé en suivant l’équation (2.13).

$$T_{prop} = \frac{RX_i - TX_i - (T_{reply} + ReplyTimeOffset)}{2} \quad (2.13)$$

2.3.9 Double-Sided Two-Way Ranging

Cette section détaille les choix d’implémentation spécifiques au protocole Double-Sided-TWR.

- La première approche a été d’implémenté le protocole en suivant l’approche symétrique. Le problème de cette approche est que le temps de réponse est maximisé par le plus long temps de réponse. C’est à dire le temps de réponse du récepteur \mathcal{B} car celui-ci, en plus de dépendre de la durée de réception et d’envoi, est liée au temps de « lancement » du processus de ranging comme l’illustre la figure 2.3.1.
- L’approche asymétrique permet quant à elle d’utiliser des temps de réponse minimaux pour chacun des transceivers. On peut, par exemple, choisir d’envoyer le message dès que possible, plutôt que d’utiliser un envoi différé. De ce cas, on enverra dans le message de rapport, en fin de protocole, les temps t_{round} et t_{reply} du transceiver \mathcal{B} . Enfin, les transceivers incorporent la possibilité d’envoyer automatiquement un acquittement à la suite de la réception d’un message correct. Cette fonctionnalité permet de garantir un temps de réponse minimal.

On a dans un premier temps implémenté le protocole symétrique. Ensuite, on a choisi de changer l’implémentation afin d’utiliser le protocole asymétrique pour minimiser le temps d’envoi. L’implémentation utilise une demande d’acquiescement automatique pour le message démarrant le protocole de ranging. La Figure 2.3.11 illustre le gain de temps.

Le Tableau 2.3.3 donne des valeurs mesurées pour plusieurs configurations : 110 kb/s avec un préambule de 2048 symboles, 850 kb/s (512 symboles) et 6,8 Mb/s (128 symboles). On gagne respectivement 2674, 1250 et 750 μ s en utilisant le protocole asymétrique pour les échanges de messages plutôt que le protocole symétrique.

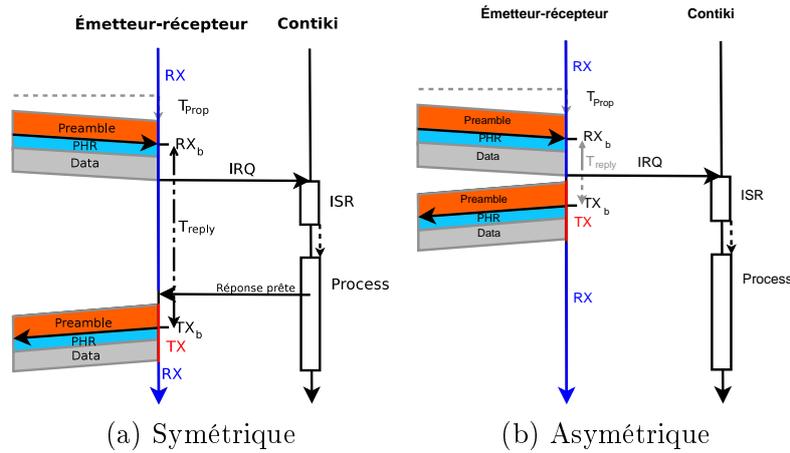


FIGURE 2.3.11 – Réponse au premier message en Two-Way Ranging.

Débit (kb/s)	Symmetrical DS-TWR		Asymmetrical DS-TWR	
	t_{reply} (μs)	Temps total (μs)	t_{reply} (μs)	Temps total (μs)
110	4 215	17 262	$\frac{2471+3285}{2} = 2 878$	14 588
850	1 438	6 080	$\frac{721+897}{2} = 809$	4 822
6 800	925	4 291	$\frac{197+553}{2} = 550$	3 541

TABLE 2.3.3 – Comparaison du temps de réponse entre le protocole symétrique et asymétrique.

Chapitre 3

Test et validation

Dans cette section on va vérifier la qualité de l'implémentation des protocoles de mesure de temps de propagation. Pour cela on va effectuer plusieurs tests. Cette section est divisée en 5 parties :

- 3.1 **Indicateur du clock offset** où l'on teste le comportement de l'indicateur du clock offset donné par les transceivers.
- 3.2 **Validation des protocoles** où l'on teste le comportement des protocoles.
- 3.3 **Influence de la configuration** qui permet de voir si le changement de configuration influence les temps de propagation mesurés.
- 3.4 **Délais d'antenne** qui permet de voir si la calibration des délais d'antenne permet de corriger le décalage dans les mesures effectuées.
- 3.5 **Influence de la distance** qui permet de voir en quoi la distance influence les temps de propagation mesurés.

3.1 Indicateur du clock offset

On souhaite vérifier que l'indicateur de clock offset Tr_{offset} fourni par les transceivers DecaWave DWM1000 donne des valeurs cohérentes. Ces valeurs doivent être comprises entre -50 et +50 ppm dans le pire des cas, c.-à-d., dans le cas où Initiator serait à +25 ppm et Receiver à -25 ppm ou inversement. Elles doivent être symétriques, c.-à-d., si on lit une différence Tr_{offset} de 10 ppm entre le transceiver A et le transceiver B alors on doit lire une différence Tr_{offset} de -10 ppm entre le transceiver B et le transceiver A.

Le Tableau 3.1.1 illustre les résultats obtenus entre nos 5 nœuds. Ce tableau se lit comme suit : la valeur présente en ligne 3, colonne 2 correspond au Tr_{offset} mesuré par le nœud de la colonne 2 (le nœud 6) en recevant un message du nœud de la ligne 3 (nœud 7).

	6	7	8	9	A
6		-13	-11	-16	4
7	14		2	-1	19
8	10	-3		-5	14
9	17	1	4		20
A	-4	-19	-15	-21	

TABLE 3.1.1 – Tr_{offset} (en ppm) Entre divers nœuds à 6,8 mb/s.

On constate que les valeurs sont bien comprises entre -50 et 50 et même mieux que les clocks offsets des transceivers sont d'au plus de ± 21 ppm. On constate aussi que les valeurs sont relativement symétriques, par exemple, pour le nœud 6 et le nœud 9, le clock offset mesuré par 6 est de 17 et celui mesuré par 9 est de -16. La symétrie n'est pas parfaite, cela s'explique du fait que la variation du clock offset est contenue entre deux ppm et donc varie avec le temps et que les mesures ne sont pas effectuées au même moment. Cela pourrait être dû à une mauvaise indication du clock offset, dans ce cas, cela s'observera dans le protocole SS-TWR.

3.2 Validation des protocoles

Dans cette section, on souhaite effectuer des tests afin de vérifier si l'implémentation des protocoles de Two-Way Ranging est correcte. Pour cela, on effectue plusieurs séries de 1000 mesures entre deux transceivers A et B.

- Une série à 5 mètres de distance où A initialise le protocole de ranging.
- Une série à 5 mètres de distance où B initialise le protocole de ranging.
- Une série à 2,5 mètres de distance où A initialise le protocole de ranging.
- Une série à 2,5 mètres de distance où B initialise le protocole de ranging.

Ces mesures sont effectuées en extérieur afin d'éviter au maximum les réverbérations. Ces quatre séries de mesures permettent de répondre à quelques interrogations :

- **Précision des mesures** : Est-ce que chaque mesure d'une série donne la même distance ?
- **Représentativité des mesures** : Est-ce que si la distance est réduite de 2.5 mètres alors la distance mesurée l'est aussi ?
- **Symétrie de mesures** : Est-ce que la distance mesurée entre deux transceivers est la même, peu importe qui la mesure ?
- **Cohérence entre protocoles** : Est-ce que les distances mesurées en Single-Sided et Double-Sided sont les mêmes ?

- **Clock offset** : Est-ce que les clocks offsets sont constants sur une série de 1000 mesures ?
- **Meilleurs protocoles** : Quel protocole est le plus précis ?
- **Indicateur de puissance** Est-ce que l'indicateur de puissance est fiable ? La puissance reçue varie-t-elle ?
- **Cohérence de l'indicateur de puissance** : Est-ce que la puissance reçue suit l'évolution théorique quand la distance est diminuée par deux ?

Pour répondre à ces interrogations, des séries de mesures ont été effectuées entre les transceivers A et 8 . Le Tableau 3.2.1 regroupe une synthèse de celles-ci. Ce tableau ne s'intéresse qu'aux mesures de distance. Chaque réponse sera détaillée ci-après. Afin d'avoir des mesures indépendantes du matériel, les mesures sont répétées en utilisant d'autres noeuds, les données sont reprises en Annexe A.7.1. On a choisi de configurer les transceivers avec la configuration donnant le temps de réponse le plus grand que l'on peut obtenir en pratique. Cela permet d'avoir une limite supérieure sur les erreurs engendrées par le clock offset. On a donc configuré les transceivers avec un débit de 110 kb/s et un préambule de 2 048 symboles, le temps de réponse T_{reply} utilisé était de 4 215 microsecondes*. Enfin, on utilise le PRF de 64 MHz et le canal 5.

Protocole	Distance réelle (m)	Sens	Distance mesurée moyenne (m)	Distance mesurée max - min (m)
SS	2,5	→	156,77	0,54
		←	156,98	0,50
	5	→	159,39	1,00
		←	159,54	0,83
DS	2,5	→	156,66	0,10
		←	156,65	0,11
	5	→	159,26	0,10
		←	159,26	0,12

TABLE 3.2.1 – Résumé des mesures effectuées entre les transceivers A et 8.

3.2.1 Single-Sided Two-Way Ranging

Dans le cas du protocole « Single-Sided TWR », on constate sur base du Tableau 3.2.1 que l'écart entre la plus grande et la plus petite mesure est d'au maximum un mètre.

*. On utilise l'approche symétrique pour le protocole DS-TWR

Une autre information est que les mesures ne sont pas strictement symétriques. À 5 mètres on mesure 159,39 mètres, dans un sens, et 159,54, dans l'autre, soit 15 centimètres de différence. Cela peut s'expliquer par la non-symétrie des clocks offsets mesurés par l'indicateur (comme on a pu le montrer en Section 3.1) et par son utilisation dans ce protocole.

La Figure 3.2.1 fournit l'histogramme des temps de propagation mesurés dans les deux directions pour un écartement de 5 mètres entre les transceivers. Ces histogrammes ont une forme de gaussienne. Cela est attendu car c'est une conséquence du théorème de la limite centrale sur les variables aléatoires. Ce théorème établit la convergence en loi de la somme (ici l'histogramme) d'une suite de variables aléatoires (ici le clock offset) vers la loi normale [36].

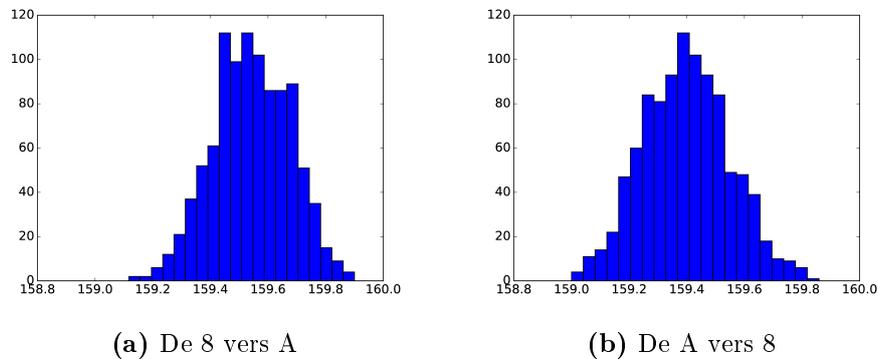


FIGURE 3.2.1 – Histogrammes des temps de propagation mesurés en SS TWR entre A et 8 à un débit de 110 kb/s à 5 mètres.

En partant du principe que l'écart dans les mesures induit par les délais d'antenne reste constant, on peut calculer l'écart entre les mesures à 5 mètres et les mesures à 2,5 mètres. En se basant sur le Tableau 3.2.1, l'écart est en moyenne de 2,59 mètres de A vers 8 et de 2,48 dans l'autre sens. La figure 3.2.2 illustre graphiquement cette différence. Elle permet d'illustrer que si l'on soustrait le délai fixe induit par les délais d'antennes, les mesures du temps de propagation seraient correctes et cohérentes.

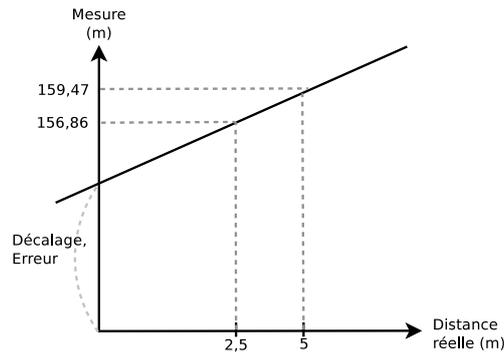


FIGURE 3.2.2 – Représentation graphique de la moyenne des mesures en fonction de la distance basée sur le Tableau 3.2.1.

3.2.2 Clock offset

Cette section est consacrée aux variations mesurées du clock offset. Pour cela, on regarde les variations mesurées durant les échanges à 5 mètres. Les histogrammes de la Figure 3.2.3 mettent en avant le fait que les clocks offsets varient de façon aléatoire (selon une loi gaussienne).

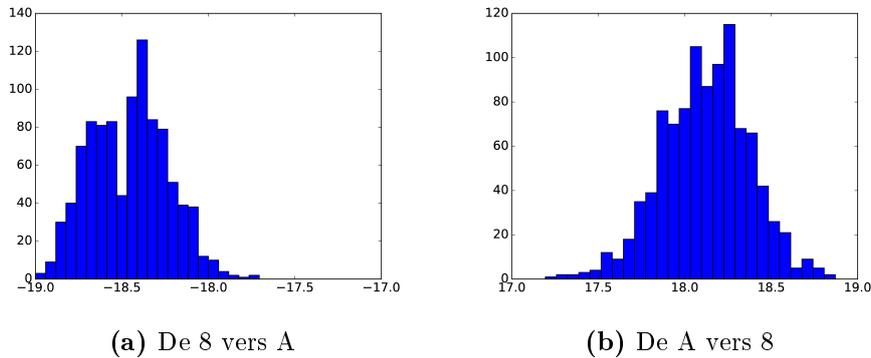


FIGURE 3.2.3 – Variation des clocks offsets mesurée sur 1000 mesures résumées dans les histogrammes de la Figure 3.2.1.

Le Tableau 3.2.2 regroupe les valeurs extrêmes et moyennes de clock offset mesurées lors des échanges. L'écart maximum théorique est de 4 car chaque transceiver a un clock offset limité à ± 2 ppm [31]. Avec 1,59 et 1,35 d'écart mesurés, ceux-ci sont inférieurs à la valeur maximale attendue. Les valeurs mesurées ne sont pas parfaitement symétriques. La différence, ici, est de 0,34 ppm. Le temps de réponse T_{reply} étant de 4215 microsecondes, le clock offset engendrera une erreur aller-retour de $4215 * 10^{-6} * \frac{0,34}{1000000} * c \simeq 42$ cm. Soit une influence de 21 cm sur le temps de propagation. Le protocole de SS TWR a donné quant à lui un écart de 15 cm entre les distances moyennes pour ces mesures.

Sens	Min	Moyenne	Max	Écart
8 vers A	17,24	18,12	18,83	1,59
A vers 8	-19,1	-18,46	-17,75	1,35

TABLE 3.2.2 – Tableau résumant les valeurs extrêmes de clock offset mesurées (en ppm) entre les noeuds 8 et A.

3.2.3 Puissance reçue

Cette section va s'intéresser à l'indicateur de puissance reçue fourni par les transceivers. La Figure 3.2.4 fournit deux histogrammes représentant la puissance reçue par un transceiver à 5 et à 2,5 mètres. Le premier constat est que les histogrammes ne représentent pas de « belle gaussienne », soit par le fait que l'indicateur de puissance est peu fiable, soit par le fait que la puissance reçue est influencée par des perturbations extérieures.

Le Tableau 3.2.3 fournit un résumé des valeurs extrêmes mesurées. La puissance moyenne reçue à 5 mètres est de -90,68 dBm et celle à 2,5 mètres de -81,36 dBm. Les valeurs attendues étaient de -70,95 à 5 mètres et -76,97 dBm à 2,5m si l'on se réfère à la formule permettant de calculer la puissance reçue donnée dans une note applicative [32, p.11]. La différence mesurée est de 9,32 dBm, le signal reçu est donc $\log(10^{9.35}/10) = 8,35$ fois plus puissant là où l'on s'attendait à ce qu'il soit 4 fois plus puissant.

Le Tableau 3.2.3 indique également que les écarts de puissance mesurés augmentent plus la puissance est grande. Cela peut expliquer pourquoi les courbes sur la Figure 2.3.5 ne corresponde plus aux valeurs attendues quand la puissance est élevé.

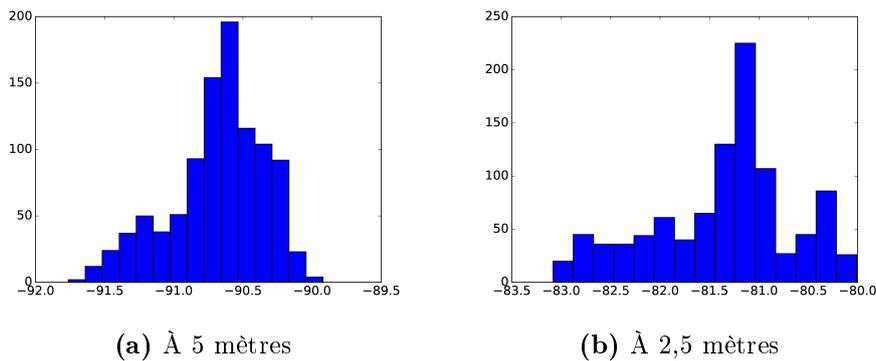


FIGURE 3.2.4 – Puissance reçue mesurée par le nœud 8 entre les nœuds 8 et A.

Distance	Min	Moyenne	Max	Écart
5 mètres	-91,76	-90,68	-89.92	1,84
2,5 mètres	-83,08	-81,36	-80.01	3,07

TABLE 3.2.3 – Tableau résumant les valeurs extrêmes de puissance mesurée (en dBm) entre les nœuds 8 et A.

3.2.4 Double-Sided Two-Way Ranging

Cette section analyse les résultats obtenus avec DS-TWR en l'absence de calibration des délais d'antennes. En se basant sur le Tableau 3.2.1, on constate que l'écart entre les distances minimales et maximales mesurées est de 12 centimètres. Cela est presque 10 fois plus petit que la distance mesurée avec le protocole Single Sided (1 m). De plus, les mesures sont parfaitement symétriques à 5 mètres et on mesure 1 centimètre d'écart à 2,5 mètres. Cela était attendu, car un calcul symétrique est effectué dans ce protocole. De plus les valeurs obtenues ne se basent plus sur un indicateur, mais bien sur la différence physique de clock offset.

La Figure 3.2.5 fournit deux histogrammes illustrant les mesures de distances obtenues à une distance réelle 5 mètres entre les noeuds A et 8. Ces histogrammes décrivent une gaussienne, cela est attendu, car les erreurs de mesure de distance doivent se comporter comme une variable aléatoire. On a choisi de garder la même échelle pour l'axe horizontal que pour les histogrammes du protocoles SS-TWR (Figure 3.2.4). Les histogrammes sont beaucoup plus étroits ce qui montre une amélioration de la précision.

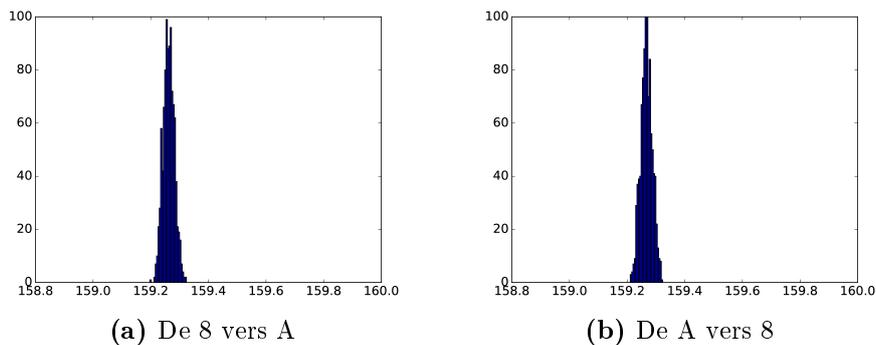


FIGURE 3.2.5 – Histogramme des temps de propagation mesurés en SDS TWR entre A et 8 à un débit de 110 kb/s à 5 mètres.

En se basant sur le Tableau 3.2.1, on peut calculer l'écart entre les mesures à 5 mètres et les mesures à 2,5 mètres. Il est en moyenne de 2,60 mètres, soit 10 centimètres de trop. Cette différence peut être due à l'augmentation de puissance à la réception. La puissance reçue passe en théorie de $-70,95$ à 5 mètres et $-76,97$ dBm à 2,5m [32, p.11]. Si l'on se réfère à la Figure 2.3.4 cela donne un biais d'environ -7 centimètres. On a donc une erreur en réduisant la distance de 2,5 mètres de 3 centimètres. Cela montre que si l'on retire le décalage lié en théorie aux délais d'antenne on obtient des mesures de distance cohérentes.

3.3 Influence de la configuration

Dans cette section, on va, par diverses séries de mesures, mettre en avant l'influence de la configuration sur les performances du SDS TWR. Pour cela, on va effectuer, pour chaque débit, chaque PRF et chaque canal, deux séries de 1000 mesures à une distance de 1,88 mètres. Les mesures sont effectuées en intérieur afin d'éviter que les transceivers ne soient influencés par la chaleur des rayons du soleil. La chaleur qui pourrait influencer le clock offset. On souhaite éviter les réverbérations on se place donc à une distance correcte des murs (plus d'un mètre) afin d'éviter celles-ci, ce qui induit une distance de mesure réduite (1,88 m). On effectue deux séries de mesures afin de vérifier si la moyenne des mesures change ou si elle est stable. Voici le détail des configurations utilisées* :

- À **6 800 kb/s**, on utilise un préambule de **128 symboles** et temps de réponse de **925 microsecondes**.
- À **850 kb/s**, on utilise un préambule de **512 symboles** et temps de réponse de **1 438 microsecondes**.
- À **110 kb/s**, on utilise un préambule de **2 048 symboles** et temps de réponse de **4 215 microsecondes**.
- Une série avec le PRF à 64 MHz et une autre à 16 MHz.

Les résultats des 72 séries de mesures sont répartis dans plusieurs tableaux, ces tableaux sont disponibles en Annexe A.7.2. Chaque tableau fournit la distance moyenne mesurée ainsi que l'écart entre la distance maximale et minimale mesurée et le nombre d'erreurs apparues lors des mesures. Ce nombre d'erreurs représente deux cas :

1. Un problème lors de la réception de message, le transceiver est en mode réception, mais ne reçoit plus les messages pendant un court laps de temps ;
2. Un problème dans les mesures (la valeur fournie du temps de propagation est erronée).

*. On utilise le protocole Symmetrical DS-TWR

Le premier cas se produit dans 1% des mesures à 110 kb/s, 0.2% des mesures à 850 kb/s et ne se produit pas à 6800 kb/s dans le cas des canaux 1, 5 et 7. Dans les cas des autres canaux, il se produit plus fréquemment qu'aux autres débits. Enfin, le deuxième problème ne se produit qu'à 110 et 850 kb/s et dans le cas du canal 7 et à 6800 kb/s pour le même canal, mais uniquement avec un PRF de 16 MHz. **Seules les configurations suivantes ne rencontrent pas de problème : un débit de 6,8Mb/s avec les canaux 1, 5 et 7 avec un PRF à 64 MHz et les canaux 1 et 5 avec un PRF de 64 MHz.** Enfin, l'écart entre la distance maximale et minimale mesurée pour chaque configuration est en moyenne de 10 cm, dans le pire cas elle est de 14 cm (100 kb/s, PRF de 64 MHz, canal 4) et dans le meilleur cas de 6 cm (100 kb/s, PRF de 16 MHz, canal 3).

Le Tableau 3.3.1 illustre les relevés effectués à une distance de 1,88 mètres avec un PRF de 16 MHz pour chaque canal et chaque débit. Le premier constat est que les distances pour un même canal ne sont pas les mêmes en fonction du débit. Cette variation est identique pour tous les canaux, +4 cm de 110 à 850 kb/s et +2 cm de 850 à 6800 kb/s. Il semblerait que cela soit proportionnel au temps de réponse, cependant les données du tableau sont arrondies ce qui ne fournit pas une résolution suffisante que pour pouvoir le confirmer. On recherche s'il y a un rapport entre ce décalage et le temps de réponse au paragraphe suivant. Le deuxième constat est que les distances mesurées varient en fonction du canal. Cela était attendu, en effet, la puissance reçue varie en fonction du canal et les mesures sont affectées par la puissance reçue. Cela justifie d'ailleurs pourquoi DecaWave fournit des distances différentes pour la calibration en fonction du canal.

Canal	Distance mesurée à 110 kb/s (m)	Distance mesurée à 850 kb/s (m)	Distance mesurée à 6,8 Mb/s (m)
1	156,14	156,18	156,20
2	156,08	156,12	156,14
3	156,15	156,18	156,20
4	155,69	155,71	155,73
5	156,12	156,16	156,18
7	155,68	155,71	155,75

TABLE 3.3.1 – Mesurée effectuée avec un PRF de 16 MHz à 1,88 mètres.

Afin de pouvoir faire un rapport entre le temps de réponse et les écarts de distance mesurée, on a réeffectué des mesures de distance, mais cette fois en conservant la même configuration à l'exception du temps de propagation. Afin d'obtenir des valeurs probantes, on a effectué 3000 mesures pour chaque distance et on en a gardé la moyenne. Enfin, on se base sur le temps de propagation en unité DecaWave (15,65 ps) afin d'avoir une meilleure résolution. Les valeurs obtenues sont disponibles dans le Tableau 3.3.2.

Temps de réponse en microsecondes	Distance mesurée	
	en temps DecaWave	en mètres
4 215	33 246,57	155,99
1 438	33 291,36	156,20
925	33 300,01	156,24

TABLE 3.3.2 – Distance mesurée à une distance à 1,91 m, à 6,8 Mb/s, 128 symboles, PRF 16 MHZ, canal 1, 3000 mesures par série. Ce tableau est basé sur le Tableau A.7.8.

Les calculs en Figure 3.3.1 permettent de calculer les rapports entre les mesures de distance (à gauche) et les temps de propagation (à droite). Si l'on utilise le rapport trouvé pour les temps de propagation (6,41) et la distance mesurée avec un temps de propagation de 925 ms pour calculer la distance en mètres avec un préambule de 4215 ms on obtient une distance de 155,98 mètres là où 155,99 mètres est mesuré en réalité (détaillé dans l'équation (3.1) sur base des valeurs non arrondie).

La distance mesurée est très proche de la valeur attendue, cela montre que le décalage dans les mesures est dû au temps de réponse T_{reply} et pas à la configuration, du choix du canal, du codage du canal et du préambule. Pour éviter ce décalage dans les mesures de distance, il faudrait que la fréquence d'horloge soit le plus proche possible de 34,8 MHz. Cela est possible en calibrant le cristal des transceivers [18, p.188].

$$\begin{aligned}
 33300,01 - 33246,57 &= 53,44 & 4215 - 925 &= 3290 \\
 33300,01 - 33291,36 &= 8,64 & 1438 - 925 &= 513 \\
 53,44/8,64 &= \mathbf{6,19} & 3290/513 &= \mathbf{6,41}
 \end{aligned}$$

FIGURE 3.3.1 – Calculs des rapports entre temps de propagation et mesures de distances

$$156,236 + (156,195213031 - 156,23576934) * 6,41 = 155,976 \quad (3.1)$$

3.4 Délais d'antenne

Cette section a pour but d'illustrer les résultats obtenus après calibrations des transceivers. Pour cela, on va décrire les entrées utilisées (temps de propagation mesuré avant calibration) et les sorties (délais d'antenne) fournies par la calibration. Ayant 5 transceivers à notre disposition la calibration se base sur la description donnée en Section 2.3.5.2. On avait comme entrée 10 temps de propagations que on l'a placés dans le Tableau 3.4.1. Les transceivers étaient configurés à 6,8 Mb/s, avec un PRF de 64 MHz et en utilisant le canal 1. La distance annulant le biais dans les mesures de temps de propagation pour cette configuration est de 9,3 mètres en se référant au Tableau A.6.2 donné en annexe. Ce qui correspond à une valeur de temps de propagation de 1982,19 en unité DecaWave.

	6	7	8	9	A
6		34 949,04	34 934,59	34 952,42	34 91,50
7			34 946,87	34 964,56	34 914,50
8				34 945,90	34 907,48
9					34 928,04
A					

TABLE 3.4.1 – Temps de propagation (en unité DecaWave) mesuré entre les noeuds distant de 9,3 mètres.

Ce tableau est donné en entrée à notre algorithme de calibration ainsi que la distance attendue. L'algorithme se charge de construire les tableaux de contrainte pour le problème d'optimisation linéaire afin de correspondre aux contraintes données dans l'équation 2.12.

Une variable K est utilisé pour relaxer le problème car l'on ne se trouve pas dans une situation idéale. Cette variable est incrémentée jusqu'au moment où le problème converge pour la première fois. Dans notre cas, ce K correspond à 3 et est exprimé en unité DecaWave. Les valeurs obtenues pour la calibration seront donc à 3 unités DecaWave de l'optimum (cas idéal non accessible). Soit $3 * 15,65 * 10^{-12} * c = 1,4$ centimètre. Le Tableau 3.4.2 contient les valeurs données en sortie par le problème d'optimisation linéaire.

Nœud	TR^{delay}
6	32955
7	32980
8	32946
9	32982
A	32906

TABLE 3.4.2 – Valeur de calibration des délais d'antenne fournis par le problème d'optimisation relâché.

Il est possible d'obtenir une calibration plus précise en réitérant le processus de calibration en partant non plus de délais d'antenne à 0, mais des délais d'antenne précédemment calculés. Cela permettrait de corriger les erreurs dues à l'environnement. Le problème d'optimisation donnerait en sortie un offset à appliquer aux précédentes valeurs calculées. Il faudrait tenir compte de cela dans les contraintes du problème. Les offsets de temps de propagation pouvant être compris entre $-TR^{delay}$ (le délai d'antenne précédemment calculé) et $65535 - TR^{delay}$ plutôt qu'entre 0 et 65535. L'implémentation de l'algorithme d'optimisation permet cela.

On regarde le résultat de la première calibration. Pour cela, on place les nœuds à la distance de calibration*. On placera les nœuds à 5,01 mètres l'un de l'autre en utilisant le canal 5. Le biais sera donc de 0. Les résultats des mesures de distance après calibration sont disponibles dans le Tableau 3.4.3. La valeur attendue était de 1067, on remarque que dans certains cas on en est assez éloigné. Par exemple, le temps de propagation mesuré entre 6 et 7 est de 1018 soit 48 en moins que la valeur attendue, soit 24 cm. L'erreur est due au changement d'environnement, celui-ci est plus propice à la réverbération et donc à une augmentation de la puissance reçue.

Le tableau 3.4.4 donne le décalage entre les valeurs attendues et les valeurs mesurées en mètres. Étant donné que les décalages sont importants, on va effectuer une nouvelle étape de calibration.

	6	7	8	9	A
6		1018.459	1037.645	1027.793	1063.692
7			1019.465	1014.208	1042.548
8				1037.188	1070.429
9					1066.39
A					0

TABLE 3.4.3 – Temps de propagation (en unité DecaWave) mesuré entre les nœuds distant de 5.01 mètres.

	6	7	8	9	A
6		24	15	19	2
7			23	26	12
8				14	-1
9					1
A					

TABLE 3.4.4 – Décalage par rapport à la valeur attendue en centimètre.

*. N'ayant plus accès à la salle de sport la configuration est modifiée pour réduire la distance de calibration.

On a réeffectué le processus de calibration et on a obtenu comme valeur de délais d'antenne les valeurs présentes dans le Tableau 3.4.5. Le problème d'optimisation a convergé avec une valeur de K égale à 8. Soit une erreur de $8 * 15,65 * 10^{-12} * c = 3,7$ centimètres.

Nœud	TR^{delay}
6	32922
7	32907
8	32916
9	32943
A	32934

TABLE 3.4.5 – Valeur de calibration des délais d'antenne fournis par le problème d'optimisation relâché en deuxième itération.

On a réeffectué les mesures à 5 mètres. Elles sont présentées dans le Tableau 3.4.6. On note une amélioration avec un décalage maximum qui passe de 24 cm à 11 cm.

	6	7	8	9	A
6		-10	-7	-11	-7
7			0	5	5
8				7	6
9					8
A					

TABLE 3.4.6 – Décalage par rapport à la valeur attendue en centimètre à la seconde calibration.

Une fois placé dans le problème d'optimisation linéaire le programme converge après 18 itérations ($K = 18$). L'erreur est donc au maximum de $18 * 15,65 * 10^{-12} * c = 8$ centimètres. Soit presque plus que ce que l'on a actuellement. On a donc garder la configuration comme elle est.

Il est à noter qu'ici on a effectué la calibration en deux étapes. En pratique, comme on sait à présent que la calibration fonctionne, on peut partir d'autres valeurs que de 0. Par exemple, si l'on regarde le code de l'application DecaRanging [33], on pourra partir de valeur de délais d'antenne `LDE_RXANTD` et `TX_ANTD` de 16418 avec un PRF de 16 MHz ou 16 436 avec un PRF de 64 MHz. Soit un TR^{delay} de 32 418 ou 32 872 avec un PRF de 16 ou 64 MHz respectivement.

Si l'on se réfère au Tableau 3.4.5, les valeurs obtenues sont fort proches des valeurs par défaut utilisées dans le driver de DecaWave.

Influence de la calibration

La calibration des délais d'antenne a peut-être une influence sur la qualité des mesures effectuées. La Figure 3.4.1 illustre les histogrammes des mesures obtenues entre les nœuds 8 et A avant et après calibration. Si l'on regarde à l'axe horizontal, on remarque que l'histogramme après calibration se centre sur 5,06 mètres après calibration plutôt que 159,26 m avant celle-ci (donné dans le Tableau 3.2.1).

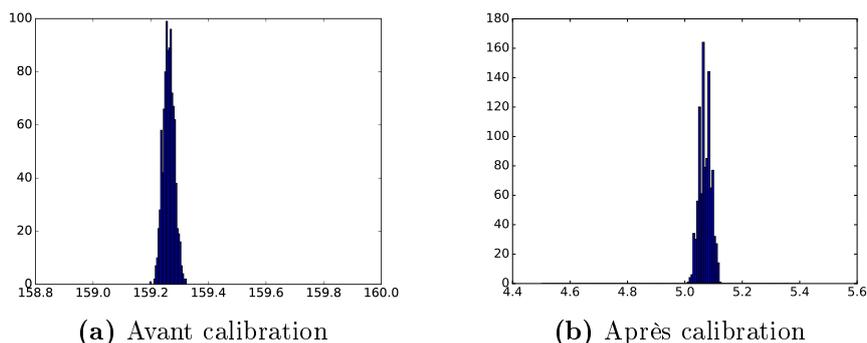


FIGURE 3.4.1 – Histogramme des temps de propagation mesurés en SDS TWR entre A et 8 à 5 mètres avant et après calibration de délais d'antenne.

Le Tableau 3.4.7 permet la comparaison des indicateurs statistiques avant et après calibration. Ceux-ci sont presque complètement identiques à un centimètre près. On peut affirmer que comme attendu la calibration ne fait que centrer les mesures sur une valeur souhaitée, mais n'entraîne pas d'autres modifications de celle-ci.

	Avant	Après	Différence
Distance moyenne	159,26	5,06	154,2
Erreur moyenne	154,26	0,06	154,2
Variance	0,08	0,09	0,01
Ecart type	0,02	0,02	0
Par rapport à la moyenne :			
Distance minimale	-0,04	-0,05	0,01
Distance maximale	0,06	0,06	0
5e percentile	-0,03	-0,03	0
95e percentile	0,04	0,04	0

TABLE 3.4.7 – Comparaison des indicateurs statistiques avant et après calibration des nœuds 8 et A.

3.5 Influence de la distance

Cette section va permettre d'illustrer l'influence de la distance sur les valeurs mesurées. Pour cela, on effectue plusieurs mesures de distance à des distances réelles différentes entre deux nœuds. Pour éviter d'interpréter des résultats en fonction du matériel, on effectue exactement les mêmes mesures avec deux autres nœuds.

Deux séries de mesures sont effectuées. La première concerne les mesures en intérieur dans un milieu propice aux réverbérations et à une distance inférieure ou égale à 5 mètres. Cette série a pour but d'évaluer les performances dans un cas d'utilisation réelle. La seconde série est effectuée dans le hall omnisport de l'Université. Celle-ci comporte des mesures de distance allant jusqu'à 40 mètres. Elle permet d'évaluer la qualité des transmissions sur de longues distances.

3.5.1 Milieu propice aux réverbérations

Cette série de mesures s'effectue dans un milieu propice aux réverbérations. On y place deux nœuds à une distance de 5 mètres puis on réduit cet écart par pas de 50 cm. La configuration choisie est un débit de 6800 kb/s, un préambule de 256 symboles, le canal 5 et un PRF de 64 MHz. On utilise les délais d'antenne calculés précédemment. On effectue 1000 échanges par distance. À partir de ces 1000 échanges on calcule plusieurs valeurs :

- La moyenne ;
- La valeur minimum et maximum ;
- Le 5e et le 95e percentile : 90% des échantillons sont compris entre ces deux valeurs. Cela permet de donner l'écart entre les valeurs courantes ;
- L'écart-type qui permet de visualiser 50% des échantillons.

Les Figures 3.5.1 et 3.5.2 illustrent les points énoncés à l'exception de la moyenne qui sera discutée plus loin. Dans ces figures les valeurs sont exprimées par rapport à la moyenne. On remarque que le comportement de celle-ci n'est que peu influencé par la distance. La surface verte sur les figures représente l'écart-type. Si l'on se réfère aux 5e et 95e percentiles, 90 % des valeurs mesurées sont distantes de 4 centimètres au maximum de la moyenne. La plus grande distance par rapport à la moyenne est de 13 centimètres dans le cas des nœuds 6 et A et à 3,5 mètres.

Les Figures 3.5.3 et 3.5.4 illustrent quant à elles le décalage entre la moyenne et la valeur de distance attendue entre les nœuds.

- La courbe bleue représente la valeur de décalage attendue par rapport à la valeur réelle (0 cm).
- La courbe rouge représente la valeur effectivement mesurée par les transceivers avant correction du biais lié à la puissance reçue.
- La courbe noire représente le biais théorique liée à la distance.
- La courbe verte représente la valeur mesurée et corrigée.

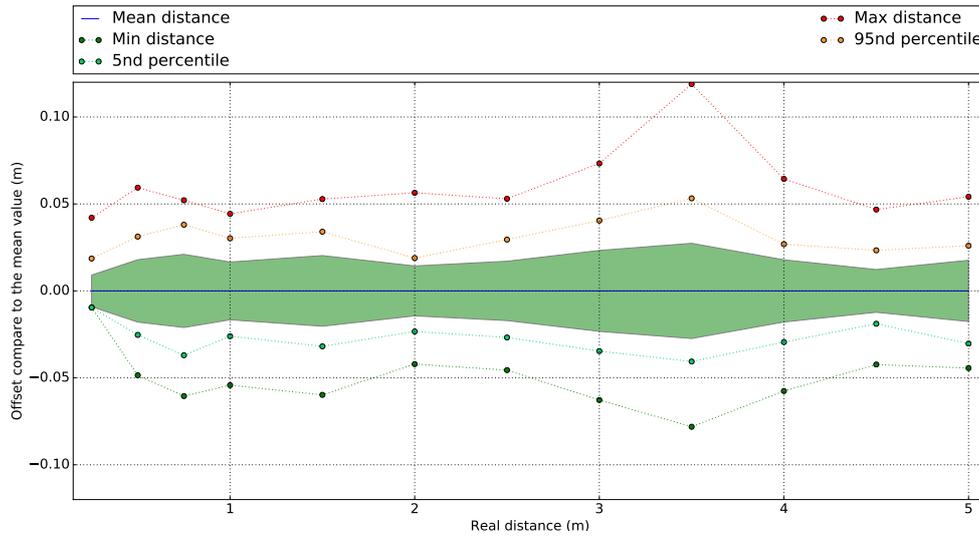


FIGURE 3.5.1 – Valeurs mesurées entre les nœuds 6 et A.

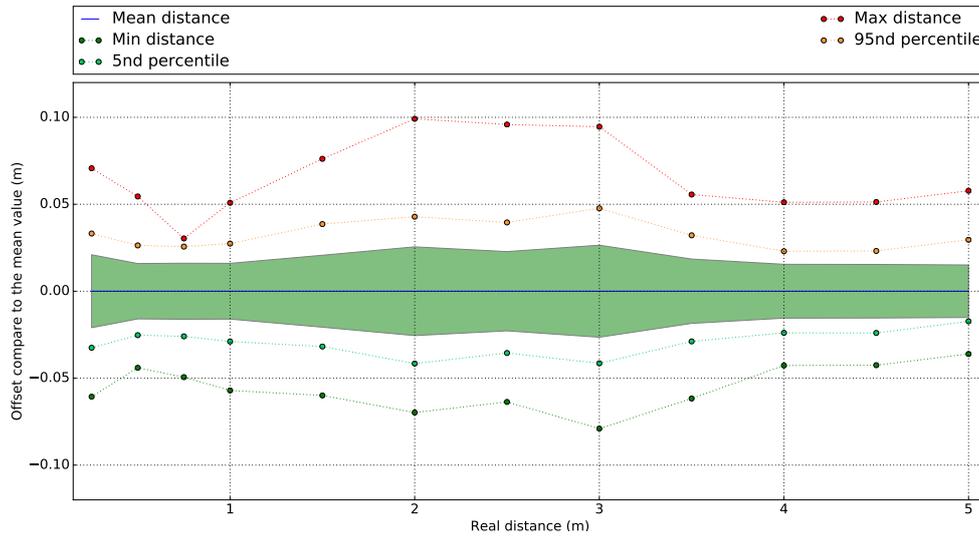


FIGURE 3.5.2 – Valeurs mesurées entre les nœuds 7 et 9.

Ce à quoi l'on s'attendait était d'avoir la courbe verte superposée à la droite bleue ce qui équivaldrait à ne pas avoir de décalage entre la valeur moyenne et la distance attendue. Concernant la courbe rouge, elle devrait être superposée à la courbe noire, ce qui équivaldrait à avoir la valeur avant correction du biais liée à la distance équivalente à l'erreur induite par ce biais.

En pratique, on constate un comportement différent. Premièrement l'erreur sur la distance moyenne n'est pas une fonction strictement croissante ou décroissante. Celle-ci ne varie pas en suivant la courbe de correction de biais de distance.

Deuxièmement, l'erreur sur la distance moyenne peut-être relativement élevée et atteindre 20 cm dans certain cas. C'est le cas entre les nœuds 6 et A à 1,5 m après correction du biais de distance (qui ajoute 10 cm d'erreur dans ce cas). C'est aussi le cas entre 7 et 9 à 50 centimètres avant correction du biais de distance cette fois, dans ce cas, la correction du biais de distance améliore la mesure.

DecaWave revendique une précision de 10 cm [19, p.1]. Par nos mesures, on remarque que cette précision n'est pas atteinte, cependant, nos transceivers n'ont pas subi le processus de calibration complet. La calibration de puissance d'émission et du cristal (pour limiter le clock offset) n'ayant pas été réalisées.

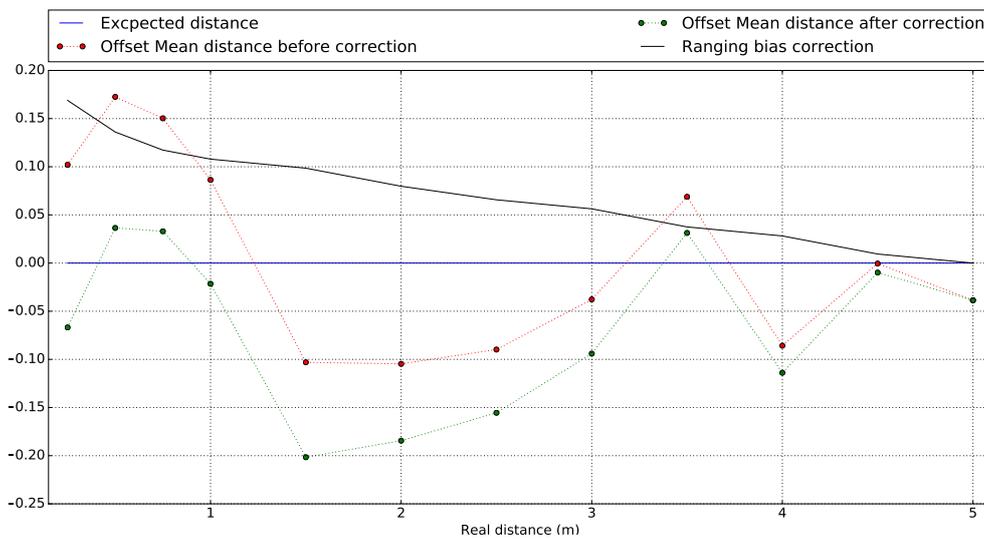


FIGURE 3.5.3 – Décalage entre la moyenne et la valeur de distance attendue entre les nœuds 6 et A.

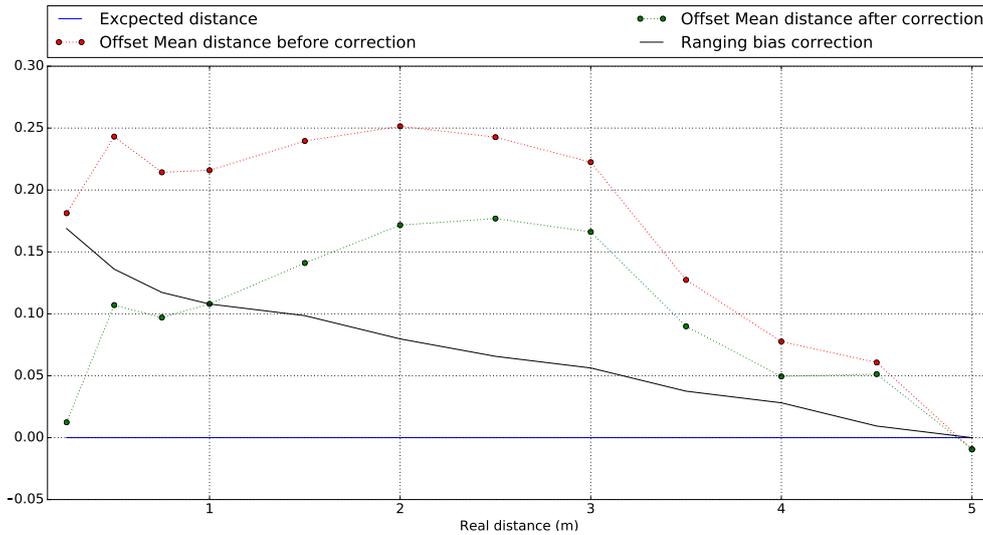


FIGURE 3.5.4 – Décalage entre la moyenne et la valeur de distance attendue entre les nœuds 7 et 9.

3.5.2 Milieu non propice aux réverbérations

Cette série de mesures s’effectue dans un milieu non propice aux réverbérations. En effet, on place les transceivers à distance des murs et le plafond est haut. Les mesures sont effectuées en deux phases.

1. Une première où l’on utilise une configuration semblable à celle de la série précédente (un débit de 6800 kb/s, un préambule de 256 symboles, le canal 1 et un PRF de 64 MHz). On utilise le canal 1 plutôt que le 5 pour avoir une meilleure portée du signal.

On place les noeuds à une distance comprise entre 25 cm et 27.5 mètres. La distance de 27,5 mètres ayant été observés comme étant la plus grande distance où les noeuds sont encore capables de recevoir des messages pour cette configuration.

2. Une seconde où l’on souhaite avoir une plus grande portée. Pour cela on utilise un débit plus faible et un préambule plus long. Les mesures se font entre 17,5 mètres et 40 mètres.

La procédure reste semblable aux mesures précédentes. On effectue 1000 mesures tous les 25 cm en dessous d’un mètre, tous les 50 cm entre 1 et 5 mètres et tous les 2,5 mètres au-delà. Par rapport aux mesures précédentes, on enregistre quelques métriques en plus, celles relatives à la puissance reçue (puissance moyenne et puissance au First Path) ainsi que le clock offset.

3.5.2.1 À courte distance

On détaille ici la première série de mesure, celle-ci est effectuée à une distance inférieure à 27.5 mètres. Comme précédemment, on a effectué deux fois la série avec deux paires de nœuds différentes. Une série avec les nœuds 7 et 9 et une autre avec les nœuds 6 et A. Dans les deux cas, on utilise le nœud 8 comme relai, ce nœud était connecté à l'ordinateur et envoyait les ordres de mesures en UWB.

On va d'abord s'intéresser à la paire 7 et 9. La figure 3.5.5 illustre les divers indicateurs liés à la répartition des mesures autour de la mesure moyenne. Comme dans le cas précédent, 90% des mesures sont comprises entre -4 et 4 centimètres de la moyenne et ceux jusque 27.5 mètres.

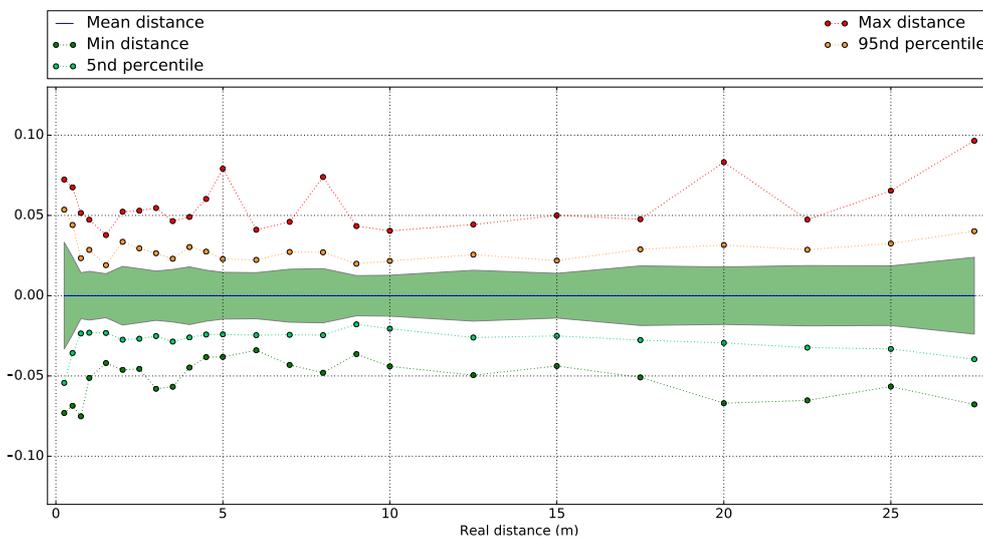


FIGURE 3.5.5 – Valeurs mesurées entre les nœuds 7 et 9.

La figure 3.5.6 illustre la différence entre la valeur moyenne et la valeur attendue. La courbe rouge illustre les mesures moyennes directement issues du protocole DS-TWR sans correction du biais théorique lié à la puissance reçue. La courbe noire illustre le biais théorique que l'on devrait observer avec les distances attendues. Enfin, la courbe verte illustre les valeurs de la courbe rouge corrigées avec les valeurs théoriques de biais liées à la distance (la distance moyenne mesurée pas la distance attendue). On remarque que l'écart de la moyenne est relativement élevé par rapport aux valeurs attendues. La différence de distance va jusque 30 centimètres dans certains cas.

À 9,3 mètres on a placé un repère, il s'agit de la distance théorique de calibration de délais d'antenne, là où le biais lié à la distance s'annule (pour les lookup table fournies par DecaWave). Si la calibration avait été parfaite, la valeur moyenne aurait dû être égale à la valeur attendue pour cette distance. Ici, on voit qu'elle est distante à 26 cm de cette valeur.

Cette erreur provient de la seconde calibration réalisée dans la section 3.4. On va le montrer en partant du Tableau 3.4.2 qui contient les valeurs de calibration obtenues lors de la première phase (valeur obtenue dans la salle de sport). Pour 7 et 9, on avait respectivement un TR^{delay} de 32 980 et 32 982, soit une moyenne de $\frac{32\,980+32\,982}{2} = 32\,981$. On prend la moyenne, car l'impact sur le temps de propagation est issu de cette moyenne (il est divisé par deux lors de son calcul). Après la seconde passe de calibration on a obtenu un TR^{delay} de 32 907 et 32 943 (voir Tableau 3.4.2) soit une moyenne de $\frac{32\,907+32\,943}{2} = 32\,925$. La différence entre ces deux valeurs est de $32\,981 - 32\,925 = 56$, cette valeur est exprimée en temps DecaWave (15,65 ps) et donne précisément 26,27 cm (donné par $56 * 15,65 * 10^{-12} * c$). Cette valeur est justement l'écart observé.

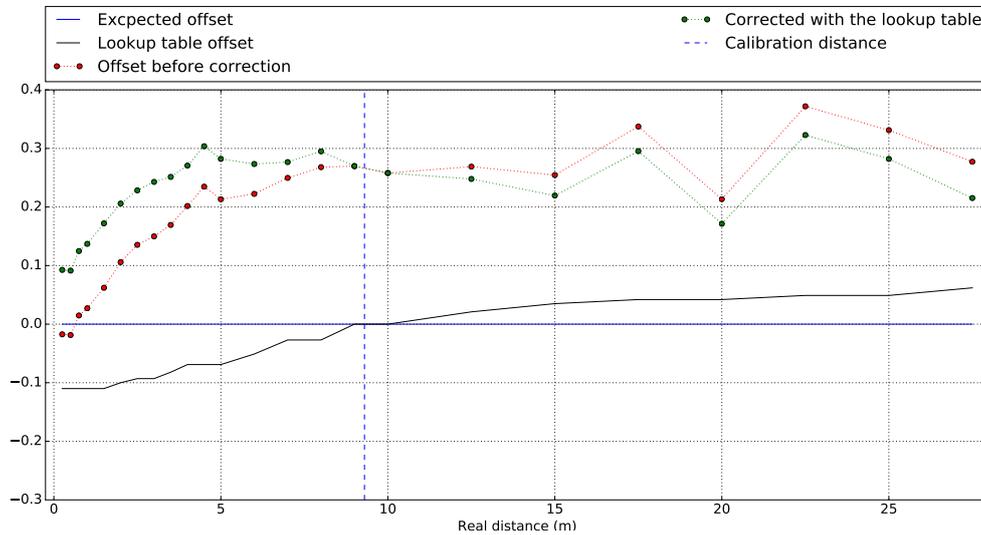


FIGURE 3.5.6 – Décalage entre la moyenne et la valeur de distance attendue entre les nœuds 7 et 9.

On observe maintenant la différence entre la valeur moyenne et la valeur attendue en partant du principe que la calibration aurait été effectuée correctement (on retire 26,27 cm aux mesures « brutes »). La Figure 3.5.7 illustre cette correction. L'erreur moyenne après la correction basée sur les valeurs fournies par DecaWave est maintenant comprise entre 7 et -18 cm, ce qui est une belle amélioration. Cependant l'erreur attendue doit, d'après DecaWave, être inférieure à 10 cm.

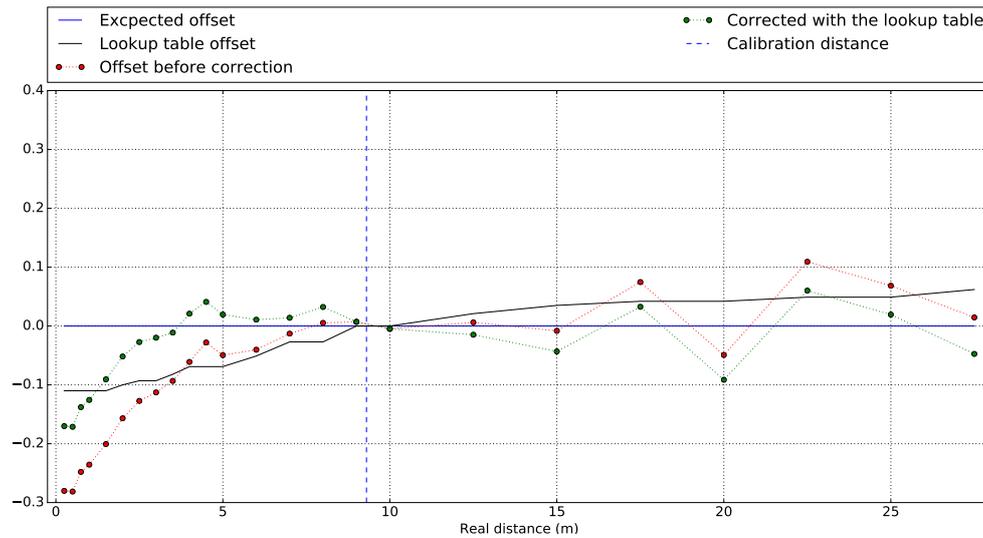


FIGURE 3.5.7 – Décalage entre la moyenne et la valeur de distance attendue entre les nœuds 7 et 9 après correction de la calibration.

On s'intéresse donc à la puissance reçue, car la correction liée à la distance est en fait basée sur la puissance reçue. La Figure 3.5.8 illustre la puissance reçue en se basant pour la courbe bleue sur les valeurs théoriques attendues (basé sur la formule de Friis), la courbe rouge est donnée par l'indicateur de puissance reçue moyenne et la courbe verte par l'indicateur de puissance reçue pour le « First Path ». On constate qu'à forte puissance l'indicateur ne donne pas de valeurs cohérentes, les valeurs n'augmentent pas de façon quadratique. Cependant à faible puissance (longue distance) les valeurs semblent être cohérente et ne sont pas forcément proche des valeurs attendues.

La Figure 3.5.9 illustre l'écart entre les valeurs mesurées moyennes et la valeur attendue ainsi que la puissance reçue mesurée. On remarque une corrélation entre la puissance reçue et la valeur moyenne mesurée. En effet à 17,5 et à 20 m la courbe d'offset de distance moyenne suit parfaitement le comportement de la courbe de puissance reçue.

Afin d'essayer d'améliorer les valeurs de ranging, on va effectuer premièrement une correction basée sur la puissance reçue théorique (qui donne la courbe calculée en Figure 3.5.7) mais aussi une courbe basée sur la puissance reçue moyenne mesurée. Pour cela, on regarde la puissance reçue à -77 dBm. Cette distance est la puissance où la lookup table de DecaWave s'annule. La puissance reçue moyenne est égale à -77 dBm à une distance de 8 mètres. La distance séparant la valeur attendue et la valeur moyenne mesurée à 8 mètres est de 27 centimètres.

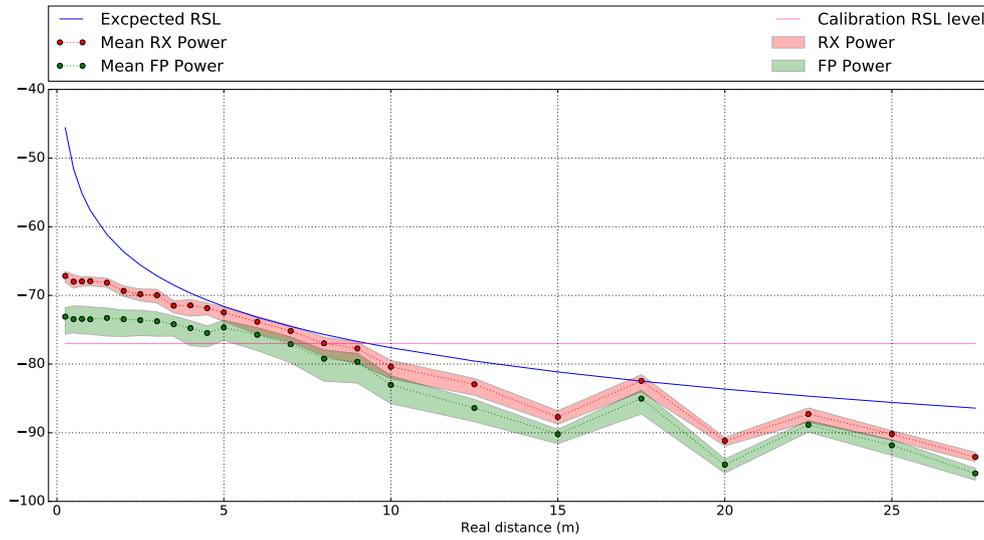


FIGURE 3.5.8 – Puissance reçue mesurée et attendue entre les nœuds 7 et 9.

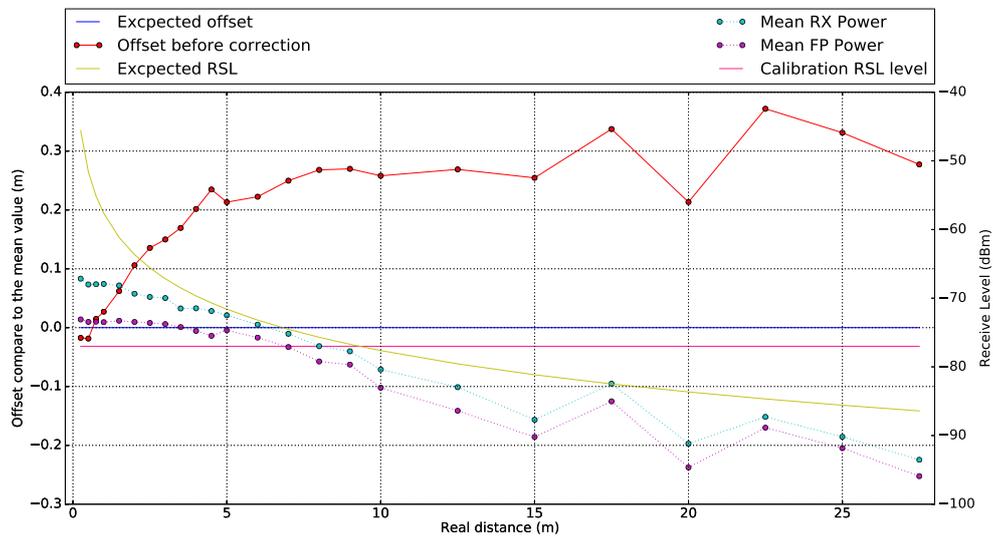


FIGURE 3.5.9 – Illustration de l'erreur de mesure en fonction de la distance et de la puissance reçue entre les nœuds 7 et 9.

La Figure 3.5.10 illustre la correction basée sur la distance moyenne (en vert) et la correction basée sur la puissance reçue (en bleu). Le Tableau 3.5.1 fournit des indications sur la qualité de la correction. L'erreur moyenne sur les valeurs mesurées est de 5,27 cm dans le cas de la correction basée sur la distance et de 6,46 cm dans le cas de la correction basée sur la puissance reçue moyenne. Les valeurs après correction sont assez proches. Les erreurs sans corrections sont beaucoup plus grandes qu'avec correction, la correction de la mauvaise calibration permet de réduire l'erreur de moitié en passant de 19,46 cm à 9,48 cm en moyenne. La correction du biais basé sur les tableaux de DecaWave permet encore de réduire cette erreur de moitié en moyenne en passant de 9,48 à 5,25 cm. Il n'est pas possible de départager quelle correction offre les meilleurs résultats à ce stade.

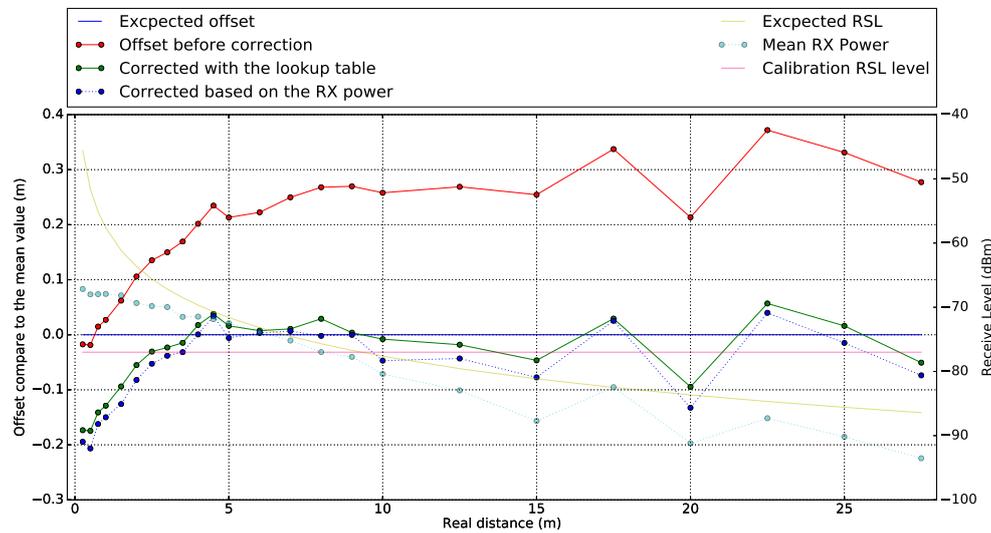


FIGURE 3.5.10 – Illustration de l'erreur de mesure en fonction de la distance et de la puissance reçue entre les nœuds 7 et 9 ainsi que de la correction de l'erreur de mesure.

On s'intéresse maintenant aux mêmes mesures, mais effectuées entre 6 et A afin de valider ou non la correction basée sur la puissance reçue.

Comme pour 7 et 9, les valeurs de délais d'antenne ne sont pas correctes. On part du Tableau 3.4.2 qui contient les valeurs de calibration obtenue lors de la première phase (valeurs obtenues dans la salle de sport). Pour 6 et A, on avait respectivement un TR^{delay} de 32 955 et 32 906, soit une moyenne de $\frac{32\,955+32\,906}{2} = 32\,930,5$. Après la seconde passe de calibration, l'on obtient un TR^{delay} de 32 922 et 32 934 (voir Tableau 3.4.2) soit une moyenne de $\frac{32\,922+32\,934}{2} = 32\,928$. La différence entre ces deux valeurs est de $32\,930,5 - 32\,928 = 2,5$, cette valeur est exprimée en temps DecaWave (15,65 ps) et donne précisément 1,17 centimètres (donné par $2,5 * 15,65 * 10^{-12} * c$).

Type de correction	Erreur négative maximale (cm)	Erreur moyenne (cm)	Erreur positive maximale (cm)	Écart maximum (cm)
Aucune	-18,57	19,46	37,18	55,75
Délais d'antenne (Valeur à 9,3 mètres)	-28,13	9,48	10,92	39,05
Basé sur la distance	-17,13	5,27	6,02	23,15
Basé sur la puissance reçue	-20,66	6,46	3,99	24,65

TABLE 3.5.1 – Erreur de mesure après correction en fonction de la distance et de la puissance reçue entre les nœuds 7 et 9.

La Figure 3.5.11 illustre le décalage entre la distance moyenne mesurée et la distance réelle. Comme on pouvait s'y attendre, la valeur moyenne à 9,3 m ne passe pas par 0, mais contrairement à ce qui était attendu la différence n'est pas de 1,17 cm. Pour comprendre l'origine de ce décalage différent, on peut se référer au Tableau 3.4.6 qui donne les décalages de moyennes obtenues après la seconde calibration. Pour les nœuds 6 et A, cet écart était de -7 cm. Dans la pratique on observe un décalage de 10,6 cm à la distance de 9,3 m.

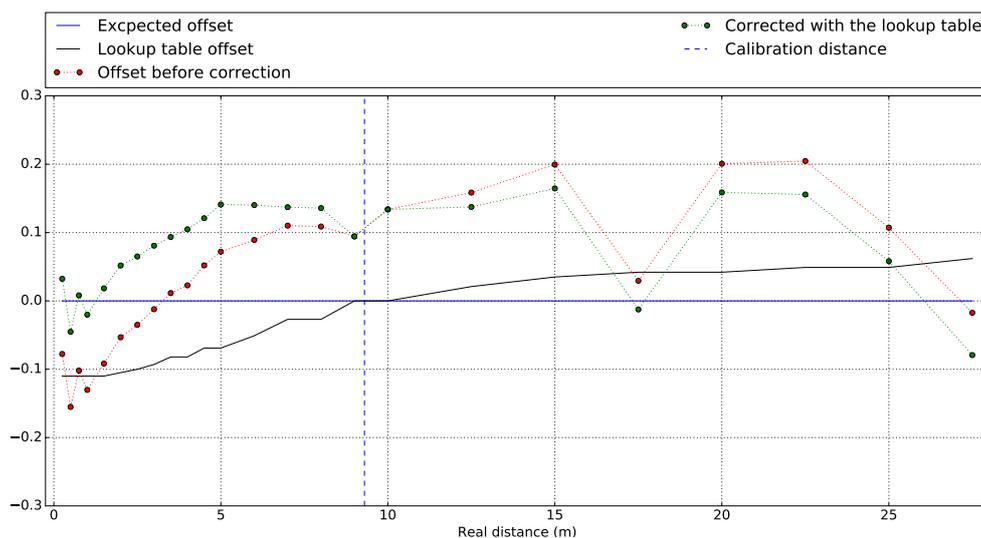


FIGURE 3.5.11 – Décalage entre la moyenne et la valeur de distance attendue entre les nœuds 6 et A.

En suivant le même raisonnement que pour les nœuds 7 et 9, on a corrigé le biais lié à la mauvaise calibration et le celui lié à la distance et à la puissance reçue. Le résultat obtenu est illustré en Figure 3.5.12. La puissance reçue est à -77 dBm à une distance de 6,3 m, on a donc décalé les valeurs pour cette correction de 10,2 cm de sorte que l'on tienne compte de la calibration basée non pas sur la puissance théorique, mais sur la puissance reçue mesurée.

Le Tableau 3.5.2 donne un résumé des valeurs obtenues après correction. On remarque, une fois encore, que la correction basée sur la distance donne légèrement de meilleurs résultats. Cette correction à l'avantage de pouvoir être effectuée sur le système embarqué. En effet, elle se limite à prendre une valeur dans des tableaux. La correction basée sur la puissance reçue doit faire intervenir des logarithmes sur plusieurs paramètres (on ne peut donc pas faire de lookup table) et la fonction logarithme n'est pas présente sur les systèmes embarqués. Enfin, on remarque que la correction basée sur la distance permet de réduire l'écart entre la plus grande et la plus petite valeur mesurée de 11,5 cm ainsi que de réduire de moitié l'erreur moyenne.

Si l'on compare le Tableau 3.5.2 donnant le résumé des valeurs obtenues après correction pour les nœuds 6 et A avec le Tableau 3.5.1 qui donne ces mêmes valeurs, mais pour les nœuds 7 et 9, on constate qu'après correction de la mauvaise calibration, les valeurs d'erreurs minimales et maximales sont fort proches. Les valeurs après correction basée sur la distance ou la puissance reçue sont elles aussi fort proches.

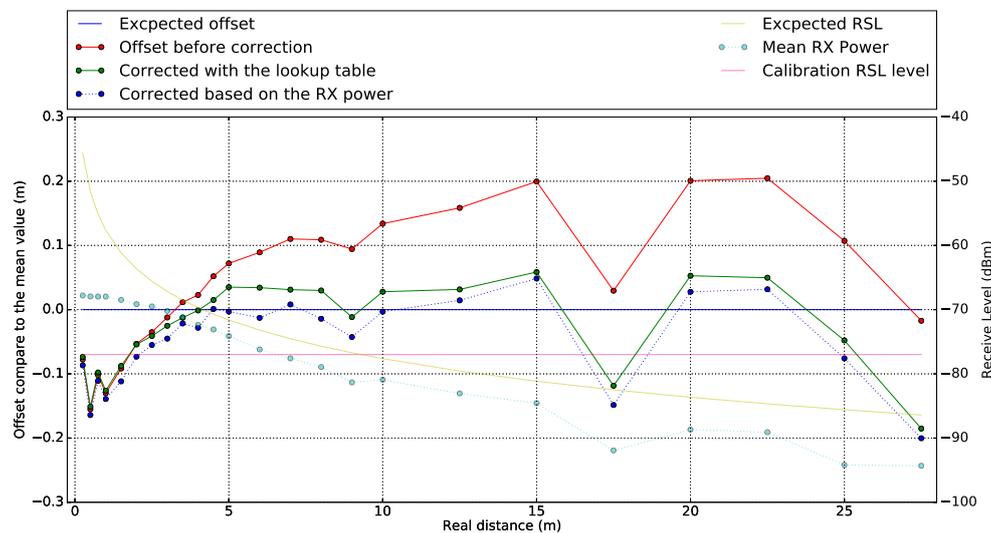


FIGURE 3.5.12 – Illustration de l'erreur de mesure en fonction de la distance et de la puissance reçue entre les nœuds 6 et A ainsi que de la correction de l'erreur de mesure.

Type de correction	Erreur négative maximale (cm)	Erreur moyenne (cm)	Erreur positive maximale (cm)	Écart maximum (cm)
Aucune	-15,52	9,45	20,47	35,99
Délais d'antenne (Valeur à 9,3 mètres)	-26,12	9,89	9,88	36
Basé sur la distance	-18,53	5,83	5,86	24,39
Basé sur la puissance reçue	-20,03	6.11	4.86	24,89

TABLE 3.5.2 – Erreur de mesure après correction en fonction de la distance et de la puissance reçue entre les nœuds 6 et A.

3.5.2.2 À grande distance

Cette section va se concentrer sur l'étude du comportement des mesures de distance pour des distances plus élevées de 17,5 à 40 m. On configure nos transceivers avec un débit de 110 kb/s et un préambule de 2048 symboles et on utilise le canal 1. Cette configuration garantit la plus grande portée sans utiliser de canal de 900 MHz de largeur de bande fréquence (le canal 4) qui consomme deux fois plus d'énergie à l'émission et qui lui aussi est bas en fréquence comme le canal 1.

La répartition des mesures autour de la moyenne est illustrée par la Figure 3.5.13. Le comportement est le même que pour les cas précédents.

La Figure 3.5.14 illustre la différence entre la valeur moyenne et la valeur attendue. Le premier constat est que les valeurs ne sont pas centrées sur la valeur de biais. Comme pour le cas précédent, on corrige la mauvaise calibration d'antenne (en réutilisant les valeurs utilisées entre les nœuds 6 et A pour une configuration de 6,8 Mb/s).

La Figure 3.5.15 illustre les valeurs obtenues après corrections de la mauvaise calibration des délais d'antenne et la prise en compte de la correction basée sur la puissance reçue et la distance. On remarque une corrélation entre la puissance reçue et l'erreur dans les distances mesurées.

Le Tableau 3.5.3 résume les valeurs d'erreur moyenne obtenues avant et après calibration. Le premier constat est que la correction de biais liée à la puissance ou à la distance permet de réduire l'erreur moyenne au minimum. Cependant ces deux corrections augmentent légèrement l'écart entre la plus grande et la plus petite erreur moyenne.

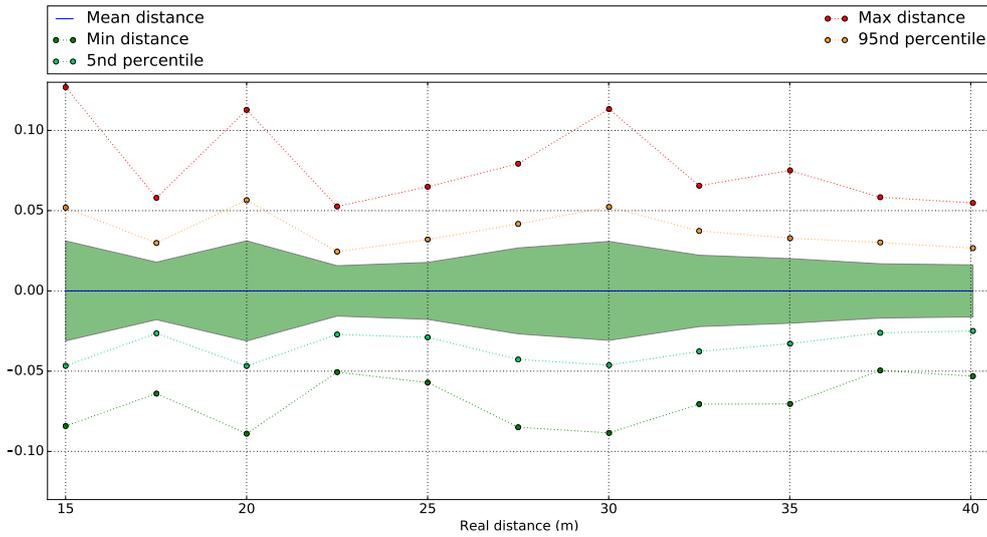


FIGURE 3.5.13 – Valeurs mesurées entre les nœuds 6 et A.

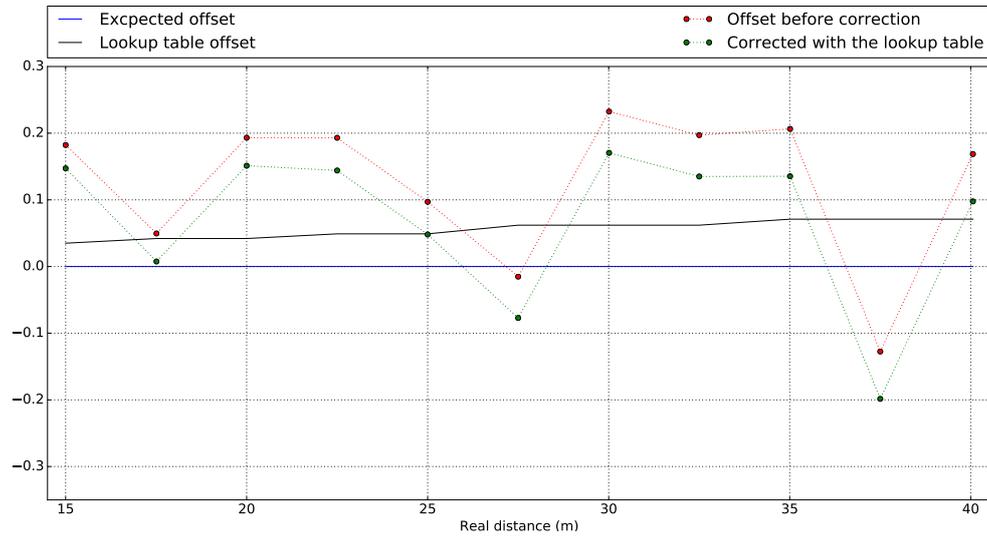


FIGURE 3.5.14 – Décalage entre la moyenne et la valeur de distance attendue entre les nœuds 6 et A.

Dans le cas des mesures en utilisant une configuration à 110 kb/s, une discussion doit être faite concernant l'indicateur de puissance reçu. La figure 3.5.16 illustre la puissance reçue à diverses distances entre 6 et A. On constate que l'indicateur donne des valeurs de puissance très faible dans certains cas alors qu'en pratique aucun corps/objets ne s'est placé entre les émetteurs/récepteur durant les mesures. Ces cas semblent être peu fréquents, car la moyenne n'en est pas influencée.

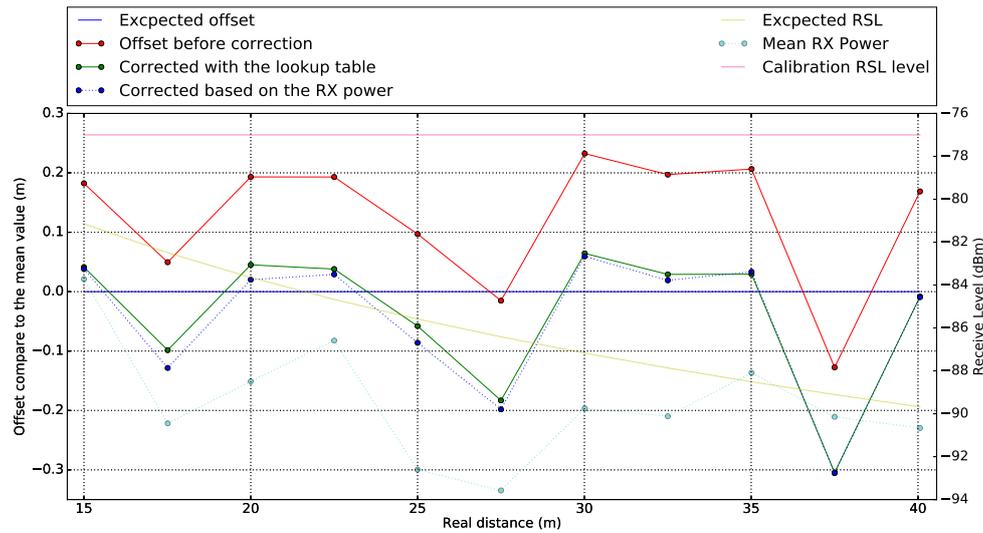


FIGURE 3.5.15 – Illustration de l’erreur de mesure en fonction de la distance et de la puissance reçue entre les nœuds 6 et A ainsi que de la correction de l’erreur de mesure.

Type de correction	Erreur négative maximales (cm)	Erreur moyenne (cm)	Erreur positive maximale (cm)	Écart maximum (cm)
Aucune	-12,74	15,75	23,24	35,98
Délais d’antenne (Valeur à 9,3 mètres)	-23,35	9,56	12,64	35,99
Basé sur la distance	-30,45	8,18	6,44	40,89
Basé sur la puissance reçue	-30,55	8,43	5,94	36,49

TABLE 3.5.3 – Erreur de mesure après correction en fonction de la distance et de la puissance reçue entre les nœuds 6 et A à grande distance.

On a remarqué comme l’illustre la Figure 3.5.17 que le clock offset mesuré à longue distance n’était plus basé sur des valeurs correctes. En effet celui-ci est d’environ 20 dans le cas de ces deux nœuds, mais dans certains cas ces valeurs tombent à moins de 200 ou plus de 200. Ces cas sont rares à en juger par la moyenne qui n’en est pas influencée cependant cela causerait de grandes erreurs de mesure en utilisant le protocole Single Sided TWR qui repose sur cet indicateur.

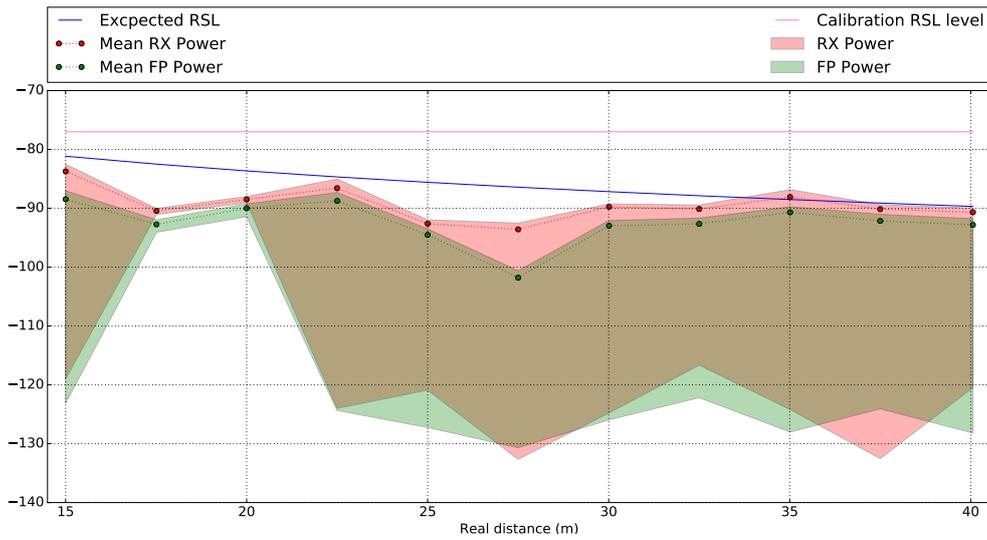


FIGURE 3.5.16 – Illustration de la puissance reçue sur de longue distance entre les noeuds 6 et A.

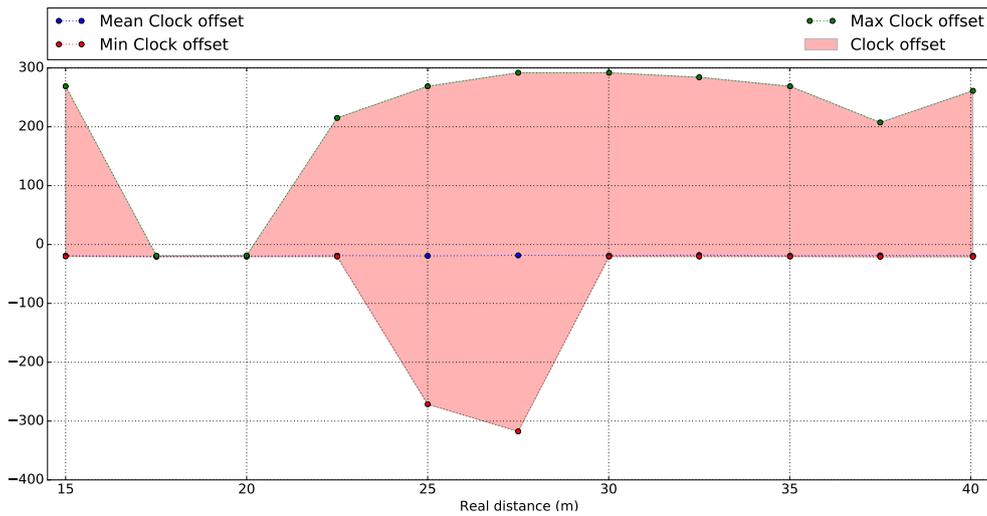


FIGURE 3.5.17 – Illustration du clock offset sur de longue distance entre les noeuds 6 et A.

3.5.3 Conclusion

Cette section permet de donner des conclusions sur les observations que l'on a faites sur l'influence de la distance sur les mesures de distances.

La première est que la distance n'influence pas la répartition des mesures de distance autour de leur moyenne. Le comportement est le même pour toutes les distances, on observe chaque fois que plus de 90% des mesures sont réparties à moins de 5 cm autour de la moyenne. Mieux, en général plus de 50% des mesures sont réparties à moins de 3 cm autour de la moyenne.

La Figure 3.5.18 illustre l'erreur de mesure, mesurée entre 2 et 10 m, pour le système Pozyx et pour notre système. Pozyx est une compagnie commercialisant un système de localisation utilisant des transceivers DW1000. Pozyx a utilisé 7 000 mesures pour construire l'histogramme. On est reparti des mesures effectuées en milieu non propice aux réverbérations entre les nœuds 7 et 9 entre 2 et 10 m pour construire notre histogramme. Si l'on se réfère à la Figure 3.5.10, on a utilisé les mesures corrigées avec les biais liés à la puissance reçue théorique (courbe verte). Cela représente 12 000 mesures. D'après les histogrammes notre méthode de mesure offre de meilleur résultat.

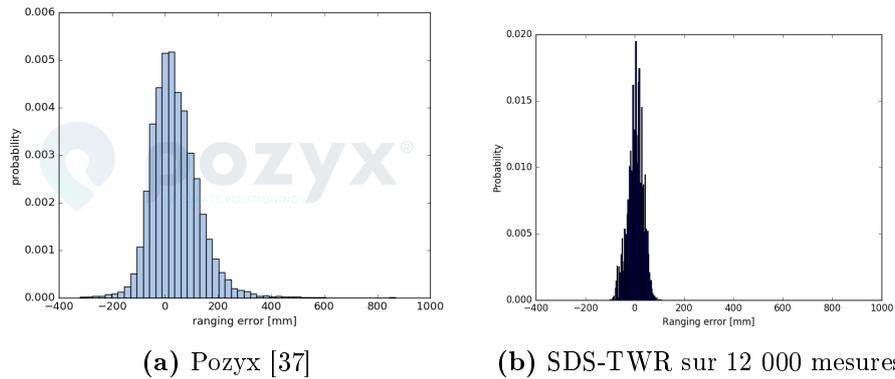


FIGURE 3.5.18 – Histogramme de la probabilité d'erreur de mesures de distance autour de la moyenne en millimètre entre 2 et 10 mètres.

La seconde observation est que la moyenne va être influencée par la puissance reçue. La correction de cette influence, en utilisant des tables que fournit DecaWave, permet de réduire l'erreur moyenne. Il est possible de la maintenir en moyenne à moins de 6 cm en dessous de 27,5 m et à moins de 10 cm au-delà. Dans le pire des cas, on a observé une erreur allant jusque 19 cm à courte distance et jusque 30 cm au-delà de 27,5 mètres.

Chapitre 4

Localisation

Ce chapitre décrit la mise en œuvre de la localisation de mobiles en utilisant la mesure du temps de propagation. Cette localisation se base sur les temps de propagation mesurés en utilisant les protocoles des Two-Way Ranging implémentés dans le cadre du mémoire. Ce chapitre décrit en Section 4.1 comment la localisation est effectuées, puis en Section 4.2 on discute de la validation de l'implémentation.

4.1 Mise en œuvre

Cette section décrit la mise en œuvre de la localisation en se basant sur les temps de propagation que fournissent les transceivers une fois ceux-ci calibrés.

4.1.1 Calcul de la position

Le calcul de la position d'un mobile se base sur la distance le séparant d'ancres, des nœuds dont on connaît la position à priori et dont celle-ci est fixe. La position d'un mobile se détermine en calculant l'intersection de cercles en 2D ou de sphères en 3D.

La Figure 4.1.1 illustre le cas du calcul d'intersection en 2D. Le point M représente le mobile. Le cercle bleu représente le cercle décrit par la distance séparant l'ancre A_1 du mobile. Le cercle orange représente le cercle décrit par la distance séparant l'ancre A_2 du mobile. Enfin, le cercle vert représente le cercle décrit par la distance séparant l'ancre A_3 du mobile. L'intersection des trois cercles donne la position du mobile.

Le calcul de position requiert au moins 3 ancres en 2D et 4 ancres en 3D pour ne pas avoir de problème d'indécision. En effet, comme l'illustre la Figure 4.1.1 en 2D, le fait de n'avoir que 2 ancres pose un problème d'indécision. Si l'on se limite uniquement aux noeuds A_1 et A_2 , les deux cercles décrits par la distance les séparant du mobile auront deux points d'intersection M et M' . Sans connaissance du milieu ou une troisième ancres, il n'est pas possible de connaître assurément la position du mobile. Si l'on souhaite se limiter à deux ancres A_1 et A_2 sur la Figure 4.1.1 on peut ajouter comme condition que le mobile ait une ordonnée positive ($y > 0$) ce qui lèvera l'indécision.

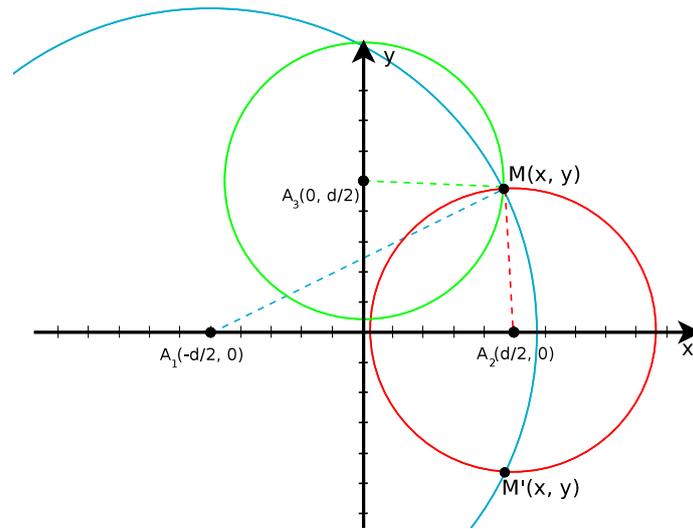


FIGURE 4.1.1 – Localisation d'un mobile se basant sur la distance le séparant d'ancres.

Le positionnement des ancres est important pour la localisation en 3D. La Figure 4.1.2 illustre l'intersection de 3 sphères issues des distances séparant 3 ancres (A, B et C) d'un mobile D. Ces 3 sphères ont deux points d'intersection : D la position du mobile et E qui est à égale à la symétrie de D par le plan ABC.

Dans la pratique, on doit veiller à utiliser 4 ancres pour éviter cette indécision. Ces 4 ancres doivent-êtré non co-planaires, c'est à dire que la 4e ancre ne doit pas se trouver sur le même plan que les 3 autres. En effet, si elles se trouvent sur le même plan, par exemple, en plaçant toutes les ancres à la même hauteur, on aurait une indécision. Dans l'exemple, on aurait deux hauteurs possibles pour le mobile.

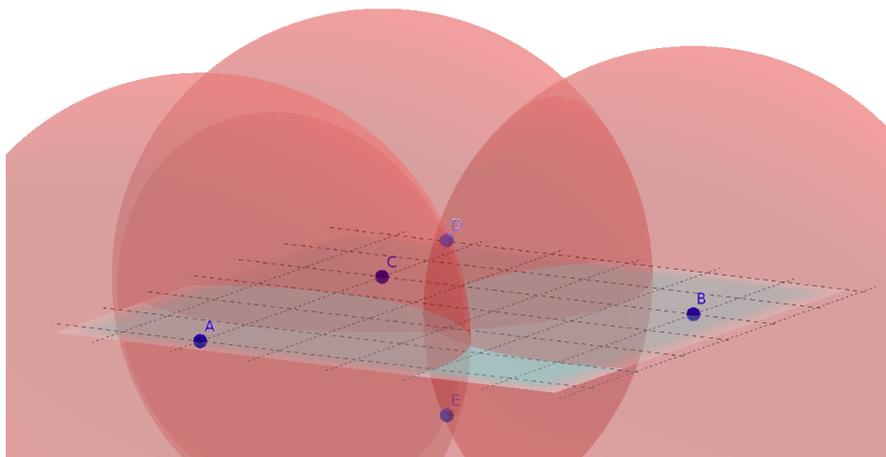


FIGURE 4.1.2 – Intersection de 3 sphères.

Dans notre cas d'utilisation, les distances données par les protocoles de TWR possèdent un certain niveau de bruit. Le calcul de position en présence de bruit n'est plus trivial comme l'illustre la Figure 4.1.3 où la position réelle ne se trouve plus à un point d'intersection précis.

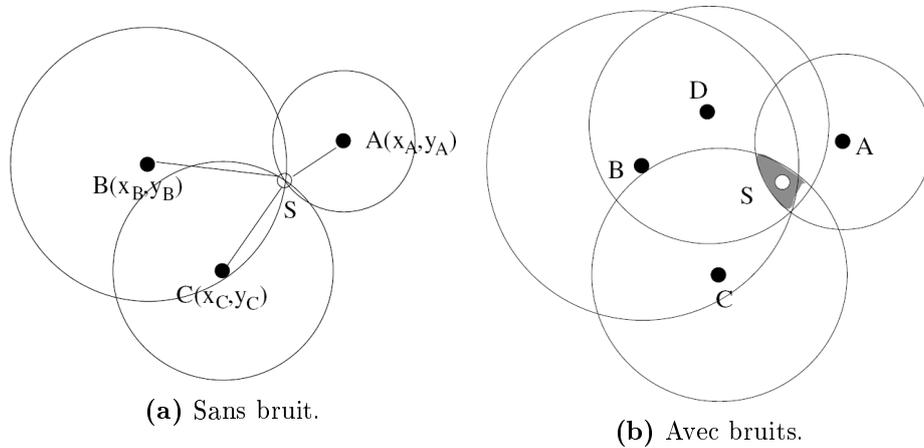


FIGURE 4.1.3 – Localisation en 2D en présence de bruit [38].

On utilisera par conséquent un solveur pour calculer la position du mobile à partir de la position des ancres et des distances mesurées entre elles et le mobile. Le solveur se base sur une méthode de minimisation des erreurs aux carrées [39]. Il existe de nombreuses méthodes de calcul donnant la position d'un mobile en partant de mesure de distance bruitée. Celles-ci sont détaillées et comparées dans plusieurs articles décrivant des méthodes de calcul de position pour le positionnement basé sur le « Time of Arrival » [38] [40]. On peut se baser sur des algorithmes de positionnement basé sur le « Time of Arrival ». En effet, on calcule le temps de propagation pour effectuer le positionnement exactement comme dans la méthode TOA. Les algorithmes présentés dans [38] ont la particularité d'être linéaires :

- La méthode des moindres carrés ou Linear Least Squares se base sur la minimisation des erreurs aux carrés pour réduire l'erreur dans le calcul de position.
- La méthode du « Subspace Approach » [38] qui consiste à prendre des sous-espaces en se basant sur les valeurs et vecteurs propres de l'ensemble de données.
- La méthode « Weighted Linear Least Squares » se base sur la méthode des moindres carrés et ajoute des poids à la matrice de contrainte. Cette méthode entraîne une légère augmentation du temps de calcul, mais la position calculée est améliorée.
- La méthode « Two-step WLS » se base sur la méthode « Weighted Linear Least Squares » et effectue une partie de calculs supplémentaires permettant d'améliorer la position calculée.

D'autres algorithmes comme ceux présentés dans [40] se basent sur la méthode des moindres carrés [41] [42]. Certains algorithmes se basent sur des hyperboles en transformant le problème de localisation TOA en problème TDOA [40] [42]. Certaines recherches ont été portées sur la conception d'algorithmes plus légers en temps de calcul, mais offrant un calcul de position moins précis afin d'être utilisé directement sur les systèmes embarqués [43] en effectuant la localisation avec l'UWB.

Comme on vient de le voir, il existe énormément de possibilités pour calculer la position de mobile. Les méthodes les moins coûteuses en ressource semblent être celles basées sur la méthode des moindres carrés.

4.1.2 Implémentation

Cette section détaille l'implémentation d'un système permettant d'interagir avec les systèmes embarqués et d'effectuer la localisation. La Figure 4.1.4 illustre le fonctionnement de l'architecture de ce système qui repose sur un programme fonctionnant sur un ordinateur qui envoie des ordres à un système embarqué de sorte à faire la localisation. Ce système embarqué, comme tous les autres, comporte un Firmware (qui est identique pour tous) permettant d'interpréter les messages reçus en série et de les transmettre en UWB vers d'autres nœuds si nécessaire.

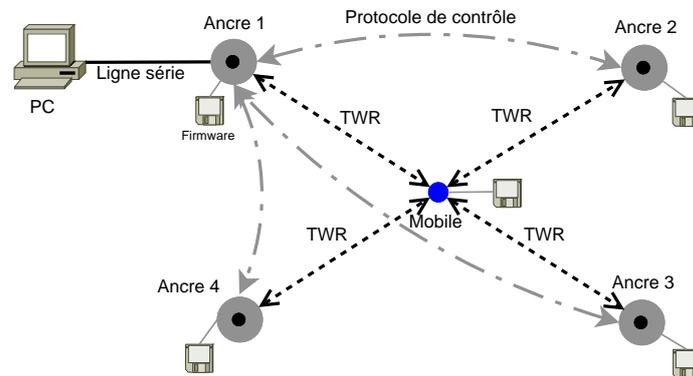


FIGURE 4.1.4 – Illustration de l'architecture du système pour une localisation d'un mobile.

Un programme graphique est utilisé pour visualiser la position d'un mobile. Ce programme est mis en œuvre en utilisant le langage Python et diverses bibliothèques.

- « Python 2.7 » - Python est actuellement disponible en deux versions, la version 2 ou la version 3. Afin d'avoir le plus grand nombre de bibliothèques disponibles, on a opté pour la version 2.

- « Localization » - La librairie « Localization » [39] permet le calcul de la position d'un mobile en 3D en se basant sur la position d'ancres et de la distance les séparant du mobile. Celle-ci triangule la position du mobile en utilisant une minimisation des erreurs au carré. Elle supporte donc des distances en entrée comportant du bruit.
- « Tkinter » - Une interface graphique a été développée en utilisant la librairie Tkinter [44]. Celle-ci est multi plateforme et permet l'utilisation de Canvas pour le dessin. Elle a été choisie car elle permet une mise en œuvre rapide (en temps de développement) d'une interface graphique.
- « pySerial » - Une librairie disponible pour Python permettant d'interagir avec la ligne série de l'ordinateur. PySerial [45] permet, dans notre cas, d'interagir avec les systèmes embarqués et donc de récupérer les valeurs de temps de propagation mesurés par ceux-ci en utilisant les DWM1000.

En outre, le programme comprend une partie « utility » contenant des fichiers python permettant d'interagir avec les transceivers.

- `mesure.py` - Permet de commander un nombre de mesures de temps de propagation entre deux transceivers. Le programme stocke pour chaque mesure : la mesure du temps de propagation, la puissance reçue et le clock offset. À partir des mesures du temps de propagation, le programme donne en sortie la valeur moyenne, l'écart-type, la valeur minimale, maximale. Le programme affiche aussi les histogrammes des temps de propagation.
- `calibration.py` - Permet de calculer les valeurs pour la calibration des délais d'antenne en se basant sur les mesures de distances données par `mesure.py`.

Cette application en Python repose sur l'implémentation d'un programme envoyé sur les systèmes embarqués (Firmware) conçus pour interagir avec la ligne série. Les fonctionnalités de celui-ci sont les suivantes :

1. Être capable de répondre à des ordres venant de la ligne série ou de messages reçus par les DW1000 afin d'être utilisable en étant connecté à l'ordinateur ou en étant totalement autonome.
2. Être capable d'être utilisé par une ancre ou par un mobile afin de pouvoir changer les rôles des systèmes embarqués sans les reprogrammer.
3. Pour les ordres en ligne série, être capable d'envoyer des ordres à d'autres nœuds si les ordres venant de la ligne série ne sont pas adressés au nœud connecté.

4. Effectuer un calcul de temps de propagation suivant le protocole « Single-Sided Two-Way Ranging » ou « Double-Sided Two-Way Ranging ». Ainsi que de pouvoir retourner des informations supplémentaires telles que le clock offset ou utile pour le calcul de la puissance reçue.
5. Récupérer ou configurer les valeurs de délais d'antenne.
6. Récupérer ou configurer la puissance d'émission de l'antenne d'un nœud.
7. Afficher l'état des transceivers : le nombre d'erreurs, la valeur des registres afin de pouvoir les diagnostiquer en cas de problèmes.
8. Réinitialiser la réception.

La Figure 4.1.5 illustre les échanges de messages nécessaires pour un calcul de temps de propagation entre deux nœuds en utilisant le protocole Double-Sided TWR et en ayant un nœud maître connecté à l'ordinateur.

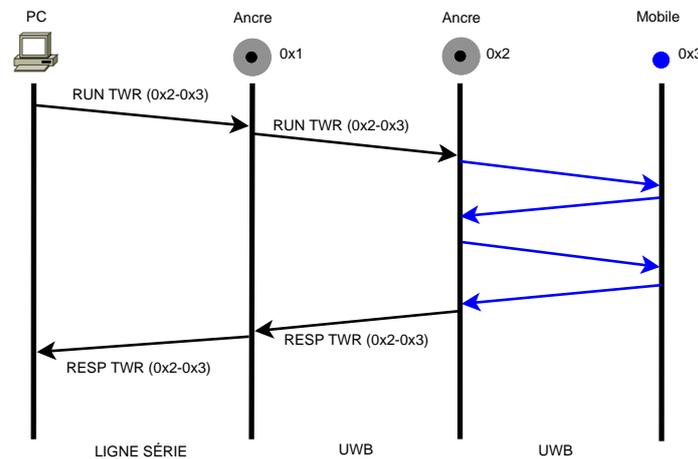


FIGURE 4.1.5 – Illustration des échanges de messages pour calculer le temps de propagation entre 0x2 et 0x3 à partir du nœud 0x1 connecté à l'ordinateur.

Détail de l'application graphique L'application graphique est illustrée en Figure 4.1.6. L'application est composée de deux parties ; à gauche les mesures effectuées pour chaque mobile et à droite un canevas illustrant les ancres et les mobiles. Dans la partie de droite, on affiche un cercle par ancre et mobile afin de permettre de visualiser où devrait se trouver le mobile. Plusieurs mobiles (dénommés « tags ») peuvent être suivis. Ceux-ci sont visualisés avec des couleurs différentes. Par exemple, sur la Figure 4.1.6 le mobile 7 est représenté par un rond de couleur verte, le mobile 8 par un rond de couleur bleue. Enfin, en plus des ancres on peut afficher des repères visuels (dénommés « Référence »), sur la capture d'écran, ils sont illustrés par des carrés. Un carré de couleur rouge pour la référence 1 et un carré de couleur mauve pour la référence 2.

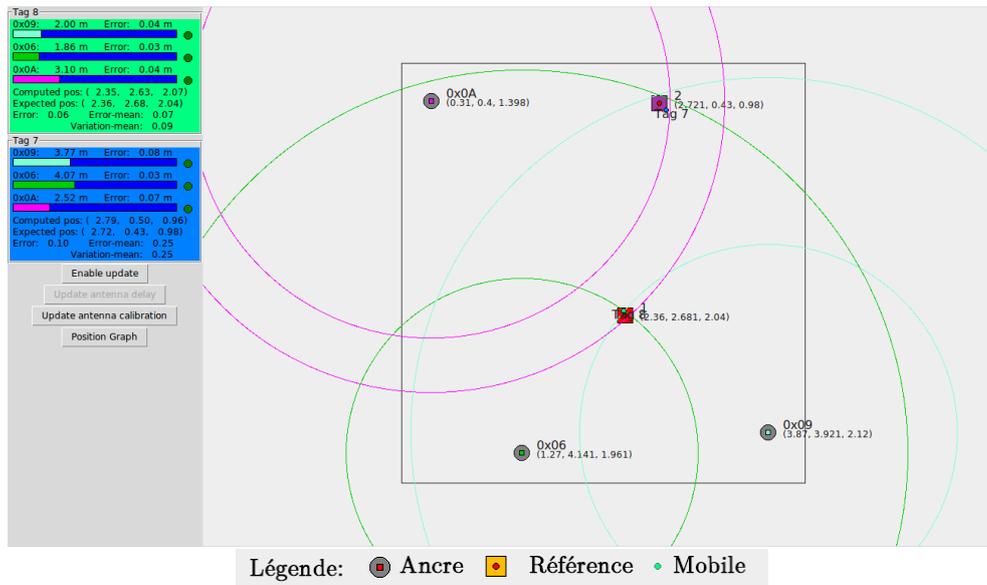


FIGURE 4.1.6 – Capture d'écran de l'application graphique.

La Figure 4.1.7 illustre le détail des informations fournies par l'application graphique. On peut y voir des jauges représentant pour chaque ancre la distance mesurée par rapport à une distance maximale (la distance la plus grande séparant les ancres). Les petits cercles verts indiquent si les ancres répondent aux messages qui leur sont adressés. Leur couleur passe au rouge quand une ancre ne répond plus. Enfin, si l'on lie un mobile à une référence, l'erreur de mesure en mètres entre cette référence et le mobile est affichée. Elle se base sur la différence entre la distance attendue et la distance mesurée.

Les 2 lignes « Computed pos » et « Expected pos » permettent de connaître la position calculée et celle attendue. Enfin, « Error » permet de connaître l'erreur en distance euclidienne qui sépare la position calculée du mobile de celle attendue, « Error-mean » affiche l'erreur moyenne calculée sur les 15 derniers relevés soit $\frac{1}{15} \sum_{i=0}^{14} |d_i - \Delta_i|$ avec d_i la distance réel (donné par la référence) et Δ_i la distance mesurée. « Variation mean » permet de connaître la variation en distance euclidienne des positions mesurées par rapport à la dernière position calculée soit $\frac{1}{15} \sum_{i=0}^1 4 |\Delta_0 - \Delta_i|$.

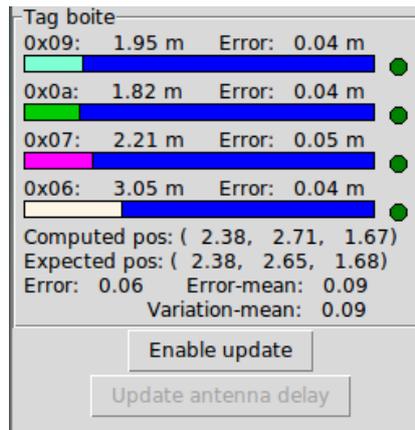


FIGURE 4.1.7 – Capture d’écran des informations fournies par l’application graphique.

4.1.3 Calibration automatique

Cette section décrit un processus qui permet de calibrer automatiquement les délais d’antenne dans le cas d’une utilisation de la mesure de temps de propagation uniquement à des fins de localisation.

La section 2.3.5 décrit la nécessité d’effectuer une calibration des délais d’antenne afin d’obtenir des mesures de temps de propagation cohérentes. La section 2.3.5.2 décrit quant à elle la procédure à suivre pour la calibration. Cette procédure est coûteuse en temps et n’est pas la plus adaptée dans le cas de la mesure du temps de propagation pour la localisation. En effet, cette procédure permet de calibrer les délais d’antenne pour un lot de transceivers afin que les mesures de temps de propagation entre ceux-ci (deux à deux) soient les plus proches de la réalité.

Dans le cas d’une localisation, seuls les temps de propagation entre les ancrés et les nœuds doivent être cohérents. Dans ce cas, les délais d’antenne ne doivent pas être contraints par les temps de propagation mesurés entre mobiles ou entre ancrés. Enfin, des transceivers non calibrés fournissent un temps de propagation cohérent si l’on connaît le décalage induit par les délais d’antenne et qu’on le corrige avant de corriger le biais lié à la distance (puissance reçue).

La Figure 4.1.8 résume toutes ces observations. Sur celle-ci on illustre l’influence du délai d’antenne, qui est un décalage fixe des distances mesurées et l’influence du biais liée à la puissance reçue qui lui varie suivant une courbe (que l’on sait calculer). En se basant sur la distance fournie par les transceivers et en corrigeant celle-ci avec un offset fixe qui équivaut aux décalages de délais d’antenne on peut retrouver la distance à utiliser avant de la corriger par l’offset lié à la puissance reçue. Tout ce processus peut-être effectué dans une application haut niveau après mesure des valeurs de distances « brutes ». L’application note de Deca-Wave [32] permet d’avoir connaissance des valeurs permettant le calcul du biais lié à la puissance reçue.

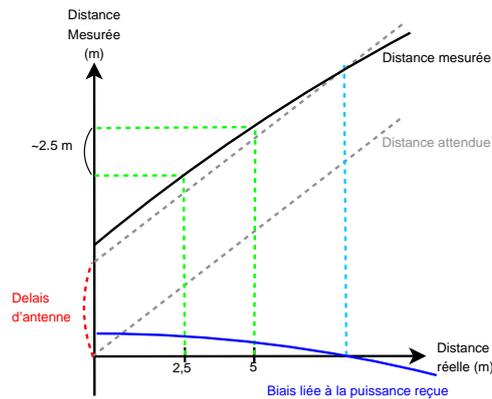


FIGURE 4.1.8 – Illustration de l'influence des délais d'antenne et du biais lié à la puissance reçue sur les distances mesurées

Procédure de calibration Pour la procédure de calibration, on place le mobile à une position connue. On connaît aussi la position des ancrs et on désactive pour tous les nœuds la correction du biais. Ensuite pour chaque ancre on suit la procédure suivante :

- On détermine la distance euclidienne d séparant le mobile de l'ancre en se basant sur leurs coordonnées connues à l'avance.
- À partir de cette distance d et de la configuration (canal), on détermine la puissance reçue $P(d)$ à l'aide de la formule de Friis fournie dans [32, p.11] et donné dans l'équation (2.6).
- À partir de cette puissance théorique reçue, on détermine le biais $B(P(d))$ en se basant sur les tables de correction [32, p.13] et [32, p.20] donnant le biais en fonction de la puissance reçue, le type de PRF et la largeur de bande (500 ou 900 MHz).
- La distance attendue que le protocole de mesure de temps de propagation doit fournir d_a est maintenant connue, il s'agit de $d + B(P(d))$.
- Après avoir pris la moyenne d_m de 1000 mesures, on peut calculer l'offset o induit par les délais d'antennes non corrigés qui équivaut à $d_m - d_a$.

La procédure est maintenant terminée. Pour chaque nouvelle mesure de distance d_n , il suffira d'appliquer l'offset sur la valeur mesurée avant d'appliquer la correction de biais. La distance finale d_f sera donc donnée par $d_f = d_n - o - B(P(d_n - o))$.

Gain de cette calibration Cette calibration va permettre, en plus de gagner du temps dans le processus de calibration, d’avoir une calibration « parfaite » pour chaque mesure de temps de propagation. La calibration générale, elle donnait une légère erreur (de l’ordre de 10 à 20 cm) due, premièrement, aux multiples contraintes entre transceivers comme on l’a vu dans la section 3.4, et deuxièmement, à la variation de puissance reçue due par exemple au fait que l’on place les nœuds proches de murs donc que la puissance reçue augmente.

4.2 Tests et validations

Les tests et validations de la localisation vont se dérouler en deux phases :

1. Une première phase où l’on va effectuer la localisation en intérieur dans un milieu propice aux réverbérations (section 4.2.1).
2. Une seconde phase où l’on va effectuer la localisation en intérieur dans un milieu non propice aux réverbérations (section 4.2.1).

L’intérêt de ces deux phases est de pouvoir comparer l’influence du bruit dans les distances estimées dans les résultats de la localisation. Il est attendu que la première phase donne de moins bons résultats. En effet, en présence de réverbération, la puissance reçue par les transceivers aura tendance à être plus élevée. Cette augmentation de puissance influencera le biais lié à la puissance reçue et par conséquent l’erreur de mesure.

Pour chaque phase, une calibration automatique des délais d’antenne sera effectuée en plaçant le mobile au centre de l’endroit. Ensuite, on placera le noeud à des endroits connus pour évaluer la qualité de la localisation. On comparera les positions calculées à celles attendues en effectuant 1000 localisations par position. L’utilisation de 1000 positions garantit une bonne représentativité des données (c’est le nombre recommandé par DecaWave pour calibrer les délais d’antenne). Pour chaque position, on placera le mobile à trois hauteurs différentes : 1, 1,5 et 2 mètres. Ces 3 hauteurs permettront d’avoir des tests de localisation couvrant les 3 axes de représentation. Enfin, on comptera le pourcentage de mesure ayant une erreur (distance euclidienne entre la position attendue et la position approximée) de moins de 10 cm, c’est à dire, respectant les critères de localisation annoncés par DecaWave [19, p.1].

4.2.1 Milieu propice aux réverbérations

Le milieu propice aux réverbérations, pour nos tests, est une pièce de 4,26 m sur 4,64 m. Le plafond y est mansardé et les ancras sont placées à environ 50 cm des murs. Deux ancras sont placées à environ deux mètres de hauteur, une ancre à 1.5 mètre et la dernière à 1 mètre. Cette configuration permet de garantir l’absence d’indécision dans les mesures de position (en absence de bruit).

La Figure 4.2.1 illustre la configuration utilisée pour cette phase de test. Les 4 ancres sont placées aux extrémités de la pièce. Le tracé noir illustre les murs. Dans cette phase, on effectue 15 séries de mesures, 5 références numérotées de 1 à 5 sont utilisées et sont illustrées par des carrés de couleurs sur la figure. Les positions précises des Ancres et des Références sont données dans le Tableau A.7.9 en Annexe.

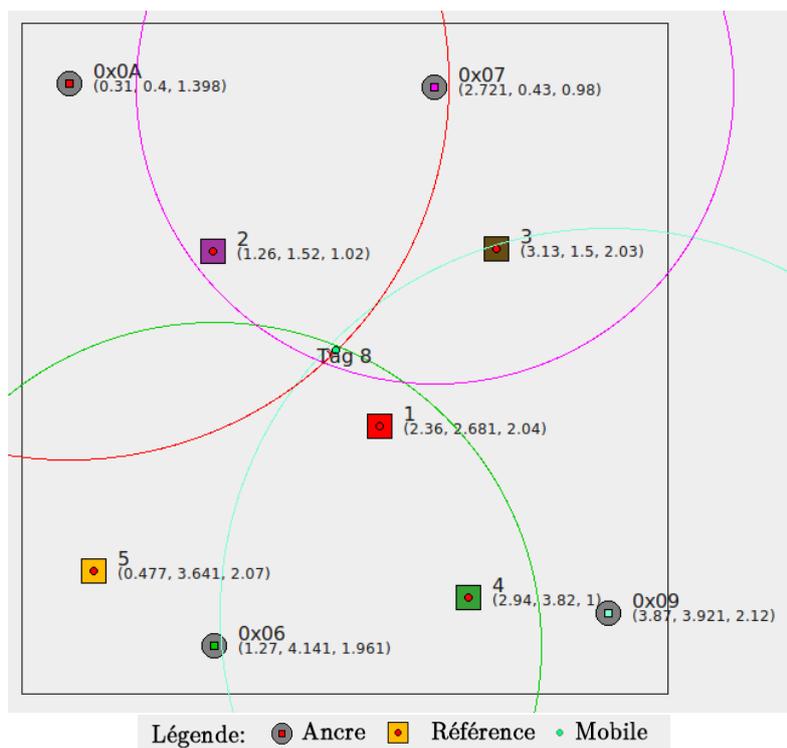


FIGURE 4.2.1 – Capture d'écran de l'application graphique dans un milieu propice aux réverbérations.

Le Tableau 4.2.1 résume les résultats obtenus en ayant calibré le mobile à la Référence 1 et à 1,5 m de hauteur. Pour nos 15 séries de mesures, l'erreur minimale moyenne est de 15,7 cm, l'erreur moyenne moyenne est de 27,6 cm et l'erreur maximale moyenne est de 77,13 cm. Dans tous les cas l'erreur maximale observée est de plus de 10 cm (de 20 cm à 220 cm) et dans 3 cas l'erreur moyenne est inférieure à 10 cm. Enfin, dans 11 cas sur 15 l'erreur moyenne est sous la barre des 30 centimètres et dans 3 cas l'erreur maximale l'est aussi.

Certains systèmes de localisation sur le marché [46] (utilisant les transceivers DecaWave) ont une précision de localisation annoncée de 30 cm. Cependant, DecaWave annonce que l'erreur de positionnement est inférieure à 10 cm [19, p.1] mais DecaWave ne précise pas le nombre d'ancres requises pour atteindre cette précision. Ici, on utilise 4 ancras. On pourrait réduire l'erreur de localisation en en utilisant plus.

Référence	Hauteur (m)	Erreur (cm)			Proportion sous 10 cm (%)
		Min	Moyenne	Max	
1	1	6,3	13,6	19,9	4,2
	1,5	2,8	8,9	45	72,5
	2	7,2	9,9	74	71,4
2	1	3,7	11,3	83	49
	1,5	4,8	14,6	30,6	11
	2	7,2	15,61	23,1	3
3	1	7,8	15,2	65,5	0
	1,5	1,6	10	38	62,3
	2	6,1	13	21,6	7,8
4	1	11,3	38,4	211	0
	1,5	14,3	113	121	0
	2	32,8	43,7	51,3	0
5	1	41,5	76,3	222	0
	1,5	4,5	15,2	85,5	21,9
	2	5,4	15,1	65,5	67,1
Moyenne	-	15,7	27,58	77,13	24,68

TABLE 4.2.1 – Résultat des localisations dans un milieu propice aux réverbérations.

On va s'intéresser à plusieurs cas, le cas donnant la plus faible erreur, le cas donnant la plus grande erreur et un cas donnant des résultats moyens.

4.2.1.1 Cas ayant la plus faible erreur

L'erreur maximale est la plus faible dans le cas du test en Référence 1 à 1 m. Il s'agit d'une position fort proche de la position de calibration (Référence 1 à 1,5 m). On va s'intéresser aux erreurs de mesure obtenues pour chaque ancre ainsi qu'à la répartition spatiale des localisations obtenues.

La Figure 4.2.2 (a) illustre la distance réelle séparant les ancrs du mobile que l'on souhaite localiser. La Figure 4.2.2 (b) illustre plusieurs informations permettant de déterminer l'erreur de mesure sur les distances mesurées. En vert, on retrouve une indication de l'erreur minimale observée entre la valeur attendue et la valeur mesurée sur 1000 mesures. En bleu, on retrouve l'erreur moyenne. En rose, on retrouve l'écart-type, cette indicatrice permet de visualiser la répartition des données. Plus il est petit, plus les données vont être réparties proche de la moyenne, plus il est grand, plus les valeurs minimales et maximales seront éloignées de la moyenne. Enfin en rouge on retrouve la valeur de distance maximale observée pour cette série de mesure. Cette valeur est comprise entre 9 et 12 cm maximum pour toutes les ancrs. L'ancre 0x07 offre les meilleurs résultats.

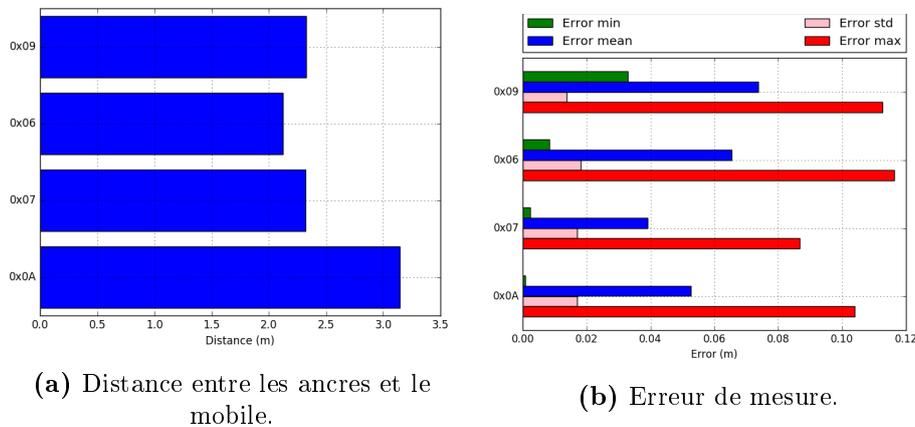


FIGURE 4.2.2 – Erreur de mesure sur les distances mesurées entre les ancrs et le mobile (Référence 1 à 1 m de hauteur).

La Figure 4.2.3 illustre une vue 3D des 1000 positions approximées pour le mobile. L'unité de mesure pour les vues 3D est le mètre. Le point rouge représente la position attendue. Les deux sphères rouges représentent les régions où les positions devraient être trouvées. La plus petite sphère a un rayon d'environ 5 cm ($\sqrt{30}$ cm) et la grande un rayon de 10 cm.

Les points bleus représentent les positions calculées sur base des distances mesurées. Là aussi deux sphères sont dessinées, elles ont les mêmes rayons, mais leurs centres sont basés sur la moyenne des points trouvés. Il était attendu que tous les points bleus se retrouvent dans la sphère rouge de rayon 10 cm. Ce n'est pas le cas. Toutes les mesures sont par contre bien comprises dans la sphère de rayon 10 cm au tour de la moyenne comme l'illustre la Figure 4.2.4. L'erreur est donc liée à un biais, mais pas à des problèmes de bruit dans les mesures de distances.

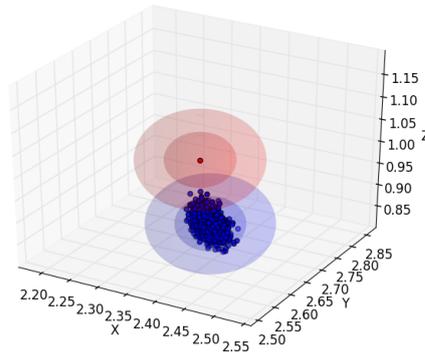


FIGURE 4.2.3 – Visualisation 3D des localisations trouvées (Référéce 1 à 1 mètre de hauteur).

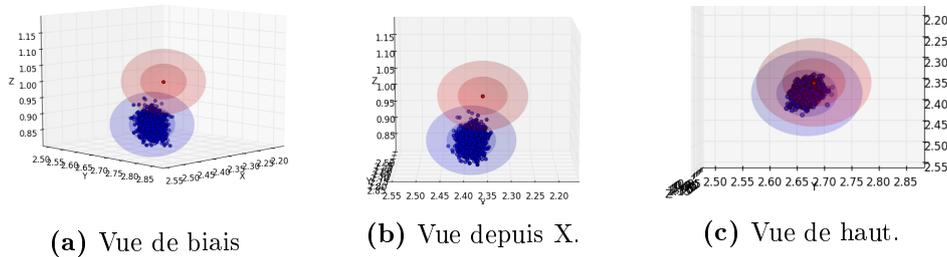


FIGURE 4.2.4 – Visualisation 3D des localisations trouvées sous plusieurs angles (Référéce 1 à 1 mètre de hauteur).

4.2.1.2 Cas ayant la plus grande erreur

L'erreur est la plus grande dans le cas du test en Référéce 5 à 1 m. Certains points ont été localisés à plus de deux mètres de l'objectif. Le mobile était en effet placé de telle sorte que les signaux venant des Ancres 0x0A et 0x07 étaient obstrués par un meuble. Cela a dû avoir un impact sur les mesures de distance.

La Figure 4.2.5 illustre les distances attendues (en (a)) ainsi que les erreurs mesurées pour chaque ancre (en (b)). L'ancre 0x0A a une erreur de mesure qui oscille entre 20 et 70 cm. L'ancre 0x07 ne semble pas affectée par le fait qu'elle ne soit pas en « Line-of-Sight », l'erreur étant semblable à celle observée pour les autres ancres (inférieur à 20 cm). Ce constat est intéressant dans un cas l'influence du « Non Line-of-Sight » est important mais pas dans l'autre. Dans les mesures précédentes (effectuées dans les tests du temps de propagation), on avait mesuré des différences sur 1000 mesures de distance allant jusque 20 cm, ici, on arrive à une erreur de 70 cm.

Il peut-être intéressant de visualiser la vue 3D obtenue. Celle-ci permettra de voir l'influence d'un très grand bruit dans les mesures sur les positions calculées. Les Figures 4.2.6 et 4.2.7 illustrent cette vue 3D. On remarque que les positions trouvées sont incluses dans deux nuages compacts.

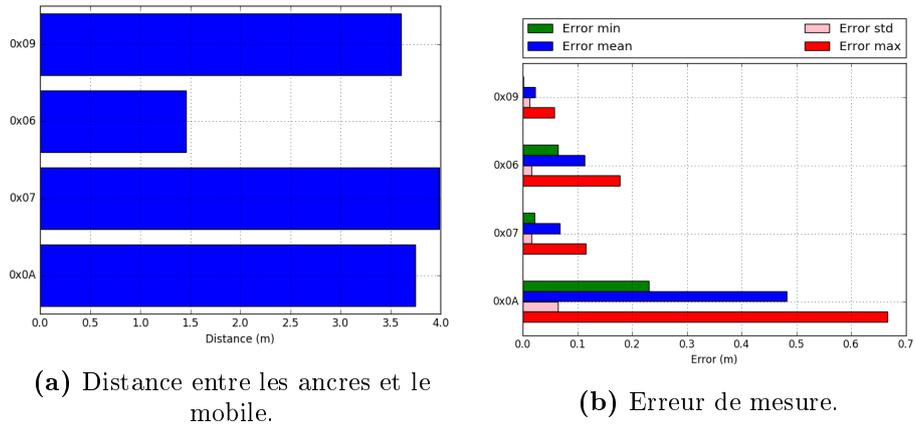


FIGURE 4.2.5 – Erreur de mesure sur les distances mesurées entre les ancres et le mobile (Référence 5 à 1 mètre de hauteur).

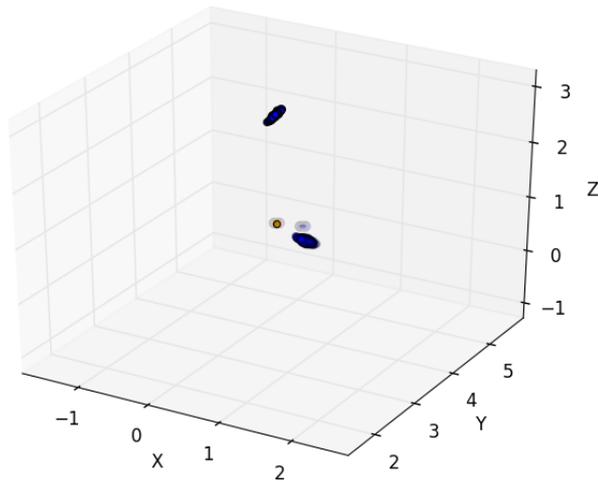


FIGURE 4.2.6 – Visualisation 3D des localisations trouvées (Référence 5 à 1 mètre de hauteur).

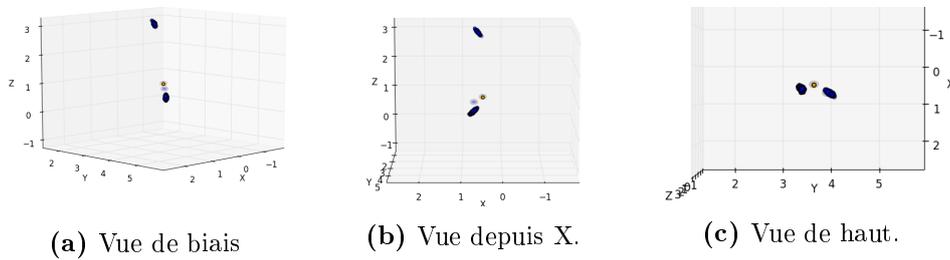


FIGURE 4.2.7 – Visualisation 3D des localisations trouvées sous plusieurs angles (Référence 5 à 1 m de hauteur).

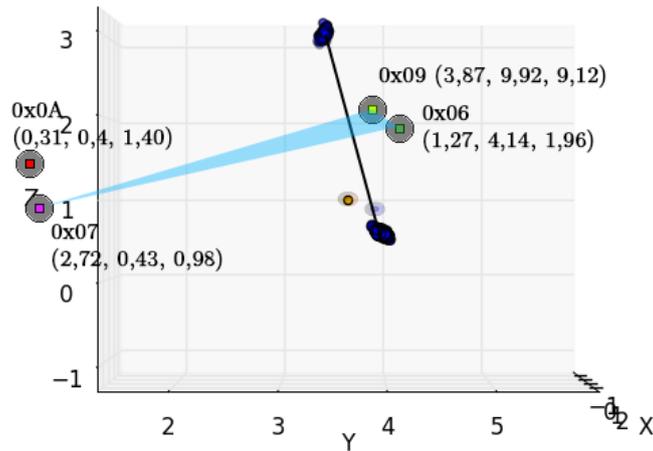


FIGURE 4.2.8 – Visualisation 3D des localisations trouvées (Référence 5 à 1 m de hauteur) avec le plan formé par les ancres 0x07, 0x09 et 0x06.

Les deux nuages de points peuvent provenir d'une indécision dans le calcul de position à cause d'un niveau de bruit très élevé. Pour illustrer cette possible indécision, on a replacé en Figure 4.2.8 les ancres sur la vue 3D et illustré le plan formé par les 3 ancres ayant le plus faible bruit dans leurs mesures. On remarque que les deux nuages de points sont bien perpendiculaires à ce plan, ce qui tend à confirmer l'hypothèse d'une indécision due aux mesures fortement bruitées de l'ancre 0x0A.

4.2.1.3 Cas moyen

On va s'intéresser au cas utilisant la référence 3 avec le mobile placé à 1,5 m de hauteur. Ce cas est intéressant, car la valeur d'erreur minimale est de 1,6 cm (la plus faible mesurée), mais l'erreur maximale est de 38 cm ce qui suggère que les positions ne sont pas réparties dans une sphère compacte.

L'illustration des erreurs de mesure de distance (Figure 4.2.9) permet de voir que pour chaque ancre, une erreur nulle a été observée au moins une fois durant les 1000 mesures. Les erreurs maximales quant à elles sont inférieures à 13 cm. L'erreur moyenne, quant à elle oscille entre 2 et 5 cm en fonction des ancres.

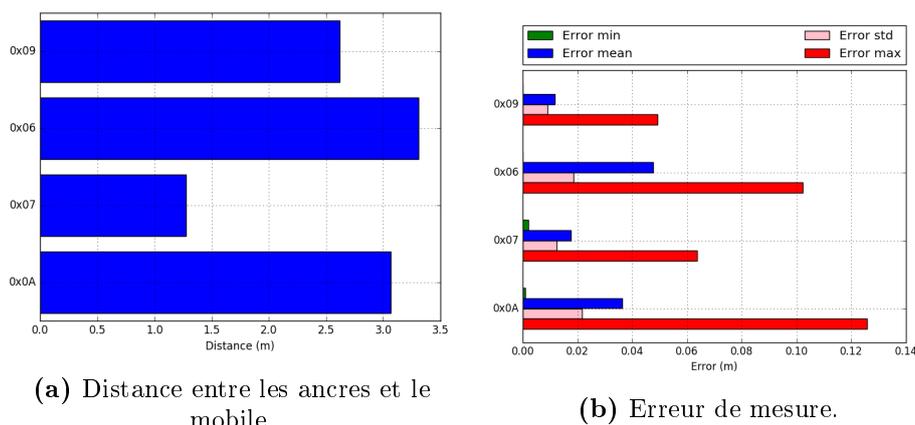


FIGURE 4.2.9 – Erreur de mesure sur les distances mesurées entre les ancres et le mobile (Référence 2 à 1,5 m de hauteur).

La Figure 4.2.10 permet une visualisation en 3D des résultats. On constate que les valeurs obtenues sont compactes sur les axes X et Y mais fort dispersées sur l'axe Z (avec un écart de 40 cm). Si l'on regarde de façon attentive on peut remarquer que les mesures trouvées se positionnent sur la courbure d'une sphère prenant son origine sur l'ancre 0x07. Celle-ci était la plus proche du mobile et c'est aussi celle où les mesures de distance ont été les plus constantes. Elle a donc eu une influence plus grande sur les positions calculées en ayant une valeur presque identique pour toutes les mesures.

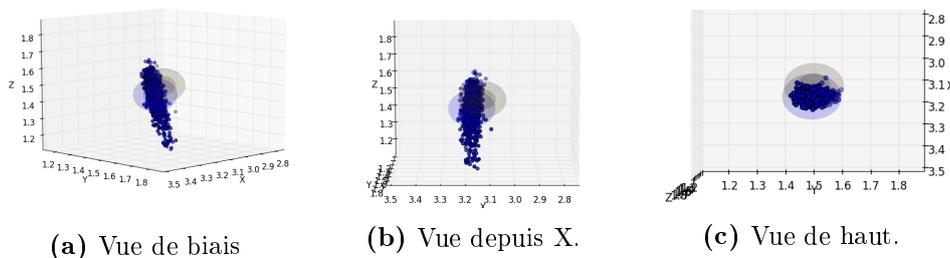


FIGURE 4.2.10 – Visualisation 3D des localisations trouvées sous plusieurs angles.

4.2.1.4 Conclusion

En étudiant les mesures effectuées dans un milieu propice aux réverbérations, on a constaté que l'on s'éloigne des résultats annoncés par DecaWave. Cependant, les résultats ne sont pas mauvais pour autant. Dans la majorité des cas, la localisation est assez précise, avec une erreur de moins de 30 cm. C'est la même marge d'erreur que certaines solutions professionnelles utilisant la même technologie sur le marché comme Idoling [46] et Kio RTLS [47].

4.2.2 Milieu non propice aux réverbérations

Les tests en milieu non propice aux réverbérations ont été menés dans la salle Omnisport de l'Université. Les ancrs ont été espacés de 9 m l'une de l'autre soit deux fois plus que pour les tests précédents. Pour réduire les problèmes d'indécision, deux ancrs sont placées à 1 m de hauteur et les deux autres à 2 m.

La Figure 4.2.11 illustre une capture d'écran de l'application Python durant les tests. Sur celle-ci on peut distinguer les 4 ancrs disposées dans les coins, 8 références utilisées pour nos mesures et enfin, un tracé noir illustrant la taille de la pièce utilisée pour les tests. Le Tableau A.7.10 (en Annexe) reprend la liste des ancrs et références ainsi que leurs position et hauteurs.

Pour les références 1 à 5, la même procédure que précédemment a été suivie, à savoir 3 séries de mesure à 1, 1,5 et 2 m. Pour les références 6, 7 et 8, des mesures à 1,5 m de haut ont été effectuées.

Concernant les résultats, contrairement à ce qui était attendu ceux-ci sont moins bons que ceux obtenus dans les tests précédents. En ne comptant que les 5 références on obtient, une erreur minimale moyenne de 12 cm, une erreur moyenne moyenne de 45 cm et une erreur maximale moyenne de 103 cm. Précédemment nous avons obtenu respectivement 15,7, 27,6 et 77,1 cm. L'erreur moyenne est donc plus grande de 18 cm dans cette nouvelle configuration. Le Tableau 4.2.2 reprend les erreurs minimales, moyennes et maximales mesurées pour chaque référence.

Comme on l'a vu, l'erreur est plus grande dans ces nouveaux tests. Pour comprendre l'origine de cette erreur illustrons le nuage de point obtenu après calibration pour la référence 1 à 1,5 m. La Figure 4.2.12 illustre ce nuage de point. On constate que vue du haut la position X et Y est correctement calculée. La vue de biais montre que la hauteur est quant à elle incorrectement calculée. Cela résulte sans doute d'une indécision sur celle-ci. La hauteur des ancrs a été choisie afin que les ancrs ne forment pas un plan dans l'espace, cependant, les hauteurs ne sont pas suffisamment différentes que pour permettre de retirer l'indécision en présence de bruit.

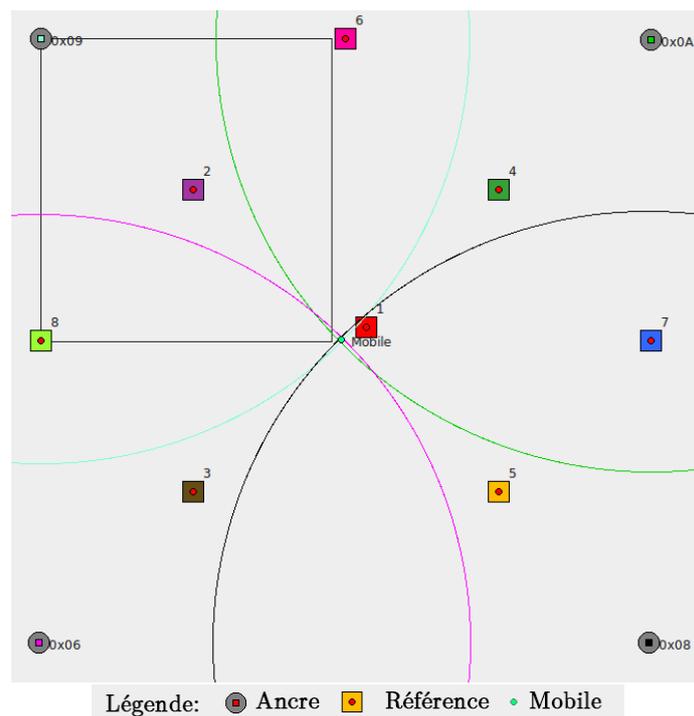


FIGURE 4.2.11 – Capture d'écran de l'application graphique en milieu non propice aux réverbérations.

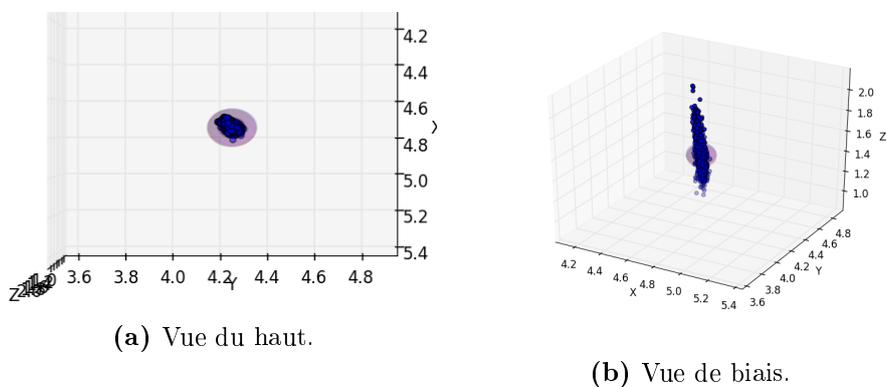


FIGURE 4.2.12 – Résultat de la localisation après calibration (Référence 1 à 1,5 m de hauteur).

Dans un des cas (le cas Référence 4 à une hauteur de 1 m), une erreur de 332 cm a été mesurée, il s'agit de la plus grande erreur. Cette erreur vient d'une seule mesure incorrectement effectuée entre l'ancre 0x0A et le mobile.

Deux cas sont intéressants car ils sont les seuls à avoir une erreur moyenne de plus d'un mètre. Il s'agit des cas Référence 3 à 1 m et 1,5 m de hauteur.

Référence	Hauteur (m)	Erreur (cm)			Proportion sous 10 cm (%)
		Min	Moyenne	Max	
1	1	5,1	17,2	33,8	6,3
	1,5	0	13,1	67,6	48,4
	2	4,9	33,25	67,8	0,8
2	1	14,9	28	44,2	0
	1,5	22,7	55,6	73,7	0
	2	0	44,3	141	43,6
3	1	63,6	125	150	0
	1,5	24	136	156	0
	2	8,3	19,1	59,5	0,3
4	1	4,8	11,4	332	35,7
	1,5	1,6	27,6	111,6	10
	2	3,4	63,3	107,7	2,3
5	1	7,2	17,5	38,9	4,6
	1,5	15,8	32,4	54,44	0
	2	4,2	51,7	117	1,6
Moyenne	-	12,0	45,0	103,7	10,24
6	1,5	52,9	73	91,4	0
7	1,5	7,3	61,2	82,9	0
8	1,5	84,6	102	123	0

TABLE 4.2.2 – Résultat des localisations en milieu non propice aux réverbérations.

La Figure 4.2.13 illustre le cas à 1 m de hauteur. Comme on le voit il s'agit là encore d'un problème d'indécision sur la hauteur. La position sur le plan horizontal est quant à elle correctement calculée.

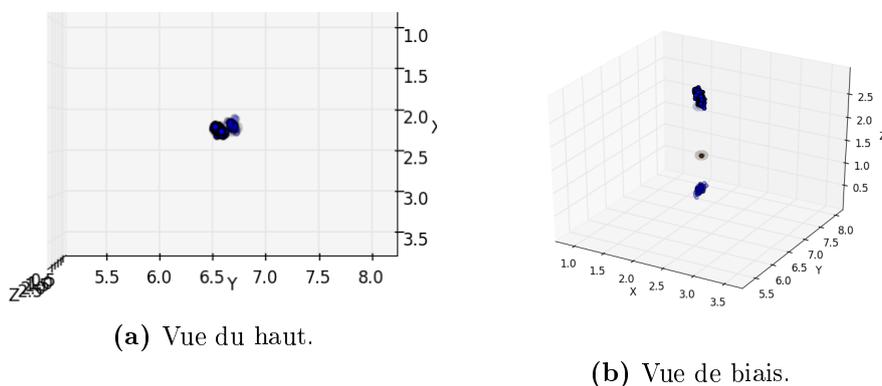


FIGURE 4.2.13 – Résultat de la localisation après calibration (Référence 3 à 1 m de hauteur).

Comme on l'a vu précédemment, la hauteur n'est pas correctement calculée. Le Tableau A.7.11 (en Annexe) s'intéresse aux mesures sur le plan horizontal. Dans celui-ci, on constate que dans 36 % des mesures l'erreur sur l'axe horizontal est inférieure à 10 cm. La moyenne des erreurs est de 5 cm au minimum, 11,94 cm en moyenne et moins de 20 cm au maximum. Les positions sur le plan horizontal sont donc relativement correctes. Le système Posyz revendique une erreur moyenne de 9,2 cm et une erreur maximale inférieure à 25 cm sur le plan X-Y [37] (en « Line-of-Sight »). Nos résultats sont donc extrêmement proche des leurs, tout en n'utilisant pas de données supplémentaires. Posyz quant à lui utilise les informations fournies par d'autres capteurs, un magnétomètre (une boussole), un gyroscope, un accéléromètre et un altimètre pour améliorer les mesures effectuées [48].

4.2.3 Conclusion

Par les tests précédemment menés on a montré que la qualité des mesures effectuées avec notre système était dans le même ordre de grandeur que ceux présents sur le marché. Les tests ont aussi pu montrer la fiabilité du système car aucun problème n'a été rencontré lors de ceux-ci. Le problème de localisation sur la hauteur pourrait-être réglé en utilisant une ancre placée très haut au centre de la zone de mesure afin d'avoir un système de résolution mieux contraint.

4.3 Rafraîchissement

Le taux de rafraîchissement observé pour un nœud avec 4 ancres est de 16 mises à jour par seconde en utilisant le protocole DS-TWR avec un débit de 6,8 Mb/s et un préambule de 128 symboles. Il s'agit de la configuration offrant la possibilité d'avoir le plus haut taux de rafraîchissement dans le cadre du positionnement.

Le système Pozyx permet 140 mises à jours par seconde en utilisant lui aussi des modules DecaWave DWM1000 [37]. Si l'on compare avec une configuration similaire, soit en mode « précision » qui offre des résultats de mesure dès les premiers échanges, combiné au mode « remotely » où le calcul des positionnements est effectué par un nœud autre que le mobile et où le débit de 128 mb/s avec une préambule de 128 symbole alors le taux de rafraîchissement est de 40 Hz [49]. C'est le double de notre taux de rafraîchissement. Cependant leurs systèmes embarqués sont conçus spécifiquement pour la localisation et utilise un processeur 32 bits. Celui-ci est tout de même compatible avec le MSP430 utilisé dans le cadre de ce mémoire [50]. La pile réseau a donc sans doute été optimisée pour raccourcir les délais dans celle-ci.

La configuration permettant à Pozyx de calculer la position 140 fois par seconde repose sur rafraîchissement du calcul de position après chaque nouvelle mesure de distance entre une ancre et le mobile. En d'autre terme, plutôt que de calculer les 4 nouvelles distances séparant le mobile des ancres, Pozyx met à jour la position du mobile dès qu'une information est disponible. Ce qui permet d'augmenter par presque 4 le nombre de rafraîchissement par seconde.

4.4 Amélioration possible

Quelques pistes sont envisageables afin d'améliorer la localisation en utilisant l'Ultra Wide Band.

Premièrement, l'ajout d'une 5ème ancre permettrait de réduire certains problèmes d'indécision que l'on a observés en présence de bruit.

Deuxièmement, un algorithme de localisation plus « intelligent » permettrait d'améliorer grandement les positions trouvées dans un environnement bruité. Celui-ci pourrait se baser sur la solution précédemment calculée pour évaluer la nouvelle position. Cela empêcherait d'avoir une indécision (deux nuages de point dans la vue 3D) car le point serait attiré par le point précédemment calculé. Une implémentation de l'algorithme « Two-step Weighted Least Squares » présenté dans [38] permettrait elle aussi de réduire l'erreur observée.

Une prise en compte du profil de radiation des antennes permettrait d'améliorer les mesures des distances et donc de réduire le niveau de bruit. L'atténuation oscille entre 0 et 15 dB en fonction de l'angle de réception ou d'émission [31, p.15] ce qui peut entraîner un biais allant jusqu'à 20 cm si l'on se réfère à la Figure 2.3.4. Le calcul de l'angle devrait-être fait de façon distincte pour les ancres et pour les mobiles. À partir de ces angles et du profil de radiation, on pourrait récupérer l'atténuation des antennes et donc corriger plus efficacement le biais lié à la puissance reçue.

Pour les ancres, on pourrait se baser sur une première approximation de la position du mobile, à partir de celle-ci on pourrait estimer les angles auxquels les messages sont envoyés et reçus par les ancres. Pour pouvoir corriger le profil de radiation des antennes au niveau du mobile il faudrait connaître son orientation. L'utilisation d'un magnétomètre (une boussole) pour connaître l'orientation du mobile semble incontournable. C'est ce qui est fait dans le système Posyz qui utilise un magnétomètre (une boussole), un gyroscope, un accéléromètre et un altimètre pour améliorer les mesures effectuées [48].

Chapitre 5

Conclusions

La localisation précise et à bas coût de systèmes embarqués est une tâche de plus en plus demandée sur le marché. Un certain nombre de dispositifs sont disponibles sur le marché et utilisent l'UWB pour la localisation comme Posyx [48], Idoling [46], Kio RTLS [47]. Ceux-ci offrent une précision variant entre 10 et 30 cm en fonction du fabricant. La plupart des fabricants de dispositifs sur le marché qui utilisent l'UWB ne détaillent pas de façon approfondie l'implémentation de leurs architectures.

Ce mémoire donne une vue d'ensemble des technologies sans fil actuellement utilisées dans les réseaux de capteurs. Ces différentes technologies sans fil et le fonctionnement général des réseaux de capteurs sont décrits en Section 1. Ce mémoire a permis de détailler la mise en oeuvre de techniques de mesure du temps de propagation dite de « Two-Way Ranging », ainsi que de donner une vue d'ensemble des différentes techniques de mesure du temps de propagation. La description des techniques de « Two-Way Ranging » permet une appréhension des challenges et des prérequis pour obtenir des mesures de bonne qualité. De plus, elle fournit une base solide pour une réutilisation dans de futurs projets et est conçue pour le système d'exploitation Contiki OS. Ce système d'exploitation est compatible avec 15 plateformes différentes [51]. Il est possible de porter le driver écrit pour ce mémoire sur celles-ci et donc d'augmenter considérablement le nombre de plateformes compatibles avec le DWM1000.

Deux méthodes de mesures de temps de propagation, « Single-Sided TWR » et « Double-Sided TWR », ont été mises en œuvre dans ce mémoire et sont décrites en Section 2. Celles-ci ont été comparées et leur précision a été chiffrée. Il en résulte que la méthode « Double Sided TWR » offre de meilleurs résultats avec une erreur de maximum 10 cm pour des mesures entre 2 et 10 m (comme l'illustre la Figure 3.5.18) contre une erreur d'1 m dans le cas du protocole « Single Sided ». Les tests en Section 3 ont aussi montré que l'on pouvait communiquer entre les transceivers à une distance allant jusqu'au moins 40 m et qu'à cette distance la mesure de temps de propagation souffrait au maximum d'une erreur de 40 cm. L'erreur moyenne mesurée entre 15 et 40 m était de moins de 10 cm. La correction de biais liée à la puissance reçue a montré son efficacité sur de courtes distances, mais ne semble pas avoir un effet positif sur de longues distances. Certains problèmes dus à la configuration ont trouvé un correctif provisoire dans l'attente d'une réponse de la part de la communauté DecaWave [52].

Ce mémoire a permis l'élaboration d'un système de contrôle de systèmes embarqués permettant la localisation présentée en Section 4. Ce système offre de bons résultats et permet une localisation avec une erreur inférieure à 30 cm dans la majorité des cas. Ces tests ont montré que notre système de localisation rivalise avec ceux présents sur le marché tout en ayant été réalisé avec moins de ressource. Si l'on exclut les problèmes d'indécisions qui pourraient être résolus en positionnant mieux nos ancrés et que l'on regarde, de ce fait, les valeurs obtenues pour la localisation sur le plan horizontal, l'erreur oscille entre 5 et 20 cm au maximum avec une moyenne à 12 cm. Cette erreur pourrait être réduite en complexifiant notre système ou en utilisant un algorithme de localisation plus poussé comme discuté en Section 4.4.

Le développement de ce mémoire a permis d'augmenter considérablement les connaissances liées aux développements sur systèmes embarqués, sur le domaine des réseaux et de la télécommunication. Il a permis de signaler diverses erreurs présentes dans des documents fournis par DecaWave afin qu'elles soient corrigées. Enfin, celui-ci a été présenté au Printemps des Sciences [53] et cela a permis d'expliquer le fonctionnement de plusieurs systèmes de localisations aux personnes présentes.

Bibliographie

- [1] E. Kaplan and C. Hegarty, *Understanding GPS : principles and applications*. Artech house, 2005.
- [2] Tsaitgaist, “File :Sensornode.svg.” <https://en.wikipedia.org/wiki/File:Sensornode.svg>, 2009. [En Ligne ; Accès : 2016-14-05].
- [3] G. Taruna, K. Jain, and G. Purohit, “Application domain of wireless sensor network :-a paradigm in developed and developing countries,” *IJCSI International Journal of Computer Science Issues*, vol. 8, no. 4, 2011.
- [4] M. Zennaro, B. Pehrson, and A. Bagula, “Wireless sensor networks : a great opportunity for researchers in developing countries,” in *Proceedings of WCITD2008 Conference, Pretoria, South Africa*, vol. 67, 2008.
- [5] National Instruments, “What Is a Wireless Sensor Network ?.” <http://www.ni.com/white-paper/7142/en/>, 2012. [En Ligne ; Accès : 2016-02-21].
- [6] Wiki, “IEEE 802.15.” https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.15, 2017. [En Ligne ; Accès : 2017-04-07].
- [7] I. S. ASSOCIATION, “802.15.4-2003.” <https://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2003.pdf>, 2003. [En Ligne ; Accès : 2015-12-17].
- [8] “Le groupe de travail 802.15.4.” <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>, 2015. [En Ligne ; Accès : 2015-12-16].
- [9] Z. Alliance, “Site officiel.” <http://www.zigbee.org/>, 2017. [En Ligne ; Accès : 2017-04-07].
- [10] F. D. J. H. Véronique Moeyart, Sébastien Bette, “Applicative Study of Wireless Sensor Networks,” 2017.
- [11] I. S. ASSOCIATION, “802.15.4-2011.” <https://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2011.pdf>, 2011. [En Ligne ; Accès : 2015-12-17].
- [12] S. Dubouloz, *Développement d’architectures avancées pour communications ultra large bande (UWB) dans des applications bas débit*. Theses, Télécom ParisTech, June 2008.
- [13] J. Hamon, *Asynchronous oscillators and architectures for UWB impulse radio signal processing*. Theses, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, Oct. 2009. ISBN : 978-2-84813-138-2.
- [14] D. K. G. Shreve, “A Precision Location Network Using Ultra Wideband WLAN Radios..” <http://www.wlan01.wpi.edu/proceedings/wlan62d.pdf>. [En Ligne ; Accès : 2016-02-20].

- [15] Traitement du signal, “Ultra wideband.” http://www.traitement-signal.com/ultra_wideband.php, 2016. [En Ligne ; Accès : 2016-02-14].
- [16] O. Haraz, “Why do we need Ultra-wideband?.” <http://www.vlsiegypt.com/home/?p=518>, 2012. [En Ligne ; Accès : 2016-02-17].
- [17] DecaWave Ltd, “APR003 - UWB Product Certification process in Europe v1.0.” <http://www.decawave.com/support>, 2015. [En Ligne ; Accès : 2017-02-08].
- [18] DecaWave Ltd, “DW1000 User Manual v2.10.” <http://www.decawave.com/support>, 2016. [En Ligne ; Accès : 2016-10-02].
- [19] DecaWave Ltd, “DW1000 Datasheet v2.11.” <http://www.decawave.com/support>, 2016. [En Ligne ; Accès : 2017-04-08].
- [20] E. Karapistoli, F.-N. Pavlidou, I. Gragopoulos, and I. Tsetsinas, “An overview of the iee 802.15. 4a standard,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 1, 2010.
- [21] B. S. Heyi, “Implementation of Indoor Positioning using IEEE 802.15.4a (UWB),” 2013.
- [22] M. Charlier, B. Quoitin, S. Bette, and J. Eliasson, “Support for IEEE 802.15.4 ultra wideband communications in the Contiki operating system,” in *Communications and Vehicular Technologies (SCVT), 2016 Symposium on*, pp. 1–6, IEEE, 2016.
- [23] DecaWave Ltd, “DW1000.” <http://www.decawave.com/products/dw1000>, 2015. [En Ligne ; Accès : 2015-12-29].
- [24] D.-K. Electronics, “Decawave Limited DWM1000.” <http://www.digikey.be>, 2017. [En Ligne ; Accès : 2017-04-28].
- [25] D.-K. Electronics, “Decawave Limited DW1000-I-TR13.” <http://www.digikey.fr>, 2017. [En Ligne ; Accès : 2017-04-28].
- [26] DecaWave Ltd, “Product overview.” <http://www.decawave.com/products/overview>, 2015. [En Ligne ; Accès : 2015-12-27].
- [27] DecaWave Ltd, “DWM1000.” <http://www.decawave.com/products/dwm1000-module>, 2015. [En Ligne ; Accès : 2015-12-27].
- [28] Zolertia, “Site constructeur.” <http://zolertia.io/>. [En Ligne ; Accès : 2016-04-10].
- [29] C. Maximilien, “Technologie Ultra Wide Band dans l’Internet des Objets,” 2016. [Projet Universitaire].
- [30] J. Hancq, “Applicative Study of Wireless Sensor Networks, Chapitre 4 (Introduction et Partie B) ,” 2016. [Université de Mons].
- [31] DecaWave Ltd, “DWM1000 Datasheet v1.4.” <http://www.decawave.com/support>, 2016. [En Ligne ; Accès : 2017-04-13].
- [32] DecaWave Ltd, “APS011 : Sources of error in DW100 based Two Way Ranging(TWR), Schemes v1.0.” <http://www.decawave.com/support>, 2014.

- [33] DecaWave Ltd, “EVK1000 ARM version 3.05, PC Version 3.05, Released 20th January 2017.” <http://www.decawave.com/support>.
- [34] DecaWave Ltd, “APS011 : Transmit Power Calibration and Management v1.0.” <http://www.decawave.com/support>, 2016.
- [35] DecaWave Ltd, “APS012 : Production tests for DW1000-based products.” <http://www.decawave.com/support>, 2015. [En Ligne ; Accès : 2017-03-09].
- [36] Wiki, “Théorème central limite.” https://fr.wikipedia.org/wiki/Th%C3%A9or%C3%A8me_central_limite, 2017. [En Ligne ; Accès : 2017-04-23].
- [37] Pozyx Labs, “System performance.” <https://www.pozyx.io/Documentation/Datasheet/SystemPerformance>. [En Ligne ; Accès : 2017-05-24].
- [38] S. Ravindra and S. Jagadeesha, “Time of arrival based localization in wireless sensor networks : A linear approach,” *arXiv preprint arXiv :1403.6697*, 2014.
- [39] K. Shadi, “Localization 0.1.4, Multilateration and triangulation.” <https://pypi.python.org/pypi/Localization/0.1.4>. [En Ligne ; Accès : 2017-02-20].
- [40] R. Kaune, “Accuracy studies for tdoa and toa localization,” in *Information Fusion (FUSION), 2012 15th International Conference on*, pp. 408–415, IEEE, 2012.
- [41] J. Smith and J. Abel, “Closed-form least-squares source location estimation from range-difference measurements,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 35, no. 12, pp. 1661–1669, 1987.
- [42] A. Mathias, M. Leonardi, and G. Galati, “An efficient multilateration algorithm,” in *Digital Communications-Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles, 2008. TIWDC/ESAV 2008. Tyrrhenian International Workshop on*, pp. 1–6, IEEE, 2008.
- [43] S. Gezici, Z. Tian, G. B. Giannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H. V. Poor, and Z. Sahinoglu, “Localization via ultra-wideband radios : a look at positioning aspects for future sensor networks,” *IEEE signal processing magazine*, vol. 22, no. 4, pp. 70–84, 2005.
- [44] Python Software Foundation, “Graphical User Interfaces with Tk.” <https://docs.python.org/2/library/tkinter.html>. [En Ligne ; Accès : 2017-02-20].
- [45] C. Liechti, “Welcome to pySerial’s documentation.” <https://pythonhosted.org/pyserial/>. [En Ligne ; Accès : 2017-02-20].
- [46] DecaWave Ltd, “IDOLINK.” <http://www.decawave.com/content/idolink>. [En Ligne ; Accès : 2017-05-21].

- [47] OÜ Eliko Tehnoloogia , “Kio RTLS : Precise UWB-based real time location system.” <http://www.eliko.ee/products/kio-rtls/>. [En Ligne ; Accès : 2017-05-25].
- [48] Pozyx Labs, “System description.” <https://www.pozyx.io/Documentation/Datasheet/SystemDescription>. [En Ligne ; Accès : 2017-05-24].
- [49] Pozyx Labs, “What is the update rate?.” <https://www.pozyx.io/Documentation>. [En Ligne ; Accès : 2017-05-21].
- [50] Pozyx Labs, “Library for the pozyx indoor positioning shield.” <http://platformio.org/lib/show/1457/Pozyx>. [En Ligne ; Accès : 2017-05-24].
- [51] Contiki, “The Open Source OS for the Internet of Things.” <http://www.contiki-os.org/>, 2016. [En Ligne ; Accès : 2016-05-16].
- [52] Maximilien Charlier, “ Receiver is waiting to detect preamble but not detect any preamble. .” https://groups.google.com/forum/#!topic/decawave_group/Rj0LYFsdHCI. [En Ligne ; Accès : 2017-05-28].
- [53] Fédération Wallonie-Bruxelles, “Festival scientifique pour petits et grands curieux 2017.” <http://www.sciences.be/evenements/printemps-des-sciences/>. [En Ligne ; Accès : 2017-05-28].
- [54] G. W. Michel Vongvilay, Gabriel Nguyen Ngoc, “Nguye Vongvilay Wolowiec présentation Bluetooth.” <http://www-igm.univ-mlv.fr/~duris/NTREZO/20042005/Nguyen-Vongvilay-Wolowiec-Bluetooth.pdf>, 2005. [En Ligne ; Accès : 2015-12-17].
- [55] I. S. ASSOCIATION, “802.15.1-2005.” <https://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.1-2005.pdf>, 2005. [En Ligne ; Accès : 2015-12-17].
- [56] Wikipédia, “Wikipédia - Bluetooth.” <https://fr.wikipedia.org/wiki/Bluetooth>, 2015. [En Ligne ; Accès : 2015-12-17].
- [57] Bluetooth SIG, “What is Bluetooth Technology?.” <https://www.bluetooth.com/what-is-bluetooth-technology>, 2016. [En Ligne ; Accès : 2016-03-16].
- [58] S. H. Gerez, “Implementation of Digital Signal Processing : Some Background on GFSK Modulation.”
- [59] Bluetooth SIG, “Bluetooth 5 : What it’s all about.” <https://www.bluetooth.com/specifications/bluetooth-core-specification/bluetooth5>, 2017. [En Ligne ; Accès : 2017-05-19].
- [60] L. Frenzel, “5 Things You Must Know About the New Bluetooth 5.” <http://www.electronicdesign.com/blog/5-things-you-must-know-about-new-bluetooth-5>, 2017. [En Ligne ; Accès : 2017-05-19].
- [61] Bluetooth SIG, “Core Version 4.2.” <https://www.bluetooth.com/specifications/adopted-specifications>, 2014. [En Ligne ; Accès : 2016-05-16].

- [62] A. Dunkels, B. Gronvall, and T. Voigt, “Contiki - a lightweight and flexible operating system for tiny networked sensors,” in *Local Computer Networks, 2004. 29th Annual IEEE International Conference on*, pp. 455–462, Nov 2004.
- [63] M. O. Farooq and T. Kunz, “Operating systems for wireless sensor networks : A survey,” *Sensors*, vol. 11, no. 6, pp. 5900–5930, 2011.
- [64] N. Tsiftes and A. Dunkels, “A database in every sensor,” in *Proceedings of the ACM Conference on Networked Embedded Sensor Systems, ACM SenSys 2011*, (Seattle, WA, USA), Nov. 2011.
- [65] ANRG, “The network stack of Contiki OS.” <http://anrg.usc.edu/contiki/index.php/File:Contikinetstack.png>. [En Ligne ; Accès : 2016-04-22].
- [66] CoAP, “CoAP, RFC 7252 Constrained Application Protocol.” <http://coap.technology/>. [En Ligne ; Accès : 2016-04-22].
- [67] B. Quoitin, “Cours de Réseaux I/II.” [Université de Mons].

Abréviations et acronymes

- 8DPSK** - « 8 Differential Phase-Shift Keying » - Modulation par changement de phase à 8 symboles.
- ACK** - « Acquittement » - Désigne un message envoyé pour signaler la bonne réception d'un message.
- CC2420** - Émetteur/récepteur 2,4 GHz utilisant le standard IEEE 802.15.4-2003.
- CAN** - « Convertisseur Analogique-Numérique ».
- CCA** - « Clear Channel Assessment » - Méthode de détection d'occupation d'un canal. Détaillée en Section A.2.
- CSMA/CA** - « Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance » - Est une technique d'écoute d'un canal avant l'envoi d'un message pour prévenir d'une collision. Détaillé en section « Standard IEEE 802.15.4 » (page 6).
- CRC** - « Cyclic Redundancy Check » - Code de détection d'erreur permettant au récepteur de détecter si une trame est corrompue.
- DC** - « Duty Cycling » - Protocole régulant l'utilisation de l'antenne radio afin d'économiser de l'énergie. Détaillé en section « Pile réseau » (page 110).
- FCS** - « Frame Check Sequence » - Désigne un CRC ajouté à la fin d'une trame par un émetteur pour permettre au récepteur de vérifier l'intégrité de la trame.
- GFSK** - « Gaussian frequency-shift keying » - Modulation utilisée dans le mode Basic Rate et Low Energy du Bluetooth.
- IEEE** - Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- IoT** - Internet of Things.
- LDE** - « Leading Edge Detection » Méthode de détection de bord, utilisé en UWB pour obtenir une représentation du signal.
- PHR** - « PHY header » - Désigne une section de 19 bits présente dans une trame IEEE 802.15.4-2011 UWB juste après le SFD et avant la trame MAC qui définit certaines caractéristiques de cette trame MAC afin de permettre au récepteur une bonne réception [18] comme la longueur de la trame. Détaillé en section « Format physique des trames » (page 10).
- PRF** - « Pulse Repetition Frequency » - Définit dans le standard IEEE 802.15.4-2011, il s'agit de la fréquence de répétition des impulsions dans le préambule et dans la portion de donnée d'une trame IEEE 802.15.4-2011 en fonction de la configuration. Détaillé en section « Format physique des trames » (page 10).
- PSD** - « Power spectral density » - La densité spectrale de puissance représente la puissance d'un signal en fonction des fréquences de celui-ci.
- PSDU** - « PHY Service Data Unit » - Définit dans le standard IEEE 802.15.4-2011, il s'agit de la partie utile d'un message. Celle-ci contient la trame MAC, détaillé en Section 1.2.2.3).

- RPL** - « IPv6 Routing Protocol for Low power and Lossy Networks »
- un protocole de routage décrit en section « Pile réseau » (section A.2, page 110).
- RX** - « Réception » ou « Récepteur ».
- SFD** - « Start of Frame Delimiter » - Désigne une section de la trame physique servant de délimiteur de début de trame. Détaillé en section « Format physique des trames » (page 10).
- SPI** - « Serial Peripheral Interface » - Désigne une interface permettant de commander des circuits imprimés grâce à une communication série synchrone, introduite par Motorola [18, p.221].
- TCP** - Transmission Control Protocol.
- TOF** - « Time Of Flight » - Désigne le temps de propagation d'un message entre un émetteur et un récepteur.
- TX** - « Transmission » ou « Émetteur ».
- UDP** - User Datagram Protocol.
- UWB** - « Ultra Wide Band » - Désigne une technologie radio utilisant des canaux radio de bande de fréquence de largeurs plus grande ou égale à 500 MHz.

Annexe A

Annexes

A.1 Bluetooth

Ce paragraphe présente le standard de communication Bluetooth, IEEE 802.15.1. Il s'inspire des informations de la présentation de M. Vongvilay et al. [54], ainsi que du standard défini par l'IEEE [55] et la page Wikipédia [56].

Bluetooth est un standard de communication sans fil créé en 1994 et normalisé dans les années 2000 par l'IEEE. Il permet des échanges sur de courtes distances, de l'ordre de 10 à 20 mètres et qui peuvent aller jusqu'à 100 mètres en fonction des antennes.

Bluetooth repose sur un émetteur de très faible complexité ne pouvant moduler le signal qu'avec au maximum une modulation par changement de phase à 8 symboles (8DPSK). Cela permet de produire des transceivers Bluetooth à très faible coût.

Bluetooth possède un nombre important de canaux (79) d'une largeur de bande de 1 MHz. Le Tableau A.1.1 présente les différents canaux utilisables en Bluetooth. Son principal défaut est le fait que son unique bande d'émission se trouve dans la bande ISM (Industrie, Science et Médical). Les communications dans cette bande de fréquence sont par conséquent susceptibles d'être perturbées. En effet, les fours à micro-ondes et le WiFi, entre autres, émettent dans cette bande de fréquences.

Bande de fréquences (GHz)	Nombre de canaux	Largeur de fréquence (MHz)
2,400 à 2,4835	79	1,5 à 3

TABLE A.1.1 – Tableau des bandes de fréquences en Bluetooth [55, p45-46].

Du côté du débit, Bluetooth a subi des améliorations au fil des amendements. Le Tableau A.1.2 présente les différents modes ajoutés au Bluetooth de version en version. La première version permettait un débit de 0,7 Mb/s, la version 2 un débit de 3 Mb/s. En 2010, la version 4.0 est rendue publique. Celle-ci a pour but de réduire considérablement la consommation des émetteurs/récepteurs via l'ajout du mode Low Energy [57]. Le mode Low Energy utilise une modulation « Gaussian Frequency Shift Keying » (GFSK) comme dans la première version du standard. La modulation GFSK est une modulation par changement de fréquence à laquelle on ajoute l'utilisation d'un filtre gaussien [58].

Enfin, en 2017 la version 5 du Bluetooth a vu le jour. Celle-ci conserve la même technique de modulation que le Bluetooth 4.0 mais permet un débit deux fois plus élevé et une distance de communication quatre fois plus grande [59]. Cette version est conçue pour réduire la consommation énergétique et pour augmenter la fiabilité des messages envoyés [60].

Mode	Version	Débit théorique maximal (Mb/s)	Modulation [61]
Basic Rate (BR)	$\geq 1.x$	1	GFSK
Enhanced Data Rate (EDR)	$\geq 2.x$	3	8DPSK
High Speed (HS)	$\geq 3.x$	24*	8DPSK
Low Energy (LE)	$\geq 4.x$	1	GFSK
Bluetooth 5	$\geq 5.x$	2	GFSK

TABLE A.1.2 – Tableau de différents modes en Bluetooth [57] [60].

La version 1 du protocole a été utilisée comme précurseur dans les réseaux de capteurs, car il était un des premiers à permettre le partage de données sur de faibles distances et à faible coût (du fait de la simplicité de ses émetteurs). Malheureusement sa consommation importante est handicapante dans les réseaux de capteurs sans fil. De plus, les nœuds de réseaux de capteurs pouvant tomber en panne (et donc le nœud maître), la topologie en étoile n'est pas appropriée.

Le mode Low Energy, introduit dans la version 4, permet des communications à bas débit avec une très faible consommation, la priorité est donnée à une faible consommation électrique plutôt qu'à un haut débit. Cela rend le Bluetooth utilisable dans les réseaux de capteurs sans fil [57].

*. Repose sur l'utilisation du 802.11 (le Wifi) pour les transferts de données à haut débit.

A.2 Contiki OS

Contiki est un système d'exploitation libre créé par le *Swedish Institute of Computer Science* (SICS) de recherche appliquée en informatique [62]. Contiki est conçu pour être très léger et pouvoir être utilisé pour les réseaux de capteurs.

Ses caractéristiques sont :

1. Sa **faible empreinte mémoire**, ne nécessitant que 40 ko de ROM et 2 ko de RAM [63].
2. Sa faible **consommation énergétique** via l'utilisation de divers mécanismes ;
 - **Contiki MAC** qui va minimiser le temps où le transceiver est actif (ou en veille) afin qu'il ne soit pas alimenté 99 % du temps ;
 - La Couche **6LoWPAN** qui va permettre une compression des paquets de données avant leur envoi afin de minimiser les transmissions ;
 - Un **support du routage**, pour minimiser le coût d'un envoi (en nombre de saut/de retransmission) grâce notamment au protocole RPL [51] décrit dans la section suivante ;
 - L'utilisation optionnelle d'une base de données des derniers relevés du capteur afin d'éviter de retransmettre des données si celle-ci n'a pas changé [64].
3. L'implémentation de **μ IP** avec les protocoles IPv4, IPv6, TCP, UDP et ICMP ;
4. L'implémentation d'une couche de protocole **Rime**, qui fournit au niveau applicatif une série de primitives permettant de broadcaster des données dans un réseau de capteurs en Best-Effort à moindre coup. C'est une alternative à la pile IP, cette couche de protocole, conçue pour les réseaux de capteurs, est moins gourmande en ressource que la couche IP [63] ;
5. Sa **portabilité** écrit en **C**, Contiki OS est compatible avec la plupart des systèmes embarqués utilisés pour les réseaux de capteurs. Les compilateurs **C** sont en général fournis avec les systèmes embarqués.

Contiki utilise un Ordonnanceur événementiel, qui ne gère pas les interruptions. Le fonctionnement du système d'exploitation est basé sur des protothreads, des tâches (suite d'instructions) qui s'exécutent jusqu'à leur terme. Un protothread peut cependant décider volontairement de rendre la main à l'ordonnanceur en invoquant des fonctions qui permettront l'attente d'un événement, l'expiration d'un timer par exemple. À la fin de l'exécution d'un protothread, l'ordonnanceur donnera la main à un autre protothread. Si une interruption se déclenche, le processus (protothread) en cours d'exécution finira son exécution avant que l'ordonnanceur ne donne la main au protothread correspondant à l'interruption. C'est donc au développeur à faire en sorte que ces protothreads s'exécutent rapidement et à scinder ceux-ci en plusieurs processus s'ils sont trop longs.

Pile réseau

La pile réseau de Contiki est divisée en 7 couches. Chaque couche est dépendante des couches qui lui sont inférieures.

La Figure A.2.1 met en avant les différentes couches de la pile réseau de Contiki ainsi qu'un parallèle avec les différents fichiers qui y sont relatifs.

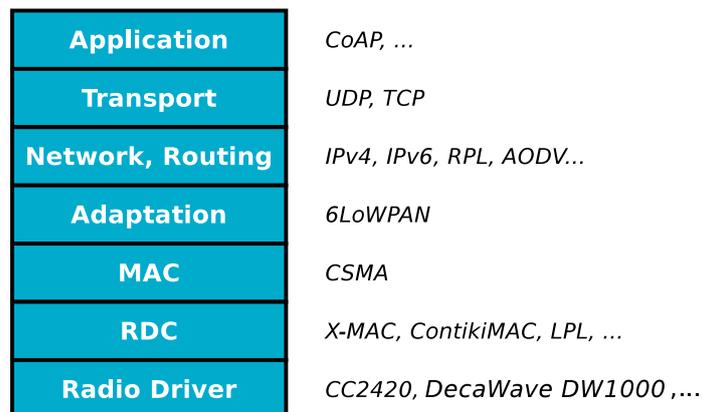


FIGURE A.2.1 – La pile de réseau de Contiki OS [65].

La fonction de chaque couche de cette pile réseau est détaillée ci-après.

- 7. Application** - Il s'agit de la couche applicative, cette couche sert de point d'accès aux services réseaux. Dans Contiki, on y retrouve les sockets web et HTTP ainsi que le « Constrained Application Protocol » (CoAP). CoAP est un protocole permettant les interactions entre machines pour des nœuds contraints et des réseaux contraints dans l'Internet des objets [66]. Celui-ci repose sur UDP (défini au point suivant) et IP, il utilise un Header de petite taille, 4 octets, qui permet de limiter la fragmentation [66] ;

6. **Transport** - La couche de transport regroupe les protocoles TCP (Transmission Control Protocol) et UDP (User Datagram Protocol) [67]. TCP est un protocole de transmission fiable qui permet de transmettre des données en détectant les pertes de paquets. UDP quant à lui, est un protocole « Best Effort » de transmission. « Best effort » signifiant « faire au mieux », c'est-à-dire que l'on ne garantit pas que les messages seront délivrés à leurs destinataires. Ce protocole est orienté vitesse de transfert et est adapté à des utilisations où la perte de messages n'est pas critique ;
5. **Network, Routing** - Cette couche implémente le protocole de routage RPL pour « IPv6 Routing Protocol for Low power and Lossy Networks » [67]. Il s'agit d'un protocole de routage à vecteur de distance conçu pour les réseaux de capteurs. Il prend en compte le fait que les nœuds peuvent tomber en panne, et que des messages peuvent être perdus, d'où le « Lossy » et que ceux-ci ont des contraintes énergétiques fortes d'où le « Low Power » ;
4. **Adaptation** - La couche d'adaptation, composée de 6LoWPAN, sert à compresser et découper les datagrammes (messages) générés par la couche de routage. La couche de routage génère des datagrammes IPv6. Ces datagrammes ont une taille maximale de 1280 octets [67]. Or une trame IEEE 802.15.4 utilisée par le CC2420 et le DW1000 ne peut faire que 127 octets maximum en incluant son propre header. Cette couche va donc compresser l'en-tête du datagramme IPv6 reçu et ensuite découper ce datagramme en plusieurs messages afin qu'elle puisse être transportée sur des trames IEEE 802.15.4 ;
3. **MAC** - Il s'agit de la couche de contrôle d'accès au support, en anglais Media Access Control (MAC). Cette couche sert d'interface entre les couches logiciels et les couches physiques de la pile réseau. La couche réseau de Contiki comporte un **FRAMER** qui se charge de la construction de trame pour la couche MAC physique. Dans notre cas, le FRAMER est configuré pour générer des trames 802.15.4 ;
2. **Radio Duty Cycling** - Il s'agit d'une couche de protocole ayant pour but de gérer la consommation du transceiver en le mettant en veille. Contiki supporte plusieurs protocoles comme Contiki MAC, X-MAC, NullRDC, etc. Contiki MAC est un protocole ayant pour but de minimiser le temps où le transceiver est actif. Celui-ci peut rester endormi jusqu'à 99% du temps. Sachant que l'usage du transceiver est ce qui est le plus gourmand en énergie, ce protocole permet d'allonger grandement l'autonomie des nœuds.

- Contiki MAC repose sur l’usage d’un mécanisme de CCA pour « Clear Channel Assessment ». Un CCA consiste à allumer le transceiver en réception et mesurer l’énergie reçue pendant un certain temps. Si cette énergie dépasse un seuil, cela indique qu’un message est peut-être émis, Contiki MAC active donc la réception de message.
 - X-MAC est un protocole qui, contrairement à Contiki MAC, utilise de petits messages répétés pour avertir un récepteur qu’un message lui est adressé. L’utilisation de petits messages permet d’éviter un temps d’attente quand le récepteur détecte qu’un message lui est adressé et permet aux récepteurs dont le message ne leur est pas adressé de se rendormir plus rapidement.
 - NullRDC est quant à lui un protocole qui désactive le radio duty cycle, le transceiver reste donc actif 100% du temps en réception ;
1. **Radio Driver** - Cette couche comprend le driver radio. Elle est la couche la plus basse dans la pile réseau. Celle-ci interagit avec le transceiver en exécutant les instructions que les couches supérieures lui envoient.

A.3 IEEE 802.15.4-2011

Le Tableau A.3.1 illustre les canaux Ultra Wide Band du standard IEEE 802.15.4-2011. Les numéros de canaux mis en gras sont ceux disponibles sur le transceiver DecaWave DW1000 utilisé dans le cadre de ce projet.

Numéro du canal	Centre du spectre (MHz)	Largeur de bande (MHz)
Bande sous-gigahertz :		
0	499,2	499,2
Bandes basses :		
1	3494,4	499,2
2	3993,6	499,2
3	4492,8	499,2
4	3993,6	1331,2
Bandes hautes :		
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	1354,97

TABLE A.3.1 – Description des canaux UWB IEEE 802.15.4-2011 [11, p.211].

A.4 Asymmetrical Double-sided TWR

Cette section a pour but de détailler l'obtention de l'équation (2.3) utilisée pour le calcul du temps de propagation dans le protocole « Asymmetrical Double-sided Two-way Ranging ». Cette équation se base sur une moyenne pondérée des temps de propagation pour chaque variable de temps (T_{RoundA} , T_{RoundB} , T_{replyA} , T_{replyB}). Une moyenne pondérée \bar{m} se calcule en suivant l'équation (A.1) où les α_i sont les poids et les m_i font partie de l'ensemble à moyenner. Ici les α_i sont les temps T_{RoundA} , T_{RoundB} , T_{replyA} , T_{replyB} et les m_i sont les calculs de temps de propagation correspondant.

$$\bar{m} = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i m_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i} \quad (\text{A.1})$$

On a donc quatre calculs de temps de propagation à pondérer. Si l'on se réfère à la Figure 2.2.3 et au calcul du temps de propagation suivant la méthode « Single Sided TWR » donnée par l'équation (2.1) on peut

donner le temps de propagation calculé par \mathcal{A} et \mathcal{B} . Le temps de propagation calculé par \mathcal{A} est donné par l'équation (A.2). De la même façon, le temps de propagation calculé par \mathcal{B} est donné par l'équation (A.3).

$$T_{prop}A = \frac{T_{Round}A - T_{reply}B}{2} \quad (\text{A.2})$$

$$T_{prop}B = \frac{T_{Round}B - T_{reply}A}{2} \quad (\text{A.3})$$

On souhaite une moyenne pondérée des temps de propagation, on pondère donc $T_{prop}A$ en fonction de $T_{Round}B$ et de $T_{Round}A$ afin d'avoir une moyenne proportionnelle à l'autre calcul du temps de propagation. De la même façon on pondère $T_{prop}B$ en fonction de $T_{Round}A$ et de $T_{reply}B$.

On repart de l'équation (A.1) pour calculer le temps de propagation. Pour pouvoir détailler les calculs, on pose $W = T_{Round}A$, $X = T_{Reply}A$, $Y = T_{reply}B$ et $Z = T_{Round}B$. Le calcul est détaillé dans l'équation (A.4), après substitution on obtient bien la même équation que celle fournie par DecaWave (l'équation (2.3)).

$$\begin{aligned} T_{prop} &= \frac{Z \frac{W-Y}{2} + X \frac{W-Y}{2} + W \frac{Z-X}{2} + Y \frac{Z-X}{2}}{Z + X + W + Y} \\ \Leftrightarrow T_{prop} &= \frac{\frac{1}{2}((Z + X)(W - Y) + (W + Y)(Z - X))}{W + X + Y + Z} \\ \Leftrightarrow T_{prop} &= \frac{\frac{1}{2}(WZ + WX - YZ - XY + WZ + YZ - XY - WX)}{W + X + Y + Z} \\ \Leftrightarrow T_{prop} &= \frac{\frac{1}{2}(2WZ - 2XY)}{W + X + Y + Z} \\ \Leftrightarrow T_{prop} &= \frac{WZ - XY}{W + X + Y + Z} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

A.5 Ranging frame

Le DecaWave DW1000 permet l'usage d'un mode étendu. Celui-ci permet l'envoi de trame MAC de 1023 octets à la place de 128 octets en mode standard (respectant le standard IEEE 802.15.4). Ce mode est propriétaire et utilise un format de PHR spécifique. On peut voir sur la Figure A.5.1 que le bit RNG est maintenant utilisé pour transporter la taille de la trame MAC. Il n'est donc plus possible d'utiliser le bit RNG pour pouvoir identifier une demande de ranging en mode étendu.

Bit 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
R1	R0	L9	L8	L7	L6	L5	L4	L3	L2	L1	L0	P0	C5	C4	C3	C2	C1	C0
Data rate	Frame Length										Preamble Duration	SECDED Check bits						

FIGURE A.5.1 – PHR d'une trame étendue au format propriétaire de DecaWave [18]

A.6 Calibration des délais d'antenne

La calibration des délais d'antenne s'effectue à des distances définies en fonction de la configuration. Ces distances sont liées à la puissance reçue et aux tableaux de correction de biais liée à celle-ci fournit par DecaWave.

Les valeurs dans ces tableaux s'annulent pour une certaine puissance à la réception. Ces valeurs de puissance sont données par le Tableau A.6.1 en fonction de la configuration.

Densité spectrale de puissance à la réception (dBm/MHz)	PRF (MHz)	Canaux	Puissance à la réception* (dBm)
-108	16	1, 2, 3, 5	-81,01
-104	64	1, 2, 3, 5	-77,01
-102	16	4, 7	-72,46
-102	64	4, 7	-72,46

TABLE A.6.1 – Densité spectrale de puissance à la réception (dBm/MHz) pour la calibration d'antennes [18, p.194].

Conversion de dBm/MHz à dBm

Pour passer de dBm/MHz à dBm, on utilise l'équation (A.5) avec **Power**, la Densité spectrale de puissance en dBm/MHz et **bandWidth**, la bande passante en MHz. Dans cette équation, **Power** est d'avord convertit de dBm/MHz à mW/MHz, ensuite on multiplie le nombre obtenu par la largeur de bande fréquence **bandWidth** et enfin, il est retourné en dBm.

$$PSD[dBm] = 10\log_{10}(10^{\frac{power}{10}} \cdot bandWidth) \quad (A.5)$$

La puissance d'émission donnée en dBm/MHz est ainsi convertie en dBm. Celle-ci est de -41.3 dBm/MHz soit -14.31 dBm pour les canaux de 500 MHz de largeur de bande et -11.76 dBm pour les canaux 4 et 7 ayant 900 MHz de largeur de bande.

Le Tableau A.6.2 reprend les distances recommandées, pour chaque configuration de transceiver, à laquelle il faut placer les transceivers pour effectuer la calibration des délais d'antenne. Cette distance se base sur le fait que les émetteurs sont calibrés à une puissance d'émission de $-41,3$ dBm/MHz.

Cannal	PRF	Distance (m)
1	16	14,75
1	64	9,3
2	16	12,9
2	64	8,14
3	16	11,47
3	64	7,24
4	16/64	8,68
5	16	7,94
5	64	5,01
7	16/64	5,34

TABLE A.6.2 – Distance de séparation recommandée pour la calibration des délais d'antenne [18, p.194].

A.6.1 Isolation des délais d'antenne

Cette section permet d'isoler les délais d'antenne TX^{delay} et RX^{delay} à partir de mesures de temps de propagation effectuées avec le protocole « Single-Sided TWR ». Pour cela, on part de la procédure que DecaWave fournis dans le mode d'emploi. Si l'on calibre uniquement deux transceivers A et B, en suivant la procédure fournie par DecaWave (Figure 2.3.7) on a à notre disposition :

- Une indication du temps de propagation T_{AB} qui est la moyenne de 1000 mesures de temps de propagation entre A et B où A est l'Initiator et B le Receiver.
- Une indication du temps de propagation T_{BA} qui est la moyenne de 1000 mesures de temps de propagation entre A et B où B est l'Initiator et A le Receiver.

Ces valeurs de temps de propagation T sont exprimées en multiple de 15,65 ps. On suppose qu'on utilise un PRF de 64 MHz et le canal 5. On doit donc placer les transceivers à 5.01 mètres l'un de l'autre, soit un temps de propagation T_{prop} de $\frac{5,01\text{m}}{c} \simeq 1067 \cdot 15,65$ ps, le ranging devrait donc retourner une valeur de 1067. En pratique on obtient pour T_{AB} une valeur plus grande ou plus petite que 1067 d'où la nécessité de calibrer les antennes. À noter qu'avant de débiter les mesures de distances on remet à zéro la valeur des registres de correction de délais d'antenne, soit RX_A^{delay} , TX_A^{delay} , RX_B^{delay} et TX_B^{delay} .

Comment isoler les valeurs RX_A^{delay} , TX_A^{delay} , RX_B^{delay} et TX_B^{delay} en utilisant uniquement la mesure de distance fournie entre A à B (T_{AB})? Pour cela on utilise le protocole « Single-Sided Two-Way Ranging » et on repart du système d'équations (2.8) pour construire le système d'équations (A.6) adapté à notre cas.

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{AB} = \frac{RX_A^{corrected} - TX_A^{corrected} - (T_{reply}^{corrected} + RX_B^{delay} + TX_B^{delay})}{2} \\ RX_A^{corrected} = RX_A - RX_A^{delay} \\ TX_A^{corrected} = TX_A + TX_A^{delay} \\ T_{reply}^{corrected} = T_{reply} - (T_{reply} \cdot C_{offset}^{trans}) \\ RX_A^{delay} = 0 \\ TX_A^{delay} = 0 \\ RX_B^{delay} = 0 \\ TX_B^{delay} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{A.6})$$

Le système d'équations (A.7) est la simplification du système d'équations (A.6).

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{AB} = \frac{RX_A - TX_A - T_{reply}^{corrected}}{2} \\ T_{reply}^{corrected} = T_{reply} - (T_{reply} \cdot C_{offset}^{trans}) \end{array} \right. \quad (\text{A.7})$$

On pose $t_{AB} = T_{AB} - T'_{prop}$ où T'_{prop} serait la valeur du temps de propagation obtenu si les antennes étaient calibrées. On aura par conséquent $T_{AB} = t_{AB} + T'_{prop}$. Le système d'équations (A.8) est la résultante de la substitution de T_{AB} par $t_{AB} + T'_{prop}$ dans le système d'équations (A.7).

$$\begin{cases} t_{AB} + T'_{prop} = \frac{RX_A - TX_A - T_{reply}^{corrected}}{2} \\ t_{AB} = T_{AB} - T'_{prop} \\ T_{reply}^{corrected} = T_{reply} - (T_{reply} \cdot C_{offset}^{trans}) \end{cases} \quad (A.8)$$

Enfin, on substitue T'_{prop} par sa valeur en partant du système d'équations (2.8). On aura de nouvelles variables RX'_A , TX'_A et $T_{reply}^{corrected}$ issues de la substitution de T'_{prop} . On peut supposer que les valeurs de RX_A et RX'_A sont identiques, de même pour TX_A et TX'_A et enfin pour $T_{reply}^{corrected}$ et $T_{reply}^{corrected}$ étant donné que, dans le cas théorique, la calibration n'influence pas les valeurs de ses registres. Le système d'équations (A.9) est le résultat de la substitution.

$$\begin{cases} t_{AB} = \frac{RX'_A{}^{delay} + TX'_A{}^{delay} + RX'_B{}^{delay} + TX'_B{}^{delay}}{2} \\ t_{AB} = T_{AB} - T'_{prop} \end{cases} \quad (A.9)$$

On peut maintenant isoler les valeurs de délais utiles à la calibration dans l'équation (A.10). Le premier constat est que l'offset t_{AB} est fonction uniquement d'une somme des délais d'antenne. **De ce fait t_{AB} et t_{BA} devraient être identiques.** Le second, est que l'on peut exprimer les délais d'antenne en fonction de la différence entre les valeurs mesurées et la valeur attendue.

$$2(T_{AB} - T'_{prop}) = RX'_A{}^{delay} + TX'_A{}^{delay} + RX'_B{}^{delay} + TX'_B{}^{delay} \quad (A.10)$$

A.7 Test et validation

Cette section regroupe divers tableaux contenant des résultats de mesures effectuées pour les tests et validation de la mesure du temps de propagation.

A.7.1 Mesure avec les noeuds 7 et 8

Le Tableau A.7.1 regroupe les distances mesurées entre les noeuds 0x07 et 0x08 en utilisant soit le protocole Single Sided, soit le protocole Double Sided.

Sens	Protocole	Distance réelle (m)	Distance mesurée moyenne (m)	Distance mesurée max - min (m)
7 vers 8	SS TWR	5	159,47	0,78
8 vers 7	SS TWR	5	159,66	0,82
7 vers 8	SDS TWR	5	159,29	0,14
8 vers 7	SDS TWR	5	159,29	0,15
7 vers 8	SS TWR	2,5	156,93	0,66
8 vers 7	SS TWR	2,5	157,07	1,12
7 vers 8	SDS TWR	2,5	156,74	0,14
8 vers 7	SDS TWR	2,5	156,76	0,15

TABLE A.7.1 – Résumé des mesures effectuées entre les transceivers 0x07 et 0x08.

A.7.2 Influence de la configuration

Les tableaux suivants regroupent des séries de mesures effectuées par deux transceivers distants de 1,88 mètre. Elles permettent de mettre en avant certains comportements qui sont détaillés en section 3.3.

Canal	Distance moyenne mesurée (m)	Distance max-min (cm)	Erreur
1	156,35	8	0
1	156,36	10	0
2	156,18	9	0
2	156,18	9	289
3	156,30	7	0
3	256,29	7	327
4	155,74	10	2
4	155,75	10	0
5	156,26	10	0
5	156,26	10	0
7	155,77	8	0
7	155,77	9	0

TABLE A.7.2 – Mesures effectuées à un débit de 6,8 Mb/s avec un préambule de 128 symboles et un PRF de 64 MHz, 1000 mesures par série.

Canal	Distance moyenne mesurée (m)	Distance max-min (m)	Erreur
1	156,20	8	0
1	156,21	8	0
2	156,15	9	380
2	156,14	9	0
3	156,20	7	488
3	156,21	5	560
4	155,73	9	439
4	155,73	10	199
5	156,18	9	0
5	156,18	8	0
7	155,75	8	33
7	155,72	8	37

TABLE A.7.3 – Mesures effectuées à un débit de 6,8 Mb/s avec un préambule de 128 symboles et un PRF de 16 MHz, 1000 mesures par série.

Canal	Distance moyenne mesurée (m)	Distance max-min (m)	Erreur
1	156,34	12	2
1	156,34	11	2
2	156,16	12	0
2	156,17	12	0
3	156,29	8	0
3	156,29	7	2
4	155,73	10	0
4	155,73	12	2
5	156,23	10	0
5	156,23	9	0
7	155,76	12	0
7	155,76	12	0

TABLE A.7.4 – Mesures effectuées à un débit de 850kb/s avec un préambule de 512 symboles et un PRF de 64 MHz, 1000 mesures par série.

Canal	Distance moyenne mesurée (m)	Distance max-min (m)	Erreur
1	156,18	7	2
1	156,18	8	4
2	156,12	9	0
2	156,12	8	3
3	156,18	9	0
3	156,18	8	0
4	155,71	8	2
4	155,71	8	0
5	156,16	8	2
5	156,16	9	0
7	155,71	11	66
7	155,71	11	93

TABLE A.7.5 – Mesures effectuées à un débit de 850kb/s avec un préambule de 512 symboles et un PRF de 16 MHz, 1000 mesures par série.

Canal	Distance moyenne mesurée (m)	Distance max-min (m)	Erreur
1	156,33	11	8
1	156,33	10	12
2	156,16	12	8
2	156,16	12	12
3	156,29	8	15
3	156,27	8	10
4	155,72	13	13
4	155,72	14	9
5	156,20	10	2
5	156,20	8	12
7	155,72	9	12
7	155,72	9	4

TABLE A.7.6 – Mesures effectuées à un débit de 110kb/s avec un préambule de 2048 symboles et un PRF de 64 MHz, 1000 mesures par série.

Canal	Distance moyenne mesurée (m)	Distance max-min (m)	Erreur
1	156,14	9	8
1	156,12	8	8
2	156,08	11	16
2	156,07	11	9
3	156,15	6	16
3	156,15	6	12
4	155,69	11	33
4	155,69	11	11
5	156,12	8	3
5	156,12	9	8
7	155,68	9	15
7	155,68	10	11

TABLE A.7.7 – Mesures effectuées à un débit de 110kb/s avec un préambule de 2048 symboles et un PRF de 16 MHz, 1000 mesures par série.

Temps de réponse en microsecondes	Distance mesurée	
	en temps DecaWave	en mètres
4215	33246,123	155,983
	33246,39	155,985
	33247,190	155,988
Moyenne	33246,57	155,99
1438	33290,651	156,192
	33291,95	156,198
	33291,485	156,196
Moyenne	33291,36	156,20
925	33300,224	156,237
	33299,889	156,235
	33299,905	156,235
Moyenne	33300,01	156,24

TABLE A.7.8 – Distance mesurée à une distance à 1,91 m à 6,8 Mb/s, 128 symboles, PRF 16 MHz, canal 1, 1000 mesures par série.

A.7.3 Localisation

Cette section regroupe des informations supplémentaires en rapport avec le chapitre 4 Localisation.

A.7.3.1 Milieu propice aux réverbérations

Le Tableau A.7.9 reprends la position des ancrs et des références.

Ancre	X (m)	Y (m)	Z (m)
0x0A	0,31	0,40	1,40
0x07	2,72	0,43	0,98
0x09	3,87	3,96	2,12
0x06	1,27	4,14	1,96
Références	X (m)	Y (m)	Z (m)
1	2,36	2,68	1 / 1,54 / 2,04
2	1,26	1,52	1,02 / 1,5 / 2,02
2	3,13	1,5	1,02 / 1,5 / 2,03
4	2,94	3,82	1 / 1,55 / 2,03
5	0,48	3,641	1 / 1,53 / 2,07

TABLE A.7.9 – Position des ancrs et des références durant la phases de test en milieu propice aux réverbérations.

Le Tableau 4.2.1 regroupe les résultats obtenus pour 15 séries de mesures à des positions différentes dans un milieu propice aux réverbérations.

A.7.3.2 Milieu non propice aux réverbérations

Le Tableau A.7.9 reprends la position des ancrs et des références.

Ancres	X (m)	Y (m)	Z (m)
0x09	0	0	1,05
0x0A	8,92	0,02	2,09
0x06	-0,03	8,9	2,1
0x08	8,88	8,9	0,98
Références	X (m)	Y (m)	Z (m)
1	4,75	4,25	1 / 1,5 / 2
2	2,23	2,23	1 / 1,5 / 2
3	2,23	6,68	1 / 1,5 / 2
4	6,69	2,23	1 / 1,5 / 2
5	6,69	6,68	1 / 1,5 / 2
6	4,46	0	1 / 1,5 / 2
7	8,92	4,45	1 / 1,5 / 2
8	0	4,45	1 / 1,5 / 2

TABLE A.7.10 – Position des ancres et des références durant la phases de test en milieu non propice aux réverbérations.

Le Tableau A.7.11 illustre les résultats des localisations en milieu non propice aux réverbérations sur une vue 2D, soit l'axe horizontal. Toutes les mesures n'ont pas pris en compte l'erreur horizontale d'où l'absence d'information pour certaines.

*. Exclu l'erreur maximal de 313 cm.

Référence	Hauteur (m)	Erreur en 2D (plan horizontal) (cm)			Proportion sous 10 cm (%)
		Min	Moyenne	Max	
1	1	-	-	-	-
	1,5	-	-	-	-
	2	-	-	-	-
2	1	-	-	-	-
	1,5	-	-	-	-
	2	0,1	4,6	13,3	-
3	1	0,7	10,5	16	26,4
	1,5	2,6	13,2	17,6	0,4
	2	8,1	13	16,8	0,25
4	1	0,6	7,8	313	84,5
	1,5	0	3,9	14,54	90,2
	2	2,9	18	37	-
5	1	5,1	9,2	13,6	71,7
	1,5	5	9,4	14,4	65,9
	2	0,7	6,4	12,7	98,2
6	1,5	13,3	18,6	24,3	0
7	1,5	6,6	16,7	23	0,2
8	1,5	19,2	24	29,3	0
Moyenne	-	4,99	11,94	19,37*	36,47

TABLE A.7.11 – Résultats des localisations en milieu non propice aux réverbérations sur une vue 2D (l'axe horizontal).