

Table des matières

<i>Introduction</i>	1
I.1. ULB, technologie naturellement inscrite dans l'histoire de la radio	2
I.2. Emergence de nouveaux besoins	5
I.3. Insuffisance des systèmes conventionnels de radiolocalisation	7
I.4. Prédispositions des transmissions ULB pour la localisation	10
I.4.1. Résolution et précision temporelle	10
I.4.2. Pénétration des matériaux	12
I.4.3. Hybridation des fonctionnalités de localisation et de communication	13
I.5. Localisation ULB et standardisation	14
I.5.1. ULB haut-débit (HDR-UWB)	14
I.5.2. ULB bas-débit (LDR-UWB)	14
I.6. Problématique générale et thématiques liées	17
I.7. Références bibliographiques de l'Introduction	21
 <i>Chapitre 1 : Métriques, organisation du réseau et modes d'échange</i>	 25
1.1. Introduction	26
1.2. Métriques de radiolocalisation	27
1.2.1. Puissance reçue (RSSI)	27
1.2.2. Angles d'arrivée (AOA)	28
1.2.3. Temps d'arrivée (TOA)	28
1.2.4. Différences de temps d'arrivée (TDOA)	29
1.3. Métriques de radiolocalisation, topologie du réseau, et positionnement	30
1.3.1. Lien intuitif entre métriques temporelles et positionnement	30
1.3.2. Incidence de la topologie du réseau	31
1.3.2.1. Réseaux pourvus d'infrastructure	32
1.3.2.2. Réseaux <i>ad hoc</i>	33
1.3.2.2.1. Réseaux en étoile	33
1.3.2.2.2. Réseaux point-à-point	34
1.4. Modes d'échange autorisant la mesure des métriques temporelles de radiolocalisation	36
1.4.1. Protocoles pour la mesure des temps d'arrivée (TOA)	37
1.4.1.1. Protocole « aller-retour » (TWR-TOA)	37
1.4.1.1.1. Principe de base	37
1.4.1.1.2. Erreurs liées à la dérive des horloges et à la temporisation	38
1.4.1.1.3. Réduction des erreurs indépendantes de la couche physique	42
1.4.1.2. Protocole « aller-simple » (OWR-TOA)	46
1.4.1.2.1. Principe de base	46
1.4.1.2.2. Erreurs liées à la synchronisation et aux dérives d'horloge	47
1.4.2. Protocoles pour la mesure de différences de temps d'arrivée (TDOA)	47
1.4.2.1. Principe de base	47
1.4.2.2. Erreurs liées à la synchronisation et aux dérives d'horloge	49

1.5. Aménagement des protocoles de communication	51
1.5.1. Structure type des trames dans les réseaux personnels ULB	51
1.5.2. Exemple d'exploitation des intervalles de temps alloués aux communications point-à-point	52
1.5.3. Impact de la précision temporelle de détection	54
1.6. Conclusion	58
1.7. Références bibliographiques du Chapitre 1	59
 <i>Chapitre 2 : Impact du canal de propagation ULB</i>	 61
2.1. Introduction	62
2.2. Propagation ULB multi-trajets à l'intérieur des bâtiments	64
2.2.1. Principales interactions électromagnétiques subies par la forme d'onde ULB	64
2.2.1.1. Transmissions	64
2.2.1.2. Réflexions	65
2.2.1.3. Diffractions	66
2.2.1.4. Commentaires sur l'impact des interactions	67
2.2.2. Modèles statistiques de canaux ULB à l'intérieur des bâtiments	68
2.2.2.1. Pertes de propagation	68
2.2.2.2. Profils multi-trajets	71
2.2.3. Configurations de canaux et <i>scenarii</i> de détection	73
2.2.4. Notion de biais	75
2.2.4.1. Biais et détection des trajets	75
2.2.4.2. Biais et positionnement	76
2.2.5. Modélisation de l'erreur liée au canal	76
2.2.5.1. Modélisation statique de l'erreur sur les distances estimées	76
2.2.5.1.1. Mixture de base	76
2.2.5.1.2. Espérance et variance du biais	77
2.2.5.1.3. Configurations des canaux	77
2.2.5.1.4. Réalisations réalistes et paramètres de modèle expérimentaux	78
2.2.5.2. Modélisation dynamique de l'erreur	88
2.2.5.2.1. Discrétisation de la valeur du biais et processus de « marche aléatoire »	88
2.2.5.2.2. Bruit de biais	89
2.2.5.2.3. Paramètres de modèle expérimentaux	90
2.3. Propagation ULB mono-trajet en milieu extérieur – L'exemple de l'environnement enneigé	93
2.3.1. Modèles de propagation ULB avec antennes d'émission ensevelies	93
2.3.1.1. Modèle de temps de vol	94
2.3.1.2. Pertes de propagation	95
2.3.1.3. Réalisations réalistes et paramètres de modèle expérimentaux	96
2.3.1.3.1. Exploitation de mesures ULB temporelles en milieux enneigés	96
2.3.1.3.2. Paramètres de modèle expérimentaux	98
2.3.2. Implications pour les systèmes de localisation ULB dans les environnements enneigés	101
2.3.2.1. Atténuation et sensibilité des dispositifs ULB	101
2.3.2.2. Mesure des temps d'arrivée et positionnement	103
2.4. Conclusion	105
2.5. Références bibliographiques du Chapitre 2	106

Chapitre 3 : Détection des impulsions ULB	109
3.1. Introduction	110
3.2. Techniques classiques de détection des impulsions dans un contexte d'estimation de temps d'arrivée	111
3.3. Cadre d'évaluation d'architectures ULB bas-coût et basse-complexité	116
3.3.1. Formulation du problème général de détection	116
3.3.2. Formes d'onde envisagées	118
3.3.3. Caractéristiques énergétiques des canaux envisagés	119
3.4. Architectures non-cohérentes à base de détection d'énergie	122
3.4.1. Principe de base	122
3.4.2. Performances de détection	124
3.4.2.1. Variable de décision	124
3.4.2.2. Détection manquée	125
3.4.2.3. Fausse alarme	125
3.5. Architecture cohérente à échantillonnage direct et quantification sur 1 bit	127
3.5.1. Principe	127
3.5.2. Performances de détection	128
3.5.2.1. Variable de décision	128
3.5.2.2. Détection manquée	129
3.5.2.3. Fausse alarme	130
3.6. Energie requise et portée	131
3.7. Conclusion	136
3.8. Références bibliographiques du Chapitre 3	137
Chapitre 4 : Positionnement ULB	141
4.1. Introduction	142
4.2. Algorithmes classiques de positionnement à partir de métriques temporelles	144
4.2.1. Algorithmes de positionnement centralisés	144
4.2.2. Algorithmes de positionnement distribués	146
4.3. Positionnement distribué, redondance d'information, et traitement statistique des distances biaisées par le canal – Application aux réseaux <i>ad hoc</i> ULB en milieu <i>indoor</i>	149
4.3.1. Contexte applicatif	149
4.3.2. Moindres carrés distribués	150
4.3.3. Modèles de distances mesurées	151
4.3.4. Log-vraisemblance des observations	152
4.3.5. Maximisation distribuée de la log-vraisemblance des observations	153
4.3.6. Performances pour des environnements <i>indoor</i> types	156
4.3.6.1. Paramètres de simulation	156
4.3.6.2. Résultats de simulation	158
4.4. Positionnement, résolution ULB, et diversité temporelle – Application à la reconnaissance d'« empreintes » ULB en milieu <i>indoor</i>	163
4.4.1. Reconnaissance d'empreintes et radiolocalisation	163
4.4.2. Diversité temporelle ULB et représentativité des historiques d'interaction	165
4.4.3. Techniques d'estimation de canal à faible complexité	167
4.4.4. Réseaux de neurones pour la reconnaissance des signatures ULB	167
4.4.5. Implications pour les systèmes de communication ULB	170
4.4.6. Performances pour des environnements <i>indoor</i> types	171

4.4.6.1. Paramètres de simulation	171
4.4.6.2. Résultats	176
4.5. Positionnement et traitement déterministe des biais introduits par le canal – Application à la localisation ULB de victimes d’avalanche	181
4.5.1. Contexte applicatif	181
4.5.2. Estimateur au sens des moindres carrés et développement en série de Taylor	183
4.5.3. Performances théoriques de positionnement	185
4.5.3.1. Paramètres de simulation	185
4.5.3.2. Résultats	186
4.6. Conclusion	192
4.7. Références bibliographiques du Chapitre 4	193
 <i>Chapitre 5 : Poursuite ULB</i>	 197
5.1. Introduction	198
5.2. Equations régissant le système en situation de mobilité	200
5.2.1. Équation d'état	200
5.2.2. Équation d'observation	202
5.3. Interpolation et filtrage de mesures biaisées de temps d'arrivée	204
5.3.1. Interpolation polynomiale au sens des moindres carrés	204
5.3.2. Formulation Bayésienne du problème de filtrage	204
5.4. Techniques Bayésiennes adaptées au problème de poursuite ULB à l'intérieur des bâtiments	206
5.4.1. Filtre de Kalman étendu	206
5.4.1.1. Principe de base	206
5.4.1.2. Formulation algorithmique complète	206
5.4.1.3. Paramètres critiques du filtre	209
5.4.2. Filtre particulier régularisé	210
5.4.2.1. Principe de base	210
5.4.2.2. Formulation algorithmique complète	210
5.4.2.3. Paramètres critiques	212
5.4.3. Performances pour un environnement <i>indoor</i> type et des canaux ULB déterministes	212
5.4.3.1. Paramètres de simulation	212
5.4.3.2. Résultats	214
5.5. Conclusion	223
5.6. Références bibliographiques du Chapitre 5	224
 <i>Chapitre 6 : Réalisations et expérimentations</i>	 225
6.1. Introduction	226
6.2. Prototypes d'émetteurs ULB compacts pour la bande basse	227
6.2.1. Description générale	227
6.2.2. Génération du signal	227
6.2.3. Antennes	228
6.3. Dispositif et paramètres d'expérimentation	230
6.3.1. Chaîne de réception	230
6.3.2. Configurations géométriques et environnements testés	231
6.3.3. Estimation des temps d'arrivée et récepteurs ULB simulés	232
6.3.4. Algorithme de positionnement et grandeurs caractérisées	233

6.4. Résultats d'expérimentations	234
6.4.1. Situations de visibilité	234
6.4.1.1. Références encadrant la scène	234
6.4.1.2. Références groupées	238
6.4.2. Situations de non-visibilité	239
6.5. Conclusion	242
6.6. Référence bibliographique du Chapitre 6	243
 <i>Conclusion et perspectives</i>	 245
 <i>Annexes</i>	 249
Annexe 1 : Temps de vol estimé dans la stratégie TWR-TOA	250
Annexe 2 : Temps de vol estimé dans la stratégie DTE-TOA	252
Annexe 3 : Inversion de l'estimée du rapport des horloges	253
Annexe 4 : Technique haute-résolution de post-traitement de mesures fréquentielles à bande limitée	254
Annexe 5 : Densité de probabilité conditionnelle des distances mesurées	260
Annexe 6 : Connectivité moyenne au sein d'un réseau <i>ad hoc</i> pour des coordonnées de nœuds uniformément distribuées	263
Annexe 7 : Antennes ULB compactes dans la bande [0.5:1.1]GHz	266
Références bibliographiques des annexes	268
 <i>Bibliographie personnelle</i>	 269

Table des figures, tableaux et illustrations

Introduction	I
Figure 1 : Exemple de forme d'onde ULB impulsionnelle (avec un support temporel de l'ordre de 1ns) et spectre associé (7.26GHz de largeur de bande à -10dB de la densité spectrale de puissance maximale)	10
Figure 2 : Masques d'émission autorisés pour les transmissions ULB à l'intérieur des bâtiments (densité spectrale de puissance rayonnée à 1m) selon les instances de régulation américaine (FCC) et européenne (ETSI)	11
Tableau 1 : Précision temporelle (et précision spatiale correspondante) des systèmes de communication sans-fil	12
Figure 3 : Schéma-bloc fonctionnel générique pour les procédures de radiolocalisation classiques	17
Figure 4 : Thématiques adressées par le problème de localisation ULB posé dans sa formulation globale	18
Chapitre 1 : Métriques, organisation du réseau et modes d'échange	25
Figure 1 - 1 : Positionnement absolu 2D d'un noeud mobile vis-à-vis de 3 points de référence à partir de 3 mesures de TOA ou 2 mesures de TDOA	31
Figure 1 - 2 : Exemple de topologie de réseau sans-fil WLAN avec infrastructure	32
Figure 1 - 3 : Exemple de topologie de réseau sans-fil WPAN en étoile	33
Figure 1 - 4 : Exemples de topologies de réseau sans-fil WPAN point à point	35
Figure 1 - 5 : Procédure générique “aller-retour” (TWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux noeuds « asynchrones »	37
Figure 1 - 6 : Protocole générique “aller-retour” (TWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux noeuds « asynchrones »	38
Figure 1 - 7 : Alternative (DTE ou DTOA) au protocole « aller-retour » (TWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux noeuds	44
Figure 1 - 8 : Protocole générique “aller-simple” (OWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux noeuds isochrones	46
Figure 1 - 9 : Procédures génériques “aller-simple” (OWR) actives et passives pour la mesure de différences de temps d'arrivée (TDOA) à partir de noeuds de référence isochrones	48
Figure 1 - 10 : Protocole générique “aller-simple” (OWR) dans le mode actif pour la mesure de différences de temps d'arrivée (TDOA) défini à l'aide de trois noeuds isochrones	49
Figure 1 - 11 : Exemple de structure type de supertrame dans un contexte de réseau ULB bas-débit avec 3 intervalles de temps réservés à la mesure de distance TWR-TOA, avec correction de dérive relative d'horloge	52
Figure 1 - 12 : Représentation simplifiée d'une procédure TOA-TWR avec correction de dérive relative d'horloge. La réponse à la requête, puis l'estimation de la dérive, interviennent dans les intervalles de temps de communication adjacents, avec $T_R=T_C$	54
Figure 1 - 13 : Ecart type de l'erreur sur la distance estimée pour les procédures TWR-TOA avec correction de la dérive relative des horloges et DTE-TOA, en fonction de l'écart type du bruit de détection	55
Figure 1 - 14 : Ecart type de l'erreur sur la distance estimée pour la procédure TWR-TOA avec correction de la dérive relative des horloges, en fonction de deux durées critiques du protocole (temps de réponse T_R et temps de comparaison T_C)	55

Figure 1 - 15 : Ecart type de l'erreur sur la distance estimée pour des procédures TWR-TOA et de correction de la dérive relative des horloges cascadées et la procédure DTE-TOA, en fonction de l'écart type du bruit de détection	56
Figure 1 - 16 : Ecart type de l'erreur sur la distance estimée pour des procédures TWR-TOA et de correction de la dérive relative des horloges cascadées, en fonction de deux durées critiques du protocole (temps de réponse T_R et temps de comparaison T_C)	56
Chapitre 2 : Impact du canal de propagation ULB	61
Figure 2 - 1 : Cas type de transmission à travers un mur d'épaisseur e sous l'incidence θ_i	64
Figure 2 - 2 : Cas type d'une réflexion unique sur un mur d'épaisseur e pour une incidence θ_i	66
Figure 2 - 3 : Cas type d'une diffraction dans la direction θ_d pour une incidence θ_i sur une arrête	67
Figure 2 - 4 : Pertes de propagation moyenne attendues pour les systèmes ULB occupant une bande B , en fonction de la portée et pour différents exposants de perte α (avec $d_0=1\text{m}$)	70
Figure 2 - 5 : Détail d'une réponse composite ULB (normalisée en amplitude) reçue à 10m dans la bande [3.1:5.1]GHz, et présentant un trajet direct non-dominant. L'environnement envisagé est de type « bureau » en situation de visibilité (cas 15.4a-CM3 du modèle statistique)	75
Figure 2 - 6 : Synopsis complet de l'algorithme haute-résolution PHR-FDML utilisé pour l'exploitation de mesures ULB fréquentielles réalisées dans la bande [2:6]GHz	79
Figure 2 - 7 : Détail d'une forme d'onde temporelle (a) obtenue après reconstruction passe-bande hermitienne (PHR) d'une mesure fréquentielle ULB dans la bande [2:6]Ghz, et application d'un algorithme de Transformée de Fourier Discrète Inverse (IFFT). Réponse impulsionale associée (b) après application du critère de maximum de vraisemblance fréquentiel (FDML). La mesure initiale a été réalisée à 7m en situation de non-visibilité sévère (NLOS ²)	81
Figure 2 - 8 : Erreurs commises sur les distances estimées pour l'environnement de type résidentiel à partir de mesures ULB fréquentielles dans la bande [2:6]GHz ; τ_s et τ_f désignent respectivement les stratégies de détection du plus fort trajet estimé et du premier trajet estimé	82
Figure 2 - 9 : Erreurs commises sur les distances estimées pour l'environnement de type « bureau/laboratoire » à partir de mesures ULB fréquentielles réalisées dans la bande [2:6]GHz; τ_s et τ_f désignent respectivement les stratégies de détection du plus fort trajet estimé et du premier trajet estimé	83
Tableau 2 - 1 : Paramètres expérimentaux du modèle obtenus à partir de mesures ULB dans la bande [2:6]GHz (premier trajet observable)	84
Figure 2 - 10 : Espérances théorique et empirique de l'erreur sur la distance estimée conditionnée à la distance réelle et à la configuration NLOS ²	85
Figure 2 - 11 : Ecarts types théorique et empirique de l'erreur sur la distance estimée conditionnée à la distance réelle et à la configuration NLOS ²	85
Figure 2 - 12 : Probabilités empiriques des différentes configurations de canal (ou fréquences d'apparition lors de la campagne de mesure) en fonction de la distance	87
Figure 2 - 13 : Exemples de réalisations réalistes d'erreurs liées au canal sur les distances estimées, dans la modélisation proposée avec les paramètres expérimentaux du Tableau 2 – 1 et pour la bande [2:6]GHz	87
Figure 2 - 14 : Illustration du concept de corrélation spatiale des trajets ULB avec le déplacement d'un nœud mobile sur un cas simple mettant en jeu trois types d'interactions distinctes (a); modèle stochastique de « marche aléatoire » pour le biais affectant les métriques de localisation (b) sur ce même cas	88
Figure 2 - 15 : Environnement indoor type pour la caractérisation des paramètres statistiques du modèle de bruit de biais	90
Figure 2 - 16 : Poids de la composante gaussienne dans le modèle en mixture de bruit de biais, en fonction du taux de rafraîchissement et de la vitesse 1D maximale tolérée pour une stratégie de détection du plus fort trajet	91
Figure 2 - 17 : Ecart type de la composante gaussienne du modèle en mixture de bruit de biais, en fonction du taux de rafraîchissement et de la vitesse 1D maximale tolérée, pour une stratégie de détection du plus fort trajet	91

Figure 2 - 18 : Géométrie d'une liaison radio ULB impliquant une antenne d'émission ensevelie sous le manteau neigeux	94
Figure 2 - 19 : Signal de référence normalisé obtenu en chambre anéchoïque (a), et exemple de signal reçu avec une antenne d'émission ensevelie (b) à $d=5\text{m}$, avec $h_{RX}=1\text{m}$ et $p_{TX}=0.5\text{m}$	98
Figure 2 - 20 : Résidus obtenus sur les pseudo-distances après optimisation à partir des mesures ULB	99
Tableau 2 - 2 : Valeurs expérimentales pour la partie réelle de l'indice de réfraction de la neige et permittivité réelle associée (à partir de mesures ULB réalisées dans la neige dans la bande [3:5]GHz)	100
Tableau 2 - 3 : Valeur expérimentale pour la partie imaginaire de l'indice de réfraction de la neige permittivité imaginaire associée (à partir des mesures réalisées dans la neige dans la bande [3:5]GHz)	101
Figure 2 - 21 : Pertes de propagation moyennes subies par une forme d'onde ULB pour des fréquences géométriques de $f_0=0.5\text{GHz}$ (a) et $f_0=3.8\text{GHz}$ (b), avec une antenne d'émission enfouie sous la neige à $p_{TX}=1\text{m}$ et une antenne de réception à une hauteur de $h_{RX}=1\text{m}$, en fonction de la portée d , et des paramètres diélectriques de la neige	102
Figure 2 - 22 : Pseudo-distances estimées (a) et premières dérivées (b) en fonction de la distance d , de la profondeur p_{TX} , de la hauteur h_{RX} , et des paramètres diélectriques	104
Chapitre 3 : Détection des impulsions ULB	109
Figure 3 - 1 : Exemple de corrélateur analogique à base de filtre adapté à la séquence d'impulsions transmises (représentation simplifiée d'un filtre non causal)	112
Figure 3 - 2 : Implémentation sous-optimale du corrélateur analogique à base de filtre adapté à la séquence de code	113
Figure 3 - 3 : Implémentation numérique du filtre adapté à la séquence de code	114
Figure 3 - 4 : Exemples de formes d'onde temporelles testées (la résolution spatiale mentionnée entre parenthèse est l'équivalent spatial d'un demi-support temporel de l'impulsion)	118
Figure 3 - 5 : Exemples de spectres normalisés pour les formes d'onde testées (la résolution spatiale mentionnée entre parenthèse est l'équivalent spatial du support temporel de l'impulsion)	119
Figure 3 - 6 : Positions temporelles testées T_l pour la caractérisation de l'énergie relative r_l comprise dans des fenêtres de durée T_i	120
Figure 3 - 7 : Densité de probabilité de la contribution énergétique relative ($R_F=E_l/E_c$) suivant l'instant du début d'intégration T_l et en fonction de la bande, dans le cas du canal IEEE 15.4a – CM1	121
Figure 3 - 8 : Exemple d'architecture simplifiée de récepteur non-cohérent à base de détection d'énergie	123
Figure 3 - 9 : Schéma bloc du récepteur à échantillonnage direct et quantification sur 1 bit	127
Figure 3 - 10 : Performances de détection de l'architecture à base de détection d'énergie pour le canal 15.4a – CM1 après accumulation de l'énergie de $N_{acc}=50$ impulsions successives, en fonction de la bande et de l'énergie étalée sur l'intégralité du canal (avec $m=0$ et $T_{obs}=10\text{ns}$)	132
Figure 3 - 11 : Performances de détection de l'architecture à base d'échantillonnage et quantification sur 1 bit pour le canal 15.4a – CM1 avec intégration cohérente de $N=50$ impulsions successives, en fonction de la bande et de l'énergie étalée sur l'intégralité du canal (avec $m=0$ et $T_{obs}=10\text{ns}$)	132
Figure 3 - 12 : Performances de détection de l'architecture à base de détection d'énergie pour la bande n°2, le canal 15.4a – CM8, et un rapport signal à bruit $E_c/N_0=23\text{dB}$ (défini à partir de l'énergie étalée sur l'intégralité du canal) en fonction du nombre d'accumulations et de la tolérance sur l'erreur d'estimation positive du temps d'arrivée (avec $T_{obs}=10\text{ns}$)	133
Figure 3 - 13 : Performances de détection de l'architecture à base d'échantillonnage et quantification sur 1 bit pour la bande n°4, le canal 15.4a – CM8, et un rapport signal à bruit $E_c/N_0=20\text{dB}$ (défini à partir de l'énergie étalée sur l'intégralité du canal) en fonction du nombre d'intégrations et de la tolérance sur l'erreur d'estimation positive du temps d'arrivée (avec $T_{obs}=10\text{ns}$)	134

Tableau 3 - 1 : Portée théorique de systèmes ULB sous-optimaux pour la détection d'impulsions dans un contexte d'estimation de temps d'arrivée en visibilité (canal IEEE 15.4a - CM1) **135**

Chapitre 4 : Positionnement ULB **141**

Figure 4 - 1 : Exemple de configuration de réseau *ad hoc*, et procédures TWR-TOA associées, pour des communications coordonnées de type TDMA **157**

Figure 4 - 2 : Erreur de positionnement moyenne (a) et probabilité d'erreur circulaire (b) obtenues avec les algorithmes de DMLL et DWLS après 30 itérations (supertrames) pour 50 noeuds incluant 5 nœuds de référence et pour une largeur de bande de 4GHz, en fonction de la connectivité moyenne **159**

Figure 4 - 3 : Erreur de positionnement (a) et probabilité circulaire d'erreur (b) obtenues avec les algorithmes DMLL et DWLS après 30 itérations (supertrames) pour 50 noeuds incluant 20 nœuds de référence, et une connectivité moyenne de 10 voisins, en fonction de la largeur de bande **161**

Figure 4 - 4 : Erreur de positionnement (a) et probabilité circulaire d'erreur (b) après 30 itérations (supertrames) pour 50 noeuds, une connectivité moyenne de 10 voisins, et une largeur de bande de 4GHz, en fonction du nombre de nœuds de référence **162**

Figure 4 - 5 : Etapes d'une procédure de localisation par reconnaissance d'« empreintes » radio **164**

Figure 4 - 6 : Détail d'un groupe de trajets unitaires secondaires (a) et réponse composite associée (b) pour un signal ULB dans la bande [3.1:5.1]GHz, en fonction des historiques d'interaction (R_f : réflexion au sol, R_w : réflexion au mur, R_c : réflexion au plafond), pour un environnement *indoor* en visibilité à 3.354m. Les temps d'arrivée (en ns) figurent entre parenthèses en (a) **166**

Figure 4 - 7 : Architecture d'un réseau de neurones de type *feed-forward / multi-layer perceptron*, comprenant S neurones dans sa couche cachée et 2 neurones dans sa couche de sortie, avec R variables d'entrée et 2 variables de sortie **168**

Figure 4 - 8 : Scène *indoor* investiguée avec quatre récepteurs ULB de référence (BSs) encadrant la scène, et un émetteur mobile (M) **172**

Figure 4 - 9 : Fonction de répartition empirique du gain supplémentaire requis pour la détection de différents groupes de trajets significatifs, à partir de la configuration de base $PRP=200\text{ns}$ et $NF=5\text{dB}$, en fonction de la sensibilité (seuil de sensibilité en amplitude équivalent ζ défini par rapport à l'écart type du bruit analogique après filtrage σ_n). Statistiques réalisées sur les 5600 positions de l'émetteur pour le maillage $20\text{cm}\times20\text{cm}$ de la scène Figure 4 - 8 **173**

Figure 4 - 10 : Forme d'onde ULB de référence utilisée lors de la phase d'estimation de canal (algorithme SW) dans la bande [3.1:5.1]GHz **174**

Figure 4 - 11 : Signaux ULB reçus par les nœuds de référence après filtrage dans le bande du signal avec $PRP=200\text{ns}$ et $NF=5\text{dB}$, pour la position du nœud mobile représentée sur la Figure 4 - 8 **174**

Figure 4 - 12 : Signaux résultant de 64 intégrations cohérentes, avec $PRP=200\text{ns}$ et $NF=5\text{dB}$, pour la position du nœud mobile représentée sur la Figure 4 - 8 **175**

Figure 4 - 13 : Trajets significatifs estimés (algorithme SW) à partir du résultat de 64 intégrations cohérentes (Figure 4 - 12) pour la position du nœud mobile représentée sur la Figure 4 - 8, et pour une sensibilité du récepteur (sensibilité initiale équivalente en amplitude après intégration $\zeta=3\sigma_n$) **175**

Figure 4 - 14 : Fonction de répartition de l'erreur de positionnement obtenue sur les points du maillage de la scène avec un algorithme classique à base de TDOA actif de type LS-TSE, en fonction du nombre de trajets estimés n_t et du nombre de références en réception n_r (le TDOA est calculé à partir du premier TOA des n_t trajets estimés pour chaque configuration) **176**

Figure 4 - 15 : Fonction de répartition de l'erreur de positionnement obtenue sur les points du maillage de la scène à l'aide d'un réseau de neurones avec 3 références, 5 trajets estimés et 20 neurones dans la couche cachée, en fonction de la finesse du maillage **178**

Figure 4 - 16 : Fonction de répartition de l'erreur de positionnement obtenue pour un maillage fin de la scène ($20\text{cm}\times20\text{cm}$) à l'aide d'un réseau de neurones, avec 5 trajets estimés par référence et 20 neurones dans la couche cachée, en fonction du nombre de références **178**

- Figure 4 - 17 :** Fonction de répartition de l'erreur de positionnement obtenue pour un maillage fin de la scène (20cm×20cm) à l'aide d'un réseau de neurones, avec 3 références et 20 neurones dans la couche cachée, en fonction du nombre de trajets estimés par référence _____ 179
- Figure 4 - 18 :** Représentation schématique d'un système opportuniste ULB de localisation de victimes d'avalanche (V_i), après déploiement des références périphériques (R_i) _____ 182
- Figure 4 - 19 :** Exemple d'erreur de positionnement 2D sur 100 réalisations avec un émetteur enseveli en (2,2,-1)m à proximité de références en (0,0,1.5)m, (0,5,0,05)m, et (5,0,0,05)m, $n_s=1.9$ et $\sigma_\eta=0.10m$. 2D-CEP_{0,2m}=90% pour la stratégie TSE retenue, quelle que soit la profondeur d'ensevelissement posée *a priori* _____ 187
- Figure 4 - 20 :** Racine de l'erreur quadratique moyenne 2D-RMSE, et erreur à 2D-CEP_{erreur}=90 % (a). Probabilité circulaire d'erreur 2D-CEP (b) en fonction de la distance sauveteur-victime avec une référence principale en (0,0,1.5)m, des références périphériques en (0,15,0,05)m et (15,0,0,05)m, et un émetteur enseveli en différentes positions à partir de la position du sauveteur à l'origine jusqu'à (20,20,-1)m, avec $n_s=1.7$ et $\sigma_\eta=0.10m$ _____ 188
- Figure 4 - 21 :** Racine de l'erreur quadratique moyenne 2D-RMSE (a) et probabilité circulaire d'erreur 2D-CEP (b) en fonction de la distance sauveteur-victime avec un émetteur enseveli en (20,20,-1)m, des références périphériques en (0,15,0,05)m et (15,0,0,05)m, et une référence principale occupant différentes positions depuis l'origine (0,0,1.5)m jusqu'à la positon de l'émetteur, avec $n_s=1.7$ et $\sigma_\eta=0.10m$ _____ 189
- Figure 4 - 22 :** Racine de l'erreur quadratique moyenne 2D-RMSE en fonction de la distance sauveteur-victime avec une référence principale en (0,0,1.5) m, des références périphériques tour à tour en (0,10,0,05)m/(10,0,0,05)m, en (0,20,0,05)m/(20,0,0,05)m et en (0,30,0,05)m/(30,0,0,05)m, et un émetteur enfoui en différentes positions depuis l'origine jusqu'à (20,20,-1)m, avec $n_s=1.7$ et $\sigma_\eta=0.10m$ _____ 190
- Figure 4 - 23 :** Racine de l'erreur quadratique moyenne 2D-RMSE en fonction de la distance sauveteur-victime avec une référence principale en (0,0,1.5)m, des référence périphériques en (0,15,0,05)m, et (15,0,0,05)m, un émetteur enfoui en différentes positions depuis l'origine jusqu'à (20,20,-1)m, avec $n_s=1.7$, σ_η entre 0.10m et 0.30m _____ 191

- Chapitre 5 : Poursuite ULB** _____ 197
- Figure 5 - 1 :** Trajectoire canonique testée pour la poursuite ULB à l'intérieur des bâtiments avec quatre noeuds de référence (BSi) encadrant la scène _____ 213
- Figure 5 - 2 :** Exemples de temps d'arrivée mesurés pour la trajectoire représentée sur la Figure 5 - 1, avec une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$) _____ 214
- Figure 5 - 3 :** Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre classique EKF, une vitesse maximale 1D de 1m.s⁻¹, $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$), en fonction de la période de rafraîchissement _____ 215
- Figure 5 - 4 :** Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MEKF, une vitesse maximale 1D de 1m.s⁻¹, $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), en fonction de la période de rafraîchissement _____ 216
- Figure 5 - 5 :** Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MEKF, une vitesse maximale 1D de 2m.s⁻¹, $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), en fonction de la période de rafraîchissement _____ 216
- Figure 5 - 6 :** Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF comprenant $N_p=1000$ particules, une vitesse maximale 1D de 1m.s⁻¹, $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), en fonction de la période de rafraîchissement _____ 217
- Figure 5 - 7 :** Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF comprenant $N_p=1000$ particules, une vitesse maximale 1D de 2m.s⁻¹, $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), en fonction de la période de rafraîchissement _____ 218

Figure 5 - 8 : Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF, une vitesse maximale 1D de 1m.s^{-1} , $n_r=4$ références, une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), et une période de rafraîchissement $dt=0.2\text{s}$, en fonction du nombre N_p de particules 218

Figure 5 - 9 : Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF, une vitesse maximale 1D de 1m.s^{-1} , $n_r=4$ références, une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), et une période de rafraîchissement $dt=1\text{s}$, en fonction du nombre N_p de particules 219

Figure 5 - 10 : Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MEKF, une vitesse maximale 1D de 1m.s^{-1} , $n_r=4$ références, une période de rafraîchissement $dt=0.2\text{s}$, en fonction du nombre de trajets estimés n_t 220

Figure 5 - 11 : Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MEKF, une vitesse maximale 1D de 2m.s^{-1} , $n_r=4$ références, une période de rafraîchissement $dt=1\text{s}$, en fonction du nombre de trajets estimés n_t 220

Figure 5 - 12 : Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF comprenant $N_p=1000$ particules, une vitesse maximale 1D de 1m.s^{-1} , $n_r=4$ références, une période de rafraîchissement $dt=0.2\text{s}$, en fonction du nombre de trajets estimés n_t 221

Figure 5 - 13 : Fonction de répartition de l'erreur 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF comprenant $N_p=1000$ particules, une vitesse maximale 1D de 2m.s^{-1} , $n_r=4$ références, une période de rafraîchissement $dt=1\text{s}$, en fonction du nombre de trajets estimés n_t 221

Chapitre 6 : Réalisations et expérimentations 225

Figure 6 - 1 : Vue synoptique des prototypes d'émetteurs ULB 227

Figure 6 - 2 : Forme d'onde alimentant l'antenne d'émission 228

Figure 6 - 3 : Exemple de forme d'onde reçue en chambre anéchoïque, et densité spectrale de puissance associée, avec une antenne de réception identique à l'antenne de l'émetteur, sous des élévations de 90° 229

Figure 6 - 4 : Prototype complet d'émetteur ULB réalisé au LETI à base de composants discrets fonctionnant dans la bande-basse [0.5:1.1]GHz 229

Figure 6 - 5 : Antenne de réception mise en boîtier ABS (conditionnement identique à l'émetteur) 230

Figure 6 - 6 : Environnement *indoor* investigué (en haut à droite), émetteur complet en boîtier E (en bas à droite), antennes de réception en boîtiers R_i , et oscilloscope numérique mono-coup (en haut à gauche) utilisés pour les expérimentations de localisation dans la bande basse [0.5:1.1]GHz 231

Figure 6 - 7 : Exemple de formes d'onde (en haut à gauche) obtenues après 20 intégrations cohérentes pour le récepteur « idéal », TDOA théoriques et mesurés (en haut à droite), positions estimées (algorithme LS-TSE) d'un émetteur TX en (6,8)m avec 4 antennes de référence Ref_i en visibilité encadrant la scène (en bas à gauche - échelle en m), et fonction de la répartition de l'erreur de positionnement (en bas à droite) 235

Figure 6 - 8 : Exemple de formes d'onde obtenues après 20 intégrations cohérentes pour le récepteur « à échantillonnage 2.5Gsps - 1bit », TDOA théoriques et mesurés, positions estimées (LS-TSE) d'un émetteur TX en (6,8)m avec 4 antennes de référence Ref_i en visibilité encadrant la scène, et fonction de la répartition de l'erreur de positionnement 236

Figure 6 - 9 : Exemple de formes d'onde obtenues après 20 accumulations pour le récepteur « à détection d'énergie », TDOA théoriques et mesurés, positions estimées (LS-TSE) d'un émetteur TX en (6,8)m avec 4 antennes de référence Ref_i en visibilité encadrant la scène, et fonction de la répartition de l'erreur de positionnement 237

Figure 6 - 10 : Exemple de fonctions de répartition de l'erreur de positionnement obtenues avec l'algorithme LS-TSE pour un émetteur en (6,10)m, avec 4 antennes de référence Ref_i en visibilité encadrant la scène, en fonction du type de récepteur 238

- Figure 6 - 11 :** Exemple de positions estimées d'un émetteur TX en (4,4)m avec l'algorithme LS-TSE, pour 4 antennes de référence Ref_i groupées en visibilité et un récepteur « idéal » _____ 239
- Figure 6 - 12 :** Exemple de fonctions de répartition de l'erreur de positionnement obtenues avec l'algorithme LS-TSE pour un émetteur en (2,8)m, avec 4 antennes de référence Ref_i groupées en visibilité, en fonction du type de récepteur _____ 239
- Figure 6 - 13 :** Exemple de positions estimées d'un émetteur TX en (16,8)m avec l'algorithme LS-TSE, pour 4 antennes de référence Ref_i groupées en non-visibilité et un récepteur « à échantillonnage direct 2.5Gps – 1bit » _____ 240
- Figure 6 - 14 :** Exemple de fonctions de répartition de l'erreur de positionnement obtenues avec l'algorithme LS-TSE pour un émetteur en (15,8)m, avec 4 antennes de référence Ref_i groupées en situation de non-visibilité (Figure 6 - 13) _____ 241
- Figure 6 - 15 :** Autre exemple de fonctions de répartition de l'erreur de positionnement obtenues avec l'algorithme LS-TSE pour un émetteur en (16,8)m, avec 4 antennes de référence Ref_i groupées en situation de non-visibilité (mur porteur) _____ 241

- Annexes** _____ 249
- Figure A - 1 :** Reconstruction Passe-bande Hermitienne ou PHR (pour *Passband Hermitian Reconstruction*) _____ 255
- Figure A - 2 :** Connectivité moyenne en fonction du nombre total de nœuds et des dimensions de la scène à investiguer, sous des hypothèses de distribution uniforme et normale pour les coordonnées cartésiennes _____ 265
- Figure A - 3 :** Profil et diagramme de rayonnement (simulé) de l'antenne ULB compacte utilisée dans le cadre des expérimentations de localisation ULB dans la bande basse [0.5:1.1]GHz _____ 266
- Figure A - 4 :** Paramètre S₁₁ de l'antenne d'émission simulée _____ 267

Introduction

"Au lieu de nous tenir par la main pour nous entreguider et pour assurer notre chemin, nous courons au hasard, et de travers, et nous nous heurtons même les uns contre les autres, bien loin de nous aider ou de nous soutenir. Ce qui fait que nous n'avançons guère et que nous ne savons pas où nous en sommes."

Leibniz, Préceptes pour Avancer les Sciences, 1679-1680

La localisation et la navigation à large échelle, typiquement à l'aide de systèmes GPS (pour *Global Positioning System*), ont en partie bouleversé la façon dont nous voyageons. Le positionnement et la poursuite sur des zones plus restreintes, alliés à de nouveaux modes de communication, pourraient bien changer radicalement notre vie quotidienne. A ce titre, la radiolocalisation est devenue ces dernières années un champ d'investigation particulièrement attrayant dans le domaine des réseaux sans-fil. De nombreuses applications, fondées sur une capacité présumée des systèmes radio à fournir des informations précises de localisation, ont vu le jour. Dans ce contexte spécifique, la grande flexibilité et les bonnes propriétés des transmissions Ultra-Large Bande (ULB) peuvent être avantageusement mises à profit. Le présent document, qui se compose de 6 chapitres, synthétise les résultats de recherches menées depuis près trois ans dans le domaine de la radiolocalisation ULB. Ces travaux ont été réalisés au CEA-LETI (Grenoble), en partenariat avec STMicroelectronics-AST (Genève).

Ce chapitre introductif a pour objectif de replacer le problème de la localisation ULB dans une perspective globale, tant historique que technique.

I.1. ULB, technologie naturellement inscrite dans l'histoire de la radio

Depuis la fin du dix-neuvième siècle et les premières expérimentations de transmission d'ondes électromagnétiques conduites par Hertz, Tesla et Marconi, les communications sans-fil ont connu un essor rapide et particulièrement florissant, au point de s'afficher comme l'une des réussites industrielles les plus spectaculaires de l'histoire récente. Pendant des décennies, ce succès s'est très largement construit autour du développement de systèmes « bande-étroite » opérant sur des gammes de fréquence réduites. Dans un monde de la radio marqué par l'hégémonie écrasante du « monochromatique », une technologie des moins conventionnelles est longtemps demeurée confidentielle. Tour à tour désignée sous les vocables « bande de base » (*baseband*), « sans-porteuse » (*carrier-free*), « non-sinusoidale » (*non-sinusoidal*), « impulsionale » (*impulse*), « temporelle » (*time domain*), « à large bande relative » (*large-relative-bandwidth*), la technologie « Ultra-Large Bande » (ULB) ou *Ultra Wideband*¹ (UWB) s'impose depuis quelques années comme une solution radio incontournable en passe de pénétrer les marchés de masse.

Un tel plébiscite est bien évidemment imputable à une certaine maturité technologique, qui permet aujourd’hui mieux qu’hier, l’exploitation de signaux large bande aux qualités indéniables. Mais cet avènement trouve également des motivations historiques profondes. Nous verrons ici comment la technologie ULB s’inscrit de manière naturelle dans l’histoire de la radio et des communications sans-fil ([1], [2]).

L’inefficacité spectrale et l’imperfection des premiers récepteurs à modulation d’amplitude (AM pour *Amplitude Modulation*) apparus dès 1905, ont rapidement rendu impérieuse la nécessité de limiter les interférences entre émetteurs, et donc un partage en bonne intelligence des ressources spectrales entre utilisateurs. Dès 1912, les émissions radio furent réglementées en conséquence. On instaura par exemple l’attribution de licences et la différenciation des services selon la fréquence, conditionnant de manière durable la vision commune de la radio.

Mais en 1933 ([3]), pour lutter contre certaines formes de distorsion et de bruit affectant les modulations d’amplitude alors en vigueur, on découvrit les vertus de modulations plus « large bande » où la fréquence porteuse du signal transmis, plutôt que l’amplitude, variait en fonction du signal utile modulant. C’est ainsi que la modulation de fréquence (FM, pour *Frequency Modulation*), tout en conférant une meilleure fidélité à la radiodiffusion, devait marquer un premier tournant historique dans la marche à l’Ultra-Large Bande.

¹La dénomination *Ultra Wideband* fut employée pour la première fois à la fin des années 1980 par le département américain à la Défense (DARPA pour *Defense Advanced Research Projects Agency*). Elle est unanimement adoptée et reconnue de nos jours pour décrire tout signal occupant une bande relative supérieure à 20% ou une bande absolue supérieure à 500MHz.

Le second tournant majeur s'amorça dans les années 1940 avec la publication des premiers articles de C. Shannon qui qualifièrent d'« efficaces » (« *most efficient* »), les communications « noyés dans le bruit » (« *down in the noise* »), préfigurant ainsi le célèbre « *A Mathematical Theory of Communications* » ([4]), et le résultat fondamental de la théorie de l'information selon lequel la capacité (exprimée comme un débit d'information par seconde) d'un canal de communication perturbé par l'addition de bruit est une fonction croissante de la bande ([5]). Ces observations étaient en réalité concomitantes avec les prémisses des techniques d'« étalement de spectre », pour lesquelles les signaux étaient intentionnellement étalés jusqu'à plusieurs fois leur bande d'information par l'utilisation de familles de codes spécifiques. Plusieurs utilisateurs pouvaient ainsi se différencier grâce à l'attribution de ces codes (CDMA pour *Code Division Multiple Access*) tout en occupant une même large bande spectrale. Avec l'amélioration de la performance des systèmes de transmission, on découvrait par là même une façon nouvelle de partager et de gérer la ressource spectrale².

C'est véritablement au début des années 1960 que furent initiées les premières études électromagnétiques Ultra-Large Bande dans le domaine temporel. A cette époque, l'objectif avoué était la caractérisation des régimes transitoires d'une certaine classe de réseaux micro-onde ([8], [9]). L'arrivée des oscilloscopes numériques et de techniques de génération d'impulsions de très courte durée en bande de base (inférieure à la nanoseconde) rendit enfin possibles l'observation et la mesure de « réponses impulsionales » raisonnablement approximées. Dès lors, ces techniques impulsionales d'analyse et de mesure furent appliquées à la conception de structures rayonnantes large-bande ([10]), et de nombreux brevets de référence furent déposés tout au long des années 1970 ([11] à [19]). Certains pionniers auguraient alors de l'apparition de nouvelles applications ULB ([20]), principalement dans les domaines du radar et des communications sans-fil. A titre d'exemple, les premiers radars ULB pénétrants (GPR pour *Ground Penetrating Radar*), dédiés à la prospection ou la détection de mines, firent leur apparition dans la seconde moitié des années 1970 ([17]). Les composants et les concepts de base nécessaires à la génération et la détection de signaux rapides étaient alors bien identifiés (générateur de train d'impulsions modulées, transistors à avalanche, diodes à effet tunnel, détecteurs de fronts, filtres adaptés moyenneurs, corrélateurs, intégrateurs, détecteurs synchrones, antennes large bande...).

Dans la continuité de l'« ère des pionniers », les années 1980 furent d'abord marquées par une recrudescence des travaux académiques dans le domaine de l'impulsionnel. En 1984 par exemple, on sut reconnaître l'intérêt de la technologie ULB pour les communications à faible probabilité de détection et d'interception (LPI/D, pour *Low Probability of Intercept and Detection*). Puis en 1989, après avoir porté l'ULB à la connaissance des instances américaines de régulation (FCC pour *Federal Communications Commission*), Time Domain Corporation, Inc. démontra la faisabilité d'une technique radio analogique impulsionale moderne, à faible consommation et basée sur une modulation et un codage temporels ([21]). Quelques années plus tard, Aether Wire & Location, Inc. réalisait des localiseurs ULB doués de capacités de communication en appliquant des techniques d'étalement de spectre (DS-CDMA pour *Direct Sequence-CDMA*) à des doublets d'impulsions ([22]).

²Le succès des solutions à base d'étalement de spectre ne s'est jamais démenti, et ces techniques occupent aujourd'hui encore une place de choix dans le paysage des communications sans fil, notamment dans le domaine des réseaux cellulaires de téléphonie mobile ([6], [7]).

Enfin, au début de l'année 2002 ([23]), la FCC prit la décision de réviser les règles d'émission pour des dispositifs sans licence dans la bande de fréquences [3.1–10.6]GHz (*Part 15 - Radio Frequency Devices*) ([24]). Ce feu vert accordé à l'exploitation commerciale de l'ULB, en forme d'ultime « chiquenaude », aura précipité de manière déterminante le développement de cette technologie et favorisé l'émergence de nombreuses entités internationales.

Aujourd'hui, la grande souplesse de la technologie ULB (débits variables, modulations multiples, basse consommation, bas-coût...) laisse également présager l'émergence de réseaux d'un nouveau type, pervasifs et reconfigurables. Typiquement, les réseaux de capteurs ou les réseaux distribués de type *ad hoc*, dépourvus d'infrastructure ou disposant d'infrastructures limitées, pourraient à terme être constitués d'un grand nombre de dispositifs ULB à faible coût qui se devront d'appréhender de manière adaptative et autonome leur environnement, inaugurant ainsi l'ère de « l'intelligence ambiante ».

I.2. Emergence de nouveaux besoins

De nouveaux besoins en matière de localisation sont apparus ces dernières années. Ces besoins, qui concernent principalement les milieux *indoor* (l'intérieur des bâtiments), requièrent une précision et une qualité de service inégalées jusqu'alors (disponibilité, fiabilité, pérennité, autonomie, continuité...). Leur apparition coïncide d'ailleurs avec l'émergence de nombreux services et applications, dont l'efficacité est essentiellement tributaire des performances de localisation. Sans être exhaustif, on peut citer un certain nombre d'exemples représentatifs :

- Applications pour le piéton : services commerciaux topo-dépendants et proposition de services adaptés *in situ*, information et guidage des passants, aide à la mobilité des personnes les plus vulnérables...
- Applications aux télécommunications : gestion dynamique des réseaux, routage optimal, maillage fin des réseaux, amélioration de la couverture, économies d'énergie...
- Applications de sécurité et/ou d'urgence : localisation et surveillance des biens et des personnes dans les bâtiments et/ou les zones à risque, recherche institutionnelle ou opportuniste de victimes sur le théâtre de sinistres (incendies, tremblements de terre, avalanches...), identification, suivi opérationnel de militaires, guérilla urbaine, surveillance de prisonniers...
- Applications industrielles : logistique, télémétrie, robotique de production, gestion automatisée des stocks dans les entrepôts...
- Applications liées au transport : gestion de flottes de véhicules, guidage autoroutier adapté au trafic...
- Applications médicales : surveillance de certains paramètres physiologiques du patient, réseaux de capteurs sans fil, médecine moins intrusive et plus confortable, actes médicaux et/ou chirurgicaux assistés...
- Applications dans les domaines de la domotique et du multimedia : identification, services personnalisés, contrôle d'environnement, maison « intelligente »...
- Applications dans le secteur des loisirs : suivi du geste sportif, jeux interactifs, capture de mouvement, réalité virtuelle...

Non contents de délivrer des informations précises de localisation (positionnement absolu/relatif, poursuite...), les systèmes envisagés se doivent également d'être polyvalents. De très nombreuses applications sous-tendent en effet une capacité de ces systèmes à communiquer et/ou à relayer

Introduction

l'information. Ces exigences, relativement nouvelles, suggèrent la mise en œuvre de techniques de transmission radio hybrides performantes.

I.3. Insuffisance des systèmes conventionnels de radiolocalisation

Aujourd’hui, les moyens conventionnels de radiolocalisation, majoritairement bande-étroite, ne peuvent prétendre répondre de manière idoine aux défis proposés par les applications émergentes. Nous décrirons ici sommairement les principes régissant ces systèmes, ainsi que les précisions de localisation attendues. On gardera bien à l’esprit que les techniques et algorithmes de radiolocalisation mis en oeuvre seront rappelés plus en détail dans les Chapitres 1, 3, 4 et 5.

A titre d’exemple, pour les systèmes de positionnement et de navigation par satellite, tels que le GPS (pour *Global Positioning System*) ou son futur concurrent européen GALILEO, un récepteur capte des signaux émanant d’au moins quatre satellites. Ces satellites sont dotés d’horloges atomiques et connaissent leur position *a priori*. La position du mobile est alors obtenue par triangulation, en évaluant les différences de temps de propagation des signaux émis par les satellites. Ces systèmes remplissent déjà des services fort utiles, mais leur utilisation est le plus souvent restreinte à des environnements permettant la réception directe des signaux satellites. Ceci exclut donc l’intérieur des bâtiments, ainsi que de nombreuses zones au tissu urbain dense (zones à « effet canyon ») ou plus généralement les zones obstruées (e.g. utilisation sous couvert forestier), pour lesquelles la visibilité vis-à-vis des satellites n’est plus assurée. D’autre part, les précisions atteintes demeurent encore insuffisantes. Classiquement, les systèmes de positionnement par satellite s’appuient sur des techniques de transmission à base d’étalement de spectre³. Il est généralement possible de différencier des trajets séparés dans le temps d’au moins une fois le temps de base de la séquence d’étalement (temps *chip*). Dans le cas du GPS C/A-code par exemple, le temps *chip* ne permet de discerner que des trajets séparés de 1µs (ou de manière équivalente, une résolution spatiale de 300m). Des retards bien inférieurs entre trajets sont susceptibles d’être observés pour les types d’environnement considérés. Outre une précision temporelle médiocre, la résolution des multi-trajets peut alors s’avérer problématique pour de tels systèmes. Les systèmes GPS conventionnels autorisent donc à l’heure actuelle, selon une disponibilité de service sélective, des précisions de positionnement de l’ordre de 100m pour le domaine civil, et de 5-15m pour le domaine militaire dans 95% des cas. Les dernières évolutions différentielles (DGPS pour *Differential GPS*), telles que les systèmes SBAS (pour *Satellite-Based Augmentation System*)⁴, doivent permettre quant à elles d’atteindre des précisions de 1-3m dans

³La modulation utilisée par les systèmes GPS est de type PSK (pour *Phase Shift Keying*) sur une fréquence porteuse de 1.783GHz pour la voie montante et de 2.227GHz pour la voie descendante. La génération des séquences pseudo-aléatoires repose sur un codage de Gold (codes C/A et codes P). Enfin, le principe de mesure se fonde sur une estimation du non-alignement des séquences de code (boucle de code *early-late*), ainsi que sur une estimation de phase (boucle de Costas).

⁴Les systèmes WADGPS (pour *Wide Area Differential Global Positioning System*) constituent une extension « large échelle » du concept DGPS simple-référence. Dans l’approche de base, les erreurs sur les pseudo-distances vis-à-vis des satellites sont estimées au niveau d’une station GPS de référence au sol, puis retransmises à l’utilisateur GPS mobile. Les systèmes WADGPS utilisent un réseau terrestre continu de stations de base GPS

95% des cas, en corigeant la position obtenue par le GPS conventionnel à l'aide de données relayées par une ou plusieurs stations GPS terrestres fixes ([25]). Enfin, le prix souvent rédhibitoire des systèmes de positionnement par satellites constitue encore un obstacle majeur à leur mise en oeuvre pour des applications de masse.

Par ailleurs, afin d'exploiter à moindre coût l'infrastructure de réseaux pré-existants et déjà massivement déployés, un autre mode de radiolocalisation se fonde depuis quelques années sur les réseaux de type cellulaire, principalement les réseaux de téléphonie mobile à accès multiple ([26] à [29]). Il s'agit en particulier de tirer profit des liens GSM (pour *Global System for Mobile communications*) ([30], [31]) ou UMTS (pour *Universal Mobile Telecommunications System*) ([32], [33]) entre un mobile et de multiples stations de base dont les positions sont connues *a priori*. Diverses stratégies et métriques de radiolocalisation, telles que l'Angle d'Arrivée (AOA pour *Angle of Arrival*), les approches temporelles fondées sur les temps d'arrivée ou différences de temps d'arrivée (TOA pour *Time Of Arrival* et TDOA pour *Time Difference Of Arrival*), la puissance du signal reçu (RSSI pour *Received Signal Strength Indicator*) ou encore la combinaison de ces métriques, ont été envisagées. Aussi, un arsenal très conséquent d'algorithmes spécifiques de positionnement a également été proposé dans ce contexte. Ces algorithmes tendent principalement à limiter les effets de certains phénomènes de propagation très pénalisants pour la localisation en milieu urbain ou suburbain (situations de non-visibilité dites NLOS pour *Non-Line Of Sight*, évanouissements lents et rapides, etc...). Malgré tout, les précisions de positionnement atteintes ne semblent pas être inférieures à plusieurs dizaines de mètres dans les scénarios les plus optimistes. A titre d'exemple, la FCC a enjoint en octobre 2001 les opérateurs américains de téléphonie mobile de garantir une précision de positionnement des téléphones portables de 125m dans 67% des cas pour les appels d'urgence E-911 (pour *Enhanced-911*) ([34]). Cette dernière requête semble assez révélatrice des performances visées par de tels systèmes.

Enfin, encore plus récemment, de nombreuses techniques de radiolocalisation sont apparues dans le monde de l'*indoor*. Comme pour les réseaux cellulaires, la grande majorité des systèmes envisagés se réapproprie l'infrastructure de réseaux de communication sans-fil préexistants, à savoir des réseaux de type WLAN (pour *Wireless Local Area Network*) ou WPAN (pour *Wireless Personal Area Network*). La mise à profit des standards IEEE 802.11 (ou WiFi pour *Wireless Fidelity*) et IEEE 802.15 (*bluetooth*) en sont des exemples emblématiques. Par exemple, l'approche la plus répandue dans le cas de la radiolocalisation WiFi ([35] à [38]) consiste à procéder à des mesures de puissance (RSSI) sur les liaisons entre les terminaux mobiles (ordinateurs portables, assistants personnels...) et de multiples points d'accès (« *Hot Spots* ») dont les positions sont connues *a priori*. De nombreux algorithmes de positionnement ont là aussi été proposés (e.g. des méthodes dites de « reconnaissance d'empreintes » - ou « *fingerprint* » - nécessitant la constitution de bases de données issues de mesures préliminaires). Les précisions de positionnement peuvent alors atteindre quelques mètres dans les configurations les plus favorables. Dans le cas de *bluetooth* ([39]), compte tenu des portées accessibles, on rapporte même la granularité spatiale finale aux dimensions des cellules couvertes par les points d'accès. En d'autres termes, la précision de positionnement est sensiblement relâchée aux dimensions d'une pièce.

fixes. Les systèmes américains WAAS (pour *Wide Area Augmentation System*) ou européen EGNOS (pour *European Geostationary Navigation Overlay System*) en sont les exemples les plus représentatifs.

Enfin, d'autres systèmes, cités de façon plus anecdotique, se proposent de mettre en œuvre des techniques spécifiques multiporteuses (MC pour *Multi Carrier*) et/ou à base d'étalement de spectre ([40], [41]), tout en s'affranchissant d'infrastructures LAN préexistantes.

En définitive, ces divers systèmes semblent le plus souvent inadaptés aux environnements de propagation envisagés (principalement *indoor*, on le rappelle), en premier lieu parce qu'ils n'autorisent pas des résolutions spatiales suffisantes dans des contextes multi-trajets denses. De fait, les technologies de transmission mises en œuvre, et/ou les stratégies de localisation qui leur sont associées, ne permettent pas de jouir de précisions de localisation suffisantes *in fine*. On le sent bien, les points clés sont ici d'une part la résolution (et/ou la précision temporelle⁵) permettant d'assurer des mesures de distance suffisamment précises et d'autre part la robustesse et l'adaptabilité vis-à-vis d'environnements de propagation difficiles et spécifiques. Si les systèmes de radiolocalisation ULB adoptent généralement des approches et concepts analogues à ceux décrits précédemment, nous verrons comment les propriétés intrinsèques des signaux ULB répondent de manière plus opportune au problème de localisation qui nous est posé.

⁵Si l'on fait ici sciemment l'amalgame entre les expressions « résolution » et « précision temporelle » pour donner à entendre un certain nombre de concepts simples, on s'attachera par la suite à faire un distinguo entre les deux termes.

I.4. Prédispositions des transmissions ULB pour la localisation

Outre les qualités généralement prêtées aux signaux et transmissions ULB (e.g. difficulté de détection, interférences limitées et immunité vis-à-vis d'autres systèmes radio, immunité face aux trajets multiples, adaptabilité en fréquence et en bande, souplesse de modulation et de codage, faible coût, etc...), un certain nombre de propriétés sont plus directement liées au problème de localisation. Nous en énoncerons ici quelques-unes.

I.4.1. Résolution et précision temporelle

Rappelons tout d'abord que les transmissions ULB, du moins dans leur définition « impulsionnelle⁶ » ([42], [43]), reposent sur l'émission de trains d'impulsions modulées et/ou codées dont le support temporel unitaire est très court, et la densité spectrale de puissance très faible. Typiquement, ce support temporel peut être de l'ordre de la nanoseconde, voire de quelques centaines de picosecondes (Figure 1).

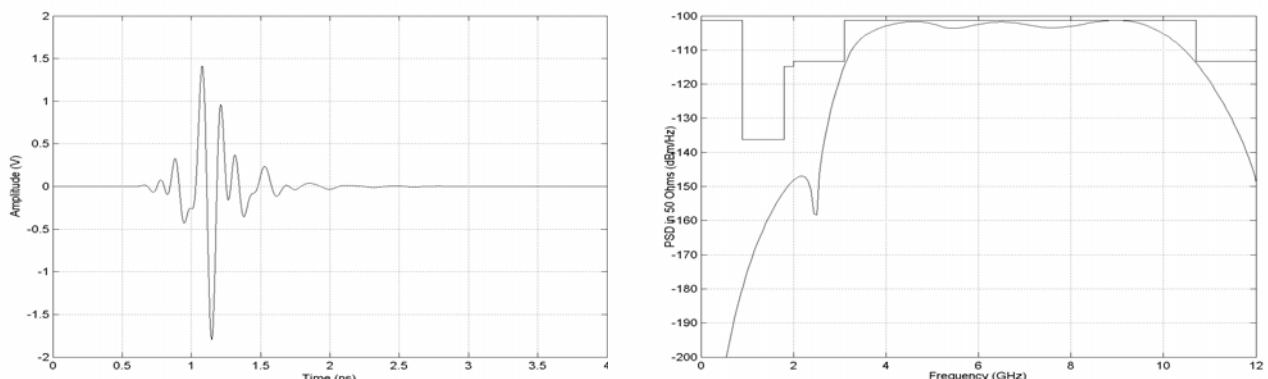


Figure 1: Exemple de forme d'onde ULB impulsionnelle (avec un support temporel de l'ordre de 1ns) et spectre associé (7.26GHz de largeur de bande à -10dB de la densité spectrale de puissance maximale).

Par ailleurs, les impulsions sont émises à des niveaux de puissance moyenne très faibles (Figure 2), de sorte que les transmissions ULB apparaissent au prime abord comme noyées dans le bruit radioélectrique ambiant. Cette particularité rend d'emblée de telles communications difficiles à intercepter.

⁶On a coutume de distinguer la « Radio Impulsionnelle ULB », ou IR-UWB (pour *Impulse Radio - Ultra WideBand*), et d'autres techniques ULB s'apparentant davantage à des techniques OFDM (pour *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Pour ces dernières, l'« impulsion » reçue n'est pas véritablement générée dans le domaine temporel, mais résulte d'une transmission simultanée de multiples sous-bandes d'au moins 500 MHz autour de tons fréquentiels distincts.

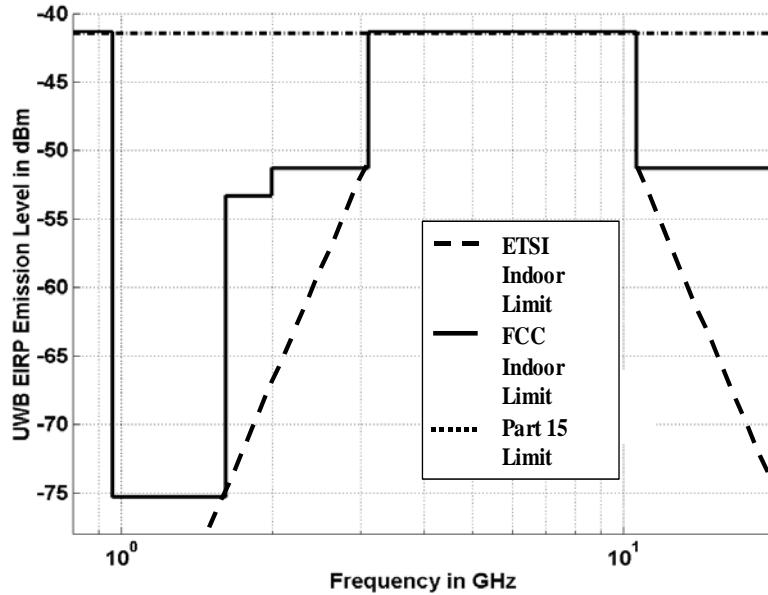


Figure 2 : Masques d'émission autorisés pour les transmissions ULB à l'intérieur des bâtiments (densité spectrale de puissance rayonnée à 1m) selon les instances de régulation américaine (FCC) et européenne⁷ (ETSI)

Rappelons aussi que les techniques de radiolocalisation temporelles sont dans leur grande majorité basées sur l'estimation de temps de vol des signaux, et donc en particulier sur l'estimation des temps d'arrivée de ces signaux, comme nous verrons dans les Chapitres 1, 2, et 3. Trivialement, si le temps d'arrivée d'une impulsion est connu avec une faible incertitude, il est alors possible d'estimer précisément la distance parcourue par cette impulsion à partir de la source dont elle émane. En combinant ensuite les distances estimées par plusieurs récepteurs, on peut au moins mettre en œuvre de simples méthodes de triangulation pour estimer la position de la source.

Par ailleurs, il est communément admis que la durée d'une impulsion est inversement proportionnelle à la largeur de la bande du signal transmis. Typiquement, pour des signaux ULB occupant une largeur de bande de 7.5GHz, la résolution idéale de l'impulsion est alors de l'ordre de 133ps. En conséquence, lorsqu'une impulsion est reçue, il est possible de connaître avec une précision de l'ordre de 133ps son temps de vol (soit une incertitude spatiale de 4cm sur la distance). Pour des largeurs de bande plus réduites, par exemple de 500MHz, la résolution est alors de 2ns (soit une incertitude spatiale d'environ 60cm). En conséquence, avec des signaux ULB, il est « théoriquement » possible d'atteindre des précisions sur les distances estimées bien inférieures au mètre ([44]). A titre de comparaison, et en écho à la partie précédente portant sur les systèmes conventionnels de radiolocalisation, les précisions temporelles attribuées à divers systèmes de communication sans-fil sont rappelées dans le Tableau 1 (d'après [45]).

En plus de cette précision temporelle naturelle, la large bande occupée par les signaux ULB confère également un fort pouvoir séparateur, c'est-à-dire une bonne capacité à résoudre des profils multi-trajets complexes. Cette particularité permet de dissocier les trajets les uns des autres (bien entendu, dans la limite de retards sensiblement égaux à la largeur d'une impulsion).

⁷Ce masque est encore hypothétique en l'état des discussions.

Radio Cellulaire	IS-95 (CDMA)	815ns (244.5m)
	GSM (TDMA)	3700ns (1110m)
	IMT 2000 (WCDMA)	250ns (75m)
Radio ULB Impulsionnelle	UWB	qqq ns (qqq dizaines de cm)
Réseaux Locaux	DSSS	500ns (150m)
	FHSS	500ns (150m)
	HR/DSSS	90ns (27m)
	OFDM	20ns (6m)

Tableau 1 : Précision temporelle (et précision spatiale correspondante) des systèmes de communication sans-fil
(d'après [45])

Sous réserve de conditions de rapport signal à bruit suffisantes, seuls des trajets proches d'un trajet utile (e.g. en milieu *indoor*, l'arrivée de « paquets » ou « *bursts* » d'impulsions au voisinage d'un trajet direct) seraient donc en mesure d'affecter la mesure du temps d'arrivée de ce dernier. A titre d'illustration, une comparaison des signaux ULB et GPS après corrélation sur des enveloppes *indoor* multi-trajets types a donné lieu à des résolutions spatiales respectives de 6cm et 8m ([46]).

I.4.2. Pénétration des matériaux

La diversité spectrale des signaux ULB permet également de pénétrer de nombreux matériaux (principalement grâce aux fréquences les plus basses), et donc *potentiellement* d'assurer la présence d'un trajet direct par transmission, en dépit de l'effet de filtrage occasionné par la traversée de milieux dispersifs. Ce principe a d'ailleurs été largement mis à profit avec les systèmes radars ULB d'imagerie ou de surveillance à courte portée permettant une détection de cibles au-delà des parois des murs.

I.4.3. Hybridation des fonctionnalités de localisation et de communication

Enfin, la technologie ULB offre une opportunité unique pour hybrider fonctionnalités de localisation et communications numériques sans-fil ([47], [48]), ce qui constitue une des exigences fortes liées aux applications émergentes. Rappelons que l'ULB se propose d'adresser de façon privilégiée deux standards WPAN: d'une part, un standard haut débit (de 1Mbps jusqu'à plusieurs centaines de Mbps) et d'autre part un standard bas-débit (de quelques Kbps à 1Mbps).

Par ailleurs, les techniques usuelles de radiolocalisation requièrent généralement de bonnes capacités de synchronisation de la part des dispositifs, et d'une manière plus générale, une mesure précise des temps écoulés, ainsi qu'une gestion appropriée des ressources temporelles pour assurer des transactions spécifiques. Ces contraintes apparaissent *de facto* comme autant de pré-requis nécessaires aux communications ULB dans le contexte WPAN (compte tenu de la nature des signaux transmis, et en particulier de la durée des impulsions). La synergie est donc particulièrement naturelle et flagrante entre ces fonctionnalités dans le cas ULB. Comme nous aurons l'occasion de nous en convaincre dans le premier Chapitre, des standards de communication préexistants peuvent être aménagés assez simplement en conséquence.

I.5. Localisation ULB et standardisation

Aujourd’hui, en raison des niveaux de puissance tolérés à l’émission pour les signaux ULB, et donc, de la portée relativement réduite des systèmes (jusqu’à quelques dizaines de mètres), les applications revendiquées par l’ULB concernent principalement les réseaux sans fil personnels et locaux. Typiquement, la couche physique de transmission Ultra-Large Bande s’est positionnée de façon privilégiée comme une solution de couche physique alternative pour deux standards de communications numériques sans-fil WPAN : le standard haut-débit IEEE 802.15.3a (HDR-UWB pour *High Data Rate – Ultra WideBand*) ([49]), et plus récemment (octobre 2003), le standard bas-débit IEEE 802.15.4a (LDR-UWB pour *Low Data Rate – Ultra WideBand*) ([50]).

I.5.1. ULB haut-débit (HDR-UWB)

Dans le cas du standard ULB haut-débit IEEE 802.15.3a, la capacité de localisation constitue une fonctionnalité additionnelle, voire anecdotique (e.g. en vue d’un routage optimal du réseau). Ses principales caractéristiques en lien avec la fonctionnalité de localisation sont les suivantes:

- Possibilité de reconstituer uniquement une topologie relative⁸ du réseau
- Pas de besoins spécifiques en points d’ancrage (nœuds spécifiques fixes dont les positions absolues et/ou relatives sont connues *a priori*)
- Réseaux relativement peu denses et homogènes (tous les nœuds sont dotés des mêmes attributions à l’initiation du réseau et avant élection d’un coordinateur)
- Connectivité complète au sein d’un même *PicoNet* (entité réseau de base)
- Bas coût, basse consommation

I.5.2. ULB bas-débit (LDR-UWB)

Pour le standard IEEE 802.15.4a en revanche, la localisation constitue un enjeu majeur au regard de solutions technologiques à faible consommation déjà bien implantées sur le créneau bas-débit, telles que *ZigBee*⁹ (IEEE 802.15.4) ou RFID (pour *Radio Frequency IDentification*). La scalabilité et l’agrégation des débits, la possibilité de jouir de portées plus importantes et le faible coût des dispositifs sont par ailleurs des enjeux corollaires importants. On peut aussi considérer que l’apport de la fonctionnalité de localisation constitue la première justification recevable pour voir l’ULB investir

⁸Par opposition à « topologie absolue », qui nécessiterait une conjonction stricte entre les axes physiques du repère orthonormé de la scène et le repère local de représentation du réseau

⁹Le débit théorique des solutions *Zigbee* est fixé à 250kbps à 10m. La sensibilité est de -85dBm pour un taux d’erreur binaire de $5,7 \cdot 10^{-5}$. La ressource spectrale totale est partagée entre 16 canaux dans la bande ISM [2400:2480]MHz. La consommation est limitée à 0,9mW (en mode veille), 37,3mW (en mode émetteur à 0dBm) et 35,5mW (en mode récepteur).

ce domaine particulier d'applications. La condition *sine qua non* pour que cette technologie s'impose et puisse se prévaloir d'un apport déterminant en matière de localisation repose donc dans sa capacité à préserver de manière compétitive une très faible consommation et une faible complexité. On parle dans ce contexte de systèmes UWB LDR-LT (pour *Ultra Wideband Low Data Rate – Location and Tracking*).

En premier lieu, rappelons plus en détails les principales caractéristiques des réseaux ULB bas-débit, sur la base des exigences techniques du standard IEEE 802.15.4a (*Technical Requirements TG 15.4a - IEEE 802.15.4a*):

- Topologie : réseaux tels qu'ils sont définis dans la section MAC du standard IEEE 802.15.4, avec:
 - ✓ Capacité à relayer l'information / Cellules coordonnées / Données agrégées provenant de noeuds multiples / Connectivité partielle
 - ✓ Configuration hautement adaptative, réseaux maillés (*mesh networking*), avec insertion de nœuds de réjection
 - ✓ Liens bi-directionnels
- Débits: valeurs typiques de débits définies sur la base de la PHY SAP (pour *Physical Layer, Service Access Point*)
 - ✓ Noeud à noeud : débit supérieur à 1kbps (valeur typique : 10kbps)
 - ✓ Collecteurs de données : débit concentré (agrégé) supérieur à 1 Mbps
- Portée : 0-30m entre nœuds (peut être étendue à quelques centaines de mètres, en relayant l'information ou *multi-hop*)
- Coexistence et résistance aux interférences : les dispositifs doivent être en mesure de fonctionner dans des environnements fortement bruités et denses en trajets multiples
- Complexité minimale, très bas coût, consommation réduite (e.g. durée de vie des batteries de l'ordre de plusieurs mois, voire plusieurs années)
- Précision de localisation : de quelques dizaines de cm à 1m
- Mobilité supportée par la localisation et la communication : vitesses de déplacement de piétons, véhicules industriels...

Il en résulte un certain nombre d'implications en terme de localisation :

- Nécessité d'un positionnement absolu et/ou relatif de multiples nœuds mobiles
- Possibilité d'avoir des points d'ancrage
- Réseaux potentiellement hétérogènes (hiérarchisés ou semi-hiérarchisés)
- Forte densité de nœuds (e.g. des nuages de contrôleurs, de capteurs...) avec une connectivité partielle dans le réseau

I.6. Problématique générale et thématiques liées

Embrasser la problématique de radiolocalisation ULB dans sa globalité, c'est indiscutablement choisir d'adresser des thématiques nombreuses et diversifiées. Le schéma générique qui suit (Figure 3, d'après [51]) permet dans un premier temps de mieux cerner les diverses étapes mises en jeu pour une procédure de radiolocalisation classique, ainsi que leur enchaînement synoptique.

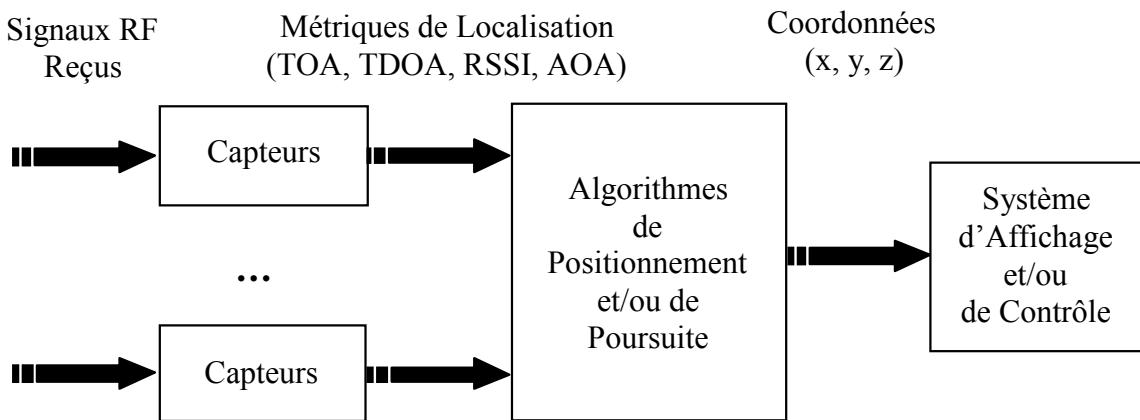


Figure 3: Schéma-bloc fonctionnel générique pour les procédures de radiolocalisation classiques (d'après [51])

La difficulté d'une telle entreprise réside d'ailleurs principalement dans la relative dispersion des différents domaines d'investigation (Figure 4). Aussi, dans une première approche, il paraît assez naturel de vouloir scinder le problème de localisation en sous-problématiques, à savoir :

- la mesure de distances relatives (*ranging*) ou plus généralement, la détermination de métriques de radiolocalisation de base (principalement, dans le cas ULB, des temps d'arrivée -TOA pour *Time Of Arrival-* ou des différences de temps d'arrivée -TDOA pour *Time Difference of Arrival-*)
- le positionnement statique bidimensionnel ou tridimensionnel, alimenté par des métriques de radiolocalisation de base
- la poursuite (ou positionnement dynamique), alimentée par des métriques de radiolocalisation de base, sous certaines hypothèses de mobilité

Une façon de justifier ce découpage consiste à considérer que l'on augmente graduellement la dimension du problème (e.g. la poursuite peut être vue comme une extension du problème de positionnement après ajout de la dimension *temps*).

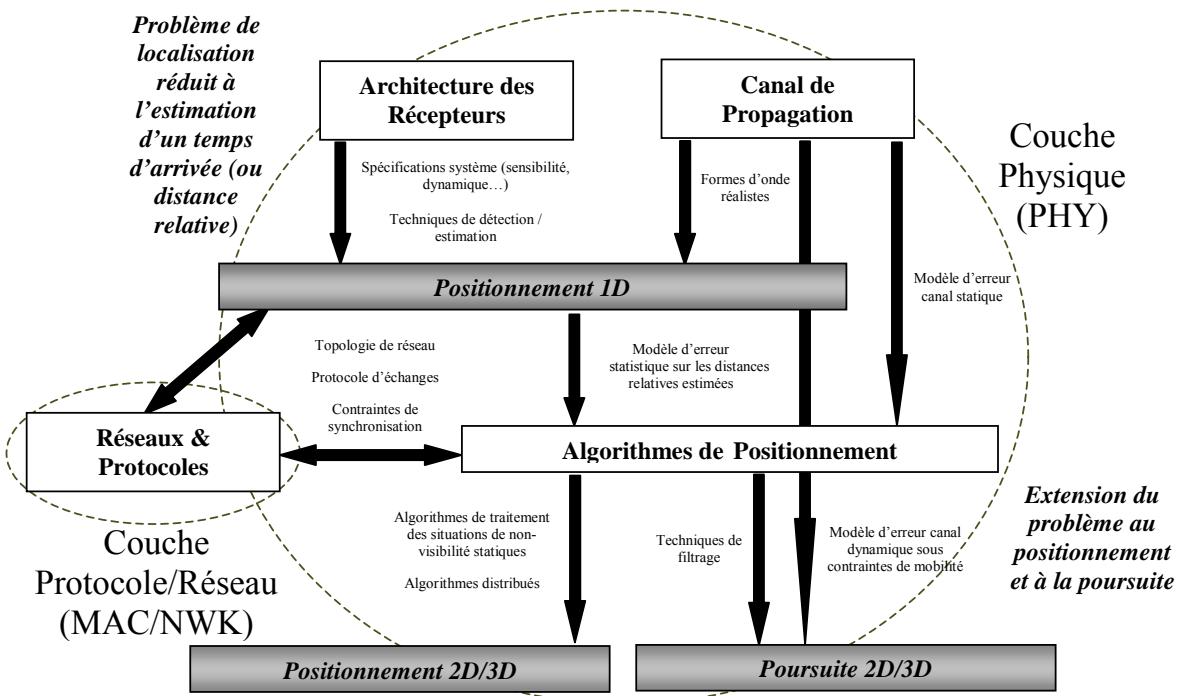


Figure 4: Thématiques adressées par le problème de localisation ULB posé dans sa formulation globale

Autour de ces grandes problématiques viennent donc s'articuler naturellement des thématiques d'étude, relevant à la fois de la couche physique (PHY pour *Physical*) et de la couche protocole (MAC pour *Medium Access Control*). Par exemple, si l'obtention des métriques de localisation de base relève essentiellement de la couche PHY (à savoir, le canal de propagation ULB, les récepteurs ULB et leurs performances, la détection des impulsions...), le positionnement et la poursuite sont à première vue davantage liés à la couche MAC et à l'algorithmie. Mais en réalité, les divers aspects mis en jeux se trouvent en étroite interaction les uns avec les autres. Typiquement, la nature et la topologie du réseau (distribué, centralisé, présence de coordinateurs...) ainsi que les ressources protocoles disponibles (TDMA pour *Time Division Multiple Access*, *slots* de temps garantis, communications point-à-point...) peuvent directement imposer le choix d'une métrique de radiolocalisation de base (TOA, TDOA...) mais également le choix d'une classe spécifique d'algorithmes de positionnement (algorithme distribué, présence de points d'ancrage...). Les modes d'échanges mis en œuvre pour assurer la fonctionnalité de localisation peuvent tout aussi bien impacter la nature même des dispositifs ULB (*transceivers* -dispositifs dotés de moyens complets d'émission et de réception et assurant des liens bidirectionnels-, ou émetteurs simples -e.g. étiquettes intelligentes *tags* pour un flux d'information unidirectionnel vers des récepteurs faisant office de collecteurs-).

Si les systèmes ULB envisagés jusqu'alors transposent directement des techniques conventionnelles (voire éculées) de radiolocalisation, la recherche de solutions plus innovantes s'impose, au risque d'explorer des voies assez spécifiques, parfois même de dénoter. A ce titre, quelques idées-force peuvent être mises en avant.

Il s'agit principalement:

- d'injecter une forme de connaissance *a priori*, qu'elle soit déterministe ou statistique (et si possible, propre à la couche physique de transmission ULB), pour améliorer la mesure des temps d'arrivée, et/ou la résolution du problème de positionnement.
- de tirer davantage profit des qualités intrinsèques des signaux ULB, et en particulier de la bonne résolution pour des milieux de propagation denses en trajets multiples
- d'exploiter au mieux les possibilités offertes par les formes nouvelles de réseaux ULB, tant au niveau du protocole que de la topologie

Ces différents points, qui président en filigrane aux développements qui vont suivre, sont également motivés par quelques remarques liminaires :

- les techniques de détection d'impulsion et les architectures des dispositifs de localisation ne s'appuient pas sur des statistiques suffisamment réalistes concernant le canal de propagation ULB
- la majorité des algorithmes de positionnement ne tient pas finement compte de l'erreur commise sur les temps d'arrivée mesurés
- les algorithmes de positionnement ne tirent pas suffisamment profit de la résolution autorisée par les signaux ULB (reléguée au niveau du récepteur pour le seul problème de détection) et de la diversité temporelle qui en résulte (e.g. on se cantonne à la détection du premier trajet observable)

Du fait du contexte de standardisation spécifique en vigueur à l'initiation de ces travaux, notre étude a dans un premier temps exclusivement porté sur les applications ULB haut-débit, et l'architecture de *transceiver* numérique défendue par STMicroelectronics auprès du comité de standardisation IEEE 802.15.3a. Puis, avec la recherche d'une couche physique ULB pour le standard bas-débit IEEE 802.15.4, les travaux ont progressivement été recentrés autour d'applications bas-débit (UWB LDR-LT), avec l'exploration d'architectures de récepteur bas-coût et basse-consommation.

Dans le premier chapitre de ce document, nous reviendrons sur les méthodes et concepts classiques de radiolocalisation généralement décrits dans l'état de l'art, avec la définition de métriques de localisation de base. Nous reviendrons aussi sur les modes d'échange entre dispositifs autorisant la mesure de ces métriques. A cette occasion, nous évoquerons les erreurs susceptibles d'affecter les mesures, indépendamment de la couche physique de transmission retenue. Nous étudierons notamment l'impact de la dérive (relative et absolue) des horloges et de certaines grandeurs protocole sur la précision finale. Enfin, ces différents concepts seront illustrés à travers l'aménagement d'un protocole de communication bas-débit.

Dans le second chapitre, nous discuterons de l'effet du canal de propagation ULB sur la mesure des temps d'arrivée. Il s'agira principalement d'identifier et de caractériser les sources d'erreur seulement

imputables à l'environnement (e.g. les situations de non-visibilité -NLOS-...) et susceptibles d'affecter *in fine* les mesures de distance en dépit des bonnes capacités de détection des dispositifs ULB. A partir de l'exploitation de mesures de canal ULB *indoor* et *outdoor*, on pourra se convaincre de l'importance de la stratégie de détection (type de trajet sélectionné), et différents modèles d'erreur, faisant intervenir la distance réelle et le type d'environnement, seront proposés.

Ensuite, dans le troisième chapitre, nous nous intéresserons à diverses méthodes de détection des impulsions dans un contexte multi-trajets. Nous caractériserons les performances d'architectures caractéristiques de systèmes de localisation ULB (cohérents et non-cohérents), en terme de dynamique, de sensibilité et de détection. Nous évaluerons aussi l'effet de certains paramètres en lien avec la modulation (bande, longueur des séquences d'intégration, période de répétition des impulsions...) pour des modèles de canaux de propagation ULB réalistes.

Le quatrième chapitre adressera quant à lui le problème du positionnement. Trois exemples de solutions originales et adaptées aux transmissions ULB seront traités. On décrira notamment un algorithme de positionnement distribué tenant compte d'une forme de connaissance *a priori* concernant la statistique de l'erreur commise sur les distances relatives. Nous verrons comment cet algorithme coopératif, reposant sur une maximisation distribuée de la vraisemblance des distances mesurées, permet une atténuation des effets de non-visibilité sur les performances de positionnement. Nous éprouverons également la viabilité d'un algorithme permettant de tirer pleinement profit de la résolution ULB. Cet algorithme se fonde sur l'exploitation de l'intégralité des profils multi-trajets, plutôt que sur l'estimation d'un temps d'arrivée unique. Typiquement, des réseaux de neurones seront utilisés pour la reconnaissance et l'interprétation de réponses de canaux ULB globalement *signifiantes* et représentatives de l'environnement (géométrie, position de la source...). Enfin, dans un contexte applicatif plus spécifique (i.e. le secours aux victimes d'avalanches), nous décrirons un algorithme de positionnement permettant un traitement déterministe des biais introduits par la réfraction de signaux ULB sur les mesures de temps d'arrivée.

Ensuite, le cinquième chapitre traitera des problèmes de poursuite et de mobilité à l'intérieur des bâtiments. Nous verrons comment des techniques bayésiennes avancées de filtrage, alliées à une modélisation fine des biais dynamiques affectant les mesures de temps d'arrivée, doivent permettre de relâcher les contraintes de synchronisation pour des environnements de propagation difficiles, tout en bénéficiant de la bonne résolution ULB.

Enfin, dans le sixième et dernier Chapitre, certains des points abordés sont plus concrètement discutés à partir de résultats d'expérimentations conduites dans la bande basse ([0.5:1]GHz) à l'aide de prototypes d'émetteurs ULB compacts.

I.7. Références bibliographiques de l'Introduction

- [1] R. J. Fontana, "A Brief History of UWB Communications" (source internet), juin 2003
- [2] T.W. Barrett, "History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators", *Progress In Electromagnetics Symposium 2000*, Cambridge, juillet 2000
- [3] E. H. Armstrong, "Radio Signaling System", *Brevet Américain*, no. 1.941.066, décembre 1933
- [4] C.E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication", *BSTJ*, vol. 27, pp. 379-457 et pp. 623-656, juillet et octobre 1948
- [5] G. Bataille, "Théorie de l'Information, Application aux Techniques de Communication", *Collection Pédagogique de Télécommunication*, Masson, 1997
- [6] J. B. Groe, L. E. Larson, "CDMA Mobile Radio Design", Mobile Communications Series, Artech House Publishers, 2000
- [7] R. C. Dixon, "Spread Spectrum Systems with Commercial Applications", Third Edition, John Wiley & Sons, 1994
- [8] G.F. Ross, "The Transient Analysis of Multiple Beam Feed Networks for Array Systems", *PhD. dissertation*, Polytechnic Institute of Brooklyn, New York, 1963
- [9] G.F. Ross, "The Transient Analysis of Certain TEM Mode Four-port Networks", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-14, no. 11, pp. 528-547, 1966
- [10] G.F. Ross, "A Time Domain Criterion for the Design of Wideband Radiating Elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 16, no. 3, p. 355, 1968
- [11] G.F. Ross, D. Lamensdorf, "Balanced Radiator System", *Brevet Américain* no. 3.659.203, 1973
- [12] G.F. Ross, "Transmission and Reception System for Generating and Receiving Base-band Duration Pulse Signals for Short Base-band Pulse Communication System", *Brevet Américain*, no. 3.728.632, 1973
- [13] G.F. Ross, "Energy Amplifying Selector Gate for Base-band Signals", *Brevet Américain*, no. 3.750.025, 1973
- [14] G.F. Ross, K.W. Robbins, "Base-band Radiation and Reception System", *Brevet Américain* no. 3.739.392, 1973
- [15] K.W. Robbins, "Short Baseband Pulse Receiver", *Brevet Américain*, no. 3.662.316, 1972
- [16] K.W. Robbins, G.F. Robbins, "Stable Base-band Superregenerative Selective Receiver", *Brevet Américain*, no. 3.794.996, 1974
- [17] R.N. Morey, "Geophysical Survey System Employing Electromagnetic Impulses", *Brevet Américain*, no. 3.806.795, 1974
- [18] H. F. Harmuth, "A generalized Concept of Frequency and Some Applications", *IEEE Transactions on Information Theory*, pp. 375-381, 1968
- [19] H. F. Harmuth, "Frequency-sharing and Spread-spectrum Transmission with Large Relative Bandwidth", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pp. 232-239, 1978
- [20] C. L. Bennett, G. F. Ross, "Time-Domain Electromagnetics and Its Applications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 3, pp. 299-318, mars 1978
- [21] L. Fullerton, "Time Domain Transmission System", *Brevet Américain*, no. 4.813.057, mars 1989

- [22] R. A. Fleming, C. E. Kushner, "Spread Spectrum Localizer", *Brevet Américain*, no. 5.748.891, mai 1998
- [23] FCC 02-48, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", *Federal Communications Commission*, texte adopté en février 2002, révisé en avril 2002
- [24] US Government Printing Office, *Part 15 – Radio Frequency Devices*, http://www.access.gpo.gov/nara/cfr/waisidx_04/47cfr15_04.html
- [25] M. Abousalem, S. Lusin, O. Tubalin, J. de Salas, "Performance Analysis of GPS Positioning Using WAAS and EGNOS", *Global Navigation Satellite System Conference 2000*, Edinburgh, mai 2000
- [26] J.J. Caffery, G.L. Stuber, "Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems", *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, is. 4, pp. 38-45, avril 1998
- [27] M. Hellebrandt, R. Mathar, "Location Tracking of Mobiles in Cellular Radio Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, is. 5, pp.1558-1562, septembre 1999
- [28] M.A. Spirito, "On the Accuracy of Cellular Mobile Station Location Estimation", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, is. 3, pp. 674-685, mai 2001
- [29] R. Yamamoto, H. Matsutani, H. Matsuki, T. Oono, H. Ohtsuka, "Position Location Technologies Using Signal Strength in Cellular Systems", *IEEE Vehicular Technology Conference 2001-Spring*, vol. 4, pp 2570-2574, mai 2001
- [30] K.Y. Kabalan, J.L. Mounsef, "Mobile Location in GSM Using Signal Strength Technique", *IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems 2003*, vol.1, pp. 196-199, décembre 2003
- [31] J. Winter, C. Wengerter, "High Resolution Estimation of the Time of Arrival for GSM Location", *IEEE Vehicular Technology Conference 2000 - Spring*, Tokyo, vol. 2, pp. 1343-1347, mai 2000
- [32] B. Ludden, L. Lopes, "Cellular Based Location Technologies for UMTS: A Comparison between IPDL and TA-IPDL", *IEEE Vehicular Technology Conference 2000 - Spring*, vol. 2, pp. 1348-1353, mai 2000
- [33] S. Ahonen, H. Laitinen, "Database Correlation Method for UMTS Location", *IEEE Conference on Vehicular Technology*, Orlando, vol. 4, pp. 2696-2700, avril 2003
- [34] S.S Wang, M. Green, M. Malkawa, "E-911 Location Standards and Location Commercial Services", *IEEE Emerging Technologies Symposium: Broadband, Wireless Internet Access*, avril 2000
- [35] P. Prasithsangaree, P. Krishnamurthy, P. Chrysanthis, "On Indoor Position Location with Wireless LANs", Personal, *IEEE International Symposium on Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 720-724, septembre 2002
- [36] T. Kitasaka, T. Nakanishi, A. Fukuda, "Wireless LAN Based Indoor Positioning System WiPS and Its Simulation", *IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and signal Processing 2003*, vol. 1, pp. 272 - 275, août 2003
- [37] P. Bahl, V. N. Padmanabhan, "RADAR, An In-Building RF-Based User Location and Tracking System", *IEEE INFOCOM 2000*, vol. 2, pp. 775 - 784, mars 2000
- [38] R.-H. Jan, Y. R. Lee, "An Indoor Geolocation System for Wireless LANs", *IEEE International Conference on Parallel Processing Workshop*, pp. 29-34, octobre 2003
- [39] G. Anastasi, R. Bandelloni, M. Conti, F. Delmastro, E. Gregori, G. Mainetto, "Experimenting an Indoor Bluetooth-based Positioning Service", *International Conference on Distributed Computing Systems Workshops*, mai 2003, pp. 480–483

- [40] I. F. Progri, W. R. Michalson, “An Investigation of a DSSS-OFDM-CDMA-FDMA Indoor Geolocation System”, *IEEE Position Location And Navigation Symposium 2004*, pp. 662–670, avril 2004
- [41] S.S J. Werb and C. Lanzl, “Designing a Positioning System for Finding Things and People Indoors”, *IEEE Spectrum*, vol. 35, no. 9, pp. 71–78, septembre 1998
- [42] K. Siwiak, D. Mc Keown, “Ultra-Wideband Radio Technology”, John Wiley & Sons Inc., 2004
- [43] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Impulse Radio: How It Works”, *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 1, janvier 1998
- [44] I Opperman, UWB, “Theory and Applications”, Wiley, 2004
- [45] C. Nerguizian, C. Despins, S. Affes, “A Framework for Indoor Geolocation Using an Intelligent System”, *IEEE Workshop on WLAN 2001*, Newton, septembre 2001
- [46] G. R. Opshaug, P. Enge, “GPS and UWB for Indoor Navigation”, *International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation*, Salt Lake City, p. 1427, septembre 2001
- [47] J.C. Adams, W. Gregorwich, L. Capots, D. Liccardo, “Ultra-Wideband for Navigation and Communications”, *IEEE Aerospace Conference*, vol. 2, pp. 785-792, mars 2001
- [48] D. Kelly, G. Shreve, D. Langford, “Fusing Communications and Positioning – UWB offers Exciting Possibilities”, *white paper*, Time Domain Corporation (source internet)
- [49] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>
- [50] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [51] K. Pahlavan, L. Xinrong, J.P. Makela, “Indoor Geolocation Science and Technology”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, is. 2, pp. 112–118, février 2002

Chapitre 1 : Métriques, organisation du réseau et modes d'échange

"Il n'y a d'échange que de mauvais procédés"

Raoul Vaneigem, Le Livre des Plaisirs, 1979

1.1. Introduction

En matière de conception de systèmes de radiolocalisation, on oppose en règle générale deux grands contextes de travail. Il s'agit d'une part de développer une solution complète dédiée à une application précise, et pourvue de moyens de communication potentiellement limités. D'autre part, on se propose de composer avec une topologie de réseau et un protocole de communication existant préalablement. Il s'agit donc dans ce deuxième cas d'étendre au mieux les capacités initiales d'un système de communication, démarche relativement nouvelle s'il en est. Très récemment, l'adjonction de cette fonctionnalité de localisation (et la modification des protocoles de communication en conséquence) est devenue l'objet de préoccupations grandissantes dans le monde des réseaux sans-fil¹, et *a fortiori* en vue de l'avènement des réseaux ULB. Ce chapitre, qui se veut au premier chef un relais des efforts et réflexions actuellement consentis dans ce domaine, nous semble un préliminaire incontournable. Il doit en outre permettre de préciser quelques points de terminologie, ainsi que certains éléments en marge du choix de la couche physique, mais qui pourront influencer ce choix *in fine*.

Nous reviendrons donc ici sur des concepts généraux relatifs à l'obtention de métriques (ou mesures) de radiolocalisation de base. A la lumière de leurs liens avec la topologie du réseau et/ou le protocole de communication, nous évoquerons les modes d'échange mis en œuvre entre les dispositifs pour autoriser de telles mesures. A cette occasion, les stratégies adoptées de façon privilégiée par les systèmes de radiolocalisation ULB seront également évoquées.

Nous modéliserons ensuite les erreurs susceptibles d'affecter les métriques temporelles (mesures de temps d'arrivée ou de temps de vol) « indépendamment » des erreurs exclusivement imputables à la couche physique ULB. Nous verrons en particulier comment ces mesures sont sensibles aux imprécisions et dérives d'horloge, ainsi qu'à certaines durées du protocole.

Enfin, à partir de ces modèles et à titre d'exemple, nous proposerons quelques solutions d'aménagement des protocoles de communication permettant d'assurer la fonctionnalité de radiolocalisation dans un contexte WPAN Ultra-Large Bande.

Nous ne considérerons ici ni les problèmes de détection, ni les problèmes de positionnement, qui seront respectivement traités dans les Chapitres 3 et 4.

¹Par « réseaux sans-fil », nous entendrons ici systématiquement « réseaux WPAN » et dans une moindre mesure « réseaux WLAN », en excluant formellement les réseaux cellulaires. On comprendra dès lors aisément que les environnements envisagés se cantonnent principalement aux environnements *indoor*.

1.2. Métriques de radiolocalisation

Quatre grands types de métriques sont généralement retenus dans les systèmes de radiolocalisation : puissance reçue, angle d'arrivée, temps d'arrivée, et différence de temps d'arrivée ([1]).

1.2.1. Puissance reçue (RSSI)

Une première technique de radiolocalisation s'appuie sur la mesure de la puissance reçue au niveau d'une ou plusieurs références. Cette technique, communément désignée sous les acronymes RSSI (pour *Received Signal Strength Indicator*) ou SS (pour *Signal Strength*), est typiquement utilisée dans le cadre de la radiolocalisation cellulaire et la radiolocalisation *Wifi*. La puissance mesurée (par exemple, après estimation de canal ou en exploitant les doigts d'un récepteur *rake*) peut alors être implicitement associée à la distance parcourue par le signal transmis, *via* un modèle d'atténuation posé *a priori*. La distance tient donc lieu de métrique effective dans ce cas. Mais la puissance mesurée peut également être considérée comme une signature radio globalement représentative de la position de la source, après confrontation à une base de données. Cette base de données est constituée de mesures préalables pour lesquelles les positions de la source sont connues. Chacune de ces techniques tend à alléger considérablement les contraintes sur la précision des horloges et la synchronisation. En outre, elles ne presupposent pas la mise en œuvre de transactions spécifiques, la mesure de puissance étant déjà le plus souvent assurée au gré de communications radio classiques.

Néanmoins, en elle-même, la mesure de puissance est déjà particulièrement sensible aux inconsistances et aux non-stationarités du canal de propagation en situation de mobilité et/ou de trajets multiples. Nous pouvons citer le cas des évanouissements rapides, sélectifs en fréquence -ou *fading*-, et liés à l'interaction destructive au niveau du récepteur de multiples répliques du signal transmis, mais également les évanouissements lents, plats en fréquence, qui sont dus aux situations de masquage -ou *shadowing*- et qui affectent l'ensemble des trajets multiples ou enfin la dispersion fréquentielle, liée à l'effet Doppler en situation de mobilité, qui conditionne de façon duale le temps de cohérence du canal². Ces différents points sont d'autant plus critiques que les systèmes opèrent sur une bande limitée de fréquences. La nécessité de connaître précisément la puissance d'émission (éventuellement, dans un contexte de contrôle de puissance dans le réseau) et de disposer de modèles de propagation suffisamment précis et pertinents³ dans des environnements difficiles (non-visibilité, trajets multiples...), constituent d'autres pierres d'achoppement. Pour finir, cette technique ne semble pas bénéficier véritablement de la résolution temporelle (donc spatiale) autorisée par les signaux large-bande.

²Cette durée est en première approximation inversement proportionnelle à la largeur du spectre Doppler, et permet généralement de caractériser la durée des évanouissements.

³Les modèles d'atténuation faisant intervenir la distance décrivent généralement des comportements moyens et large-échelle. Ils demeurent, somme toute, assez grossiers dans notre contexte.

Pour toutes ces raisons, ce type de métrique ne saurait être raisonnablement préconisé dans le contexte ULB, *a fortiori* pour les milieux *indoor* envisagés.

1.2.2. Angles d'arrivée (AOA)

La mesure d'angle d'arrivée ou AOA (pour *Angle of Arrival*) consiste à estimer l'angle d'incidence du trajet direct suivi par l'onde au niveau de multiples références. Elle requiert la mise en oeuvre de réseaux d'antennes en chacun de ces points de référence, occasionnant une complexité accrue des systèmes, notamment pour la réalisation des têtes de réception (*front-end*) RF (*Radio Frequency*). Tout comme la mesure RSSI, la mesure AOA allège les contraintes liées à synchronisation et à la précision des horloges. Par ailleurs, elle ne nécessite pas de nombreux points de référence pour assurer le positionnement. Théoriquement, deux points d'ancre, et donc deux mesures d'angle d'arrivée, sont suffisants pour le positionnement 2D d'un émetteur.

Malgré tout, cette technique est en priorité destinée à des stations fixes installées à demeure. L'instauration et le partage de références angulaires communes très précises impliquent d'avoir recours à des procédures de calibration fréquentes. Ces dernières particularités rendent d'emblée cette technique impraticable pour des réseaux distribués de type *ad hoc*. De plus, si l'on souhaite se passer d'antennes directives, la mesure d'angles d'arrivée souffre sévèrement du phénomène multi-trajets et des situations de non-visibilité ([2]). Malgré tout, avec le récent développement des technologies Ultra-Large Bande MIMO (pour *Multiple Input Multiple Output*) ([3]), les antennes réseaux ULB pourraient être utilisées à court terme dans le cadre d'applications de radiolocalisation.

1.2.3. Temps d'arrivée (TOA)

La mesure du temps d'arrivée des signaux ou TOA (pour *Time of Arrival*), est l'une des techniques les plus populaires et les plus largement représentées dans les systèmes de radiolocalisation actuels. *Stricto sensu*, elle consiste à mesurer l'instant d'arrivée d'un signal relativement à une référence temporelle locale (typiquement, l'horloge du récepteur), indépendamment de l'instant d'émission. Malgré tout, par abus de langage et surtout du fait de l'utilisation de mesures de distance par certains algorithmes de positionnement (Chapitre 4), la mesure TOA se confond le plus souvent avec la mesure du temps de vol ou TOF (pour *Time Of Flight*), c'est à dire la mesure du temps écoulé entre l'émission et la réception du signal. Cette dernière définition implique une synchronisation grossière préalable des entités (deux terminaux mobiles ou un terminal mobile et un point de référence -coordinateur, point fixe...) si celles-ci sont asynchrones à l'initiation de la mesure. Là encore, à un facteur près (la vitesse de propagation), la métrique sous-jacente est la distance parcourue par l'onde électromagnétique. Comme nous le verrons, cette technique est principalement affectée par l'imprécision des horloges (dérvies absolues et relatives) et les situations d'obstruction, ou de non-visibilité (NLOS), qui tendent à biaiser les mesures (Chapitre 2). Un autre inconvénient majeur réside dans la nécessité de mettre en oeuvre des modes d'échange coopératifs entre des dispositifs qui doivent alors se comporter comme des transpondeurs. Au delà du besoin d'assumer en chaque nœud des fonctions d'émission et de réception, les temps de réponse (traitement des données, temporisation liée au protocole) peuvent alors occasionner des erreurs non négligeables (partie 1.4 de ce Chapitre).

Typiquement, dans les récepteurs à base d'étalement de spectre par séquence directe (DSSS), les mesures de TOA sont effectuées lors de la phase d'acquisition de codes pseudo-aléatoires (une acquisition grossière avec un corrélateur glissant, un filtre adapté, ou un circuit d'acquisition séquentiel, permet de déterminer l'instant d'arrivée, à la précision temporelle de l'unité de base de la séquence d'étalement -*chip*-), puis une synchronisation fine est maintenue pour améliorer la précision (e.g. à l'aide d'une DLL pour *Delay Locked Loop*). La mesure de TOA est alors considérée comme fiable dès lors que le point de poursuite temporelle coïncide avec le temps d'arrivée du trajet « géométrique » (situation de visibilité).

1.2.4. Différences de temps d'arrivée (TDOA)

La mesure de différences de temps d'arrivée ou TDOA (pour *Time Difference Of Arrival*) consiste à estimer la différence de marche d'un signal observée au niveau de multiples récepteurs isochrones, indépendamment de l'instant d'émission de ce signal.

Dans une première approche, cette mesure peut être obtenue en trouvant la valeur de décalage temporel qui maximise la fonction d'intercorrélation entre les signaux reçus au niveau d'une paire de références strictement synchronisées. Cette méthode de corrélation généralisée ([4]) nécessite que le signal analogique reçu soit dans un premier temps numérisé, puis retransmis vers un lieu de traitement centralisé. Malheureusement, la mesure de TDOA ne peut pas être obtenue à partir du premier maximum local observé sur la fonction de corrélation, dans la mesure où le décalage temporel correspondant ne coïncide pas avec la différence effective des temps d'arrivée. En outre, la version retardée de la fonction de corrélation résultant des véritables TOA ne coïncide pas non plus nécessairement avec la valeur maximale de la fonction d'intercorrélation. Il en résulte parfois un problème d'ambiguïté difficile à lever. Aussi, la mesure TDOA à partir de la méthode d'intercorrélation généralisée est en règle générale beaucoup plus difficile à réaliser que la mesure TOA directe pour des environnements denses en trajets multiples.

Toutefois, cette mesure TDOA peut aisément être obtenue après différenciation, à partir de mesures préalables de TOA réalisées au niveau de chaque récepteur. Cette dernière méthode, assez intuitive, même si elle pâtit également des problèmes de trajets multiples et de non-visibilité, s'affranchit surtout de l'ambiguïté évoquée précédemment, l'objectif étant la détection systématique du premier trajet observable sur chacune des réponses observées.

En définitive, puisque la mesure TOA constitue la plus flexible et indiscutablement la plus pertinente des solutions pour la mesure de distances relatives (*ranging*) dans le contexte ULB, et puisque des mesures TDOA peuvent être facilement obtenues à partir de mesures TOA, nous ne traiterons par la suite que d'algorithmes ou de procédures (positionnement, protocole d'échanges...) en lien avec ces deux types de métriques temporelles.

1.3. Métriques de radiolocalisation, topologie du réseau, et positionnement

1.3.1. Lien intuitif entre métriques temporelles et positionnement

L'approche adoptée pour le calcul de la position d'un nœud mobile dépend évidemment de la nature des métriques retenues pour ce calcul. Nous chercherons ici à illustrer très schématiquement les liens unissant métriques temporelles et positionnement absolu et/ou relatif.

La façon la plus intuitive d'appréhender le problème de positionnement absolu dans le cas de métriques temporelles repose sur une interprétation géométrique des plus élémentaires. Par soucis de simplification, nous traiterons uniquement le cas d'un positionnement dans le plan.

Soit t_i les temps de vol associés à une onde propagée entre un nœud mobile M de coordonnées cartésiennes (x_m, y_m) et un jeu de trois points de référence R_i dont les coordonnées cartésiennes (x_i, y_i) , $i=1,2,3$ sont connues *a priori*. On peut alors poser le système non-linéaire de trois équations quadratiques :

$$(x_m - x_i)^2 + (y_m - y_i)^2 = D_i^2 = (c \cdot t_i)^2 \quad i = 1, 2, 3 \quad (\text{Eq. 1 - 1})$$

où c est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide.

Pour ce même émetteur mobile M , soit t_{j1} les différences de temps de vol (ou différences de temps d'arrivée) observées entre un premier point de référence R_1 de coordonnées (x_1, y_1) et deux autres points de référence R_j de coordonnées (x_j, y_j) , $j=2,3$:

$$t_{j1} = t_j - t_1 \quad j = 2, 3 \quad (\text{Eq. 1 - 2})$$

On pose alors le système non-linéaire d'équations hyperboliques:

$$\sqrt{(x_j - x_m)^2 + (y_j - y_m)^2} - \sqrt{(x_1 - x_m)^2 + (y_1 - y_m)^2} = D_j - D_1 = D_{j1} = c \cdot t_{j1} \quad j = 2, 3 \quad (\text{Eq. 1 - 3})$$

En d'autres termes, pour le positionnement d'un nœud mobile dans un plan, la résolution de systèmes du type (Eq. 1 - 1) et (Eq. 1 - 3) correspond à la recherche de l'intersection de cercles dans le cadre de mesures TOA, ou d'hyperboles dans le cadre de mesures TDOA (Figure 1 - 1). Aussi, lorsque trois (resp. quatre) mesures TOA au moins sont disponibles entre un mobile et trois (resp. quatre) points de référence, il devient alors possible de procéder au calcul de la position absolue d'un mobile dans le plan (resp. dans l'espace). De la même façon, si deux (resp. trois) mesures TDOA sont disponibles au niveau de trois (resp. quatre) références au moins, on détermine la position absolue dans le plan (resp. dans l'espace).

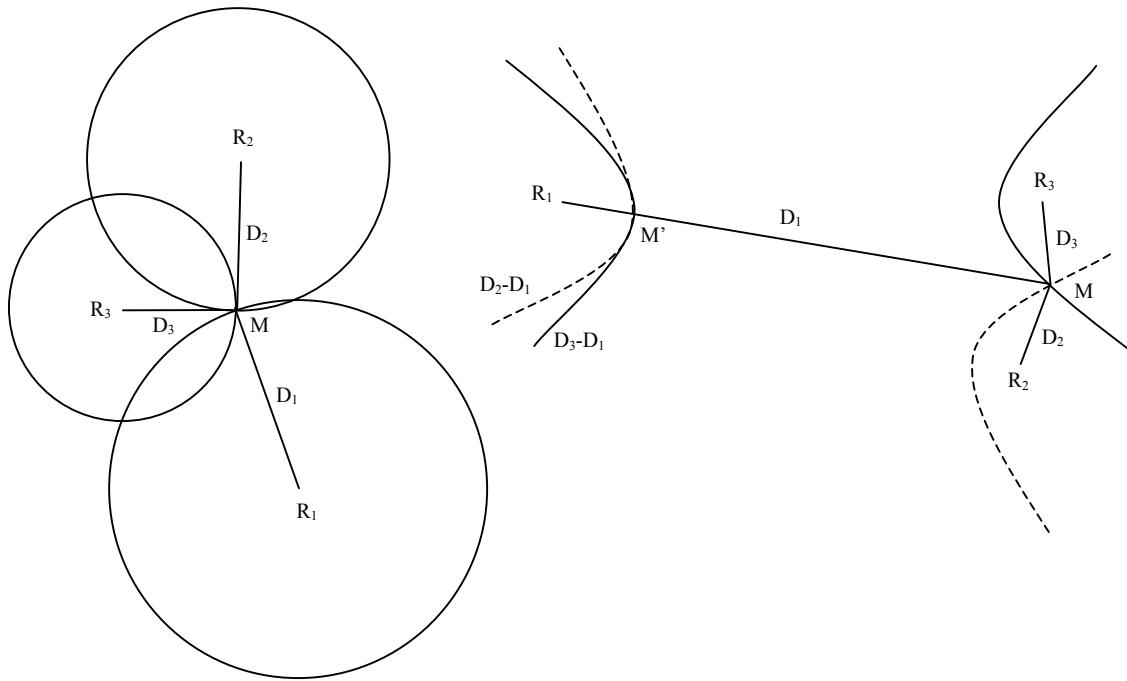


Figure 1 - 1 : Positionnement absolu 2D d'un nœud mobile M vis-à-vis de 3 points de référence R_i , $i=1,2,3$, à partir de :

- 3 mesures de TOA ou de distances relatives $D_i = ct_i$, $i=1,2,3$
- 2 mesures de TDOA ou de différences de distances relatives $D_j - D_1 = c(t_j - t_1) = ct_{j1}$, $j=2,3$

Néanmoins, les applications ne requièrent pas toujours un positionnement absolu des nœuds. Typiquement, la reconstruction de la topologie relative du réseau peut s'avérer suffisante pour optimiser le routage de réseaux distribués ([5], [6]). Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de voir coïncider les axes des coordonnées avec les axes « physiques » du repère. On comprend par là qu'il est possible de s'affranchir de points de références dont les positions sont connues *a priori*. Typiquement, en se fondant uniquement sur les informations de distances relatives disponibles, et en élisant arbitrairement un point pour origine du repère orthonormé de description du réseau, on peut reconstituer sa topologie bidimensionnelle, à une rotation près, et une symétrie près. Dès lors, en transposant intuitivement les idées évoquées précédemment pour le positionnement absolu, un nœud pourra être positionné seulement « au voisinage » de trois (resp. quatre) autres nœuds (au moins).

1.3.2. Incidence de la topologie du réseau

La topologie du réseau a également un impact indiscutable sur le choix des métriques de base. Nous décrirons donc ici deux principaux modes de réalisation pour les réseaux sans-fil, en discutant brièvement leurs implications pour les procédures de radiolocalisation et les modes d'échange requis. Nous ferons ici la distinction entre le statut de « coordinateur » (relatif à la gestion du réseau de communication), et le statut de « référence » ou de « point d'ancre » (relevant de la procédure de positionnement). Nous considérerons que l'un n'implique pas nécessairement l'autre, et réciproquement. Enfin, la notion de « nœud mobile » renvoie davantage ici à l'« absence de

connaissance de la position » du nœud, plutôt qu'au concept de mobilité tel qu'on peut l'entendre au sens commun, et qui sera traité ultérieurement (Chapitre 5).

1.3.2.1. Réseaux pourvus d'infrastructure

Un réseau sans-fil WLAN doté d'infrastructure, typiquement un réseau IEEE 802.11 ([7] à [9], Figure 1 - 2), se compose d'une ou plusieurs entités de base ou BSS (pour *Basic Service Sets*) interconnectées par un système de distribution DS (pour *Distribution System*) qui peut être câblé (e.g. IEEE 802.3 Ethernet LAN). Une BSS se définit comme un groupe de stations mobiles (STAs pour *STAtions*) sous l'empire d'une fonction unique de coordination. La zone couverte par une BSS est communément désignée sous l'appellation BSA (pour *Basic Service Area*). Même si toutes les stations mobiles au sein d'une même BSS peuvent théoriquement communiquer les unes avec les autres, elles ne communiquent en pratique qu'avec des points d'accès ou APs (pour *Access Point*), qui assument des fonctions sensiblement analogues aux stations de base au sein des réseaux cellulaires de téléphonie mobile. On utilise avant tout ces points d'accès pour étendre la couverture initiale de la BSS et pour permettre à des stations distantes de communiquer. On parle alors de ESS (pour *Extended Service Set*), la connectivité entre BSS étant assurée via le système de distribution.

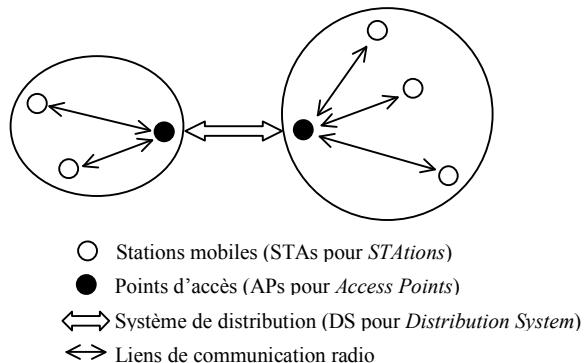


Figure 1 - 2 : Exemple de topologie de réseau sans-fil WLAN avec infrastructure (sur le modèle [9])

En elles-mêmes, les communications de stations mobiles vis-à-vis d'un point d'accès unique n'offrent que des perspectives limitées en terme de radiolocalisation. Dans la mesure où seuls des liens radio impliquant un point d'accès sont exploitables, on disposera au mieux pour les stations mobiles de mesures de distances relatives vis-à-vis de ces points d'accès. Une stratégie plus aboutie pour un positionnement absolu des stations consiste à faire cohabiter plusieurs points d'accès tenant lieu de multiples points de référence (dont les positions sont connues *a priori*) pour un même ensemble de stations mobiles. Aussi, si une station mobile est en mesure de recevoir et/ou d'émettre des signaux vis-à-vis de multiples points d'accès ([10]), notamment si les zones de couverture de ces points d'accès se chevauchent, il devient alors possible de procéder à plusieurs mesures de métriques de radiolocalisation en vue du positionnement des stations mobiles. Malgré tout, l'utilisation de métriques temporelles, qui est particulièrement préconisée dans le contexte de réseaux ULB, n'est pas sans poser des contraintes supplémentaires en terme d'accès au *medium*, de synchronisation, et de gestion des ressources. Dans le cas de mesures TOA par exemple, des procédures coopératives doivent être mises

en œuvre successivement vis-à-vis de chacun des points d'accès disponibles. Il est également possible d'utiliser indifféremment des mesures TOA ou TDOA lorsque les points d'accès sont isochrones (e.g. synchronisés *via* le système de distribution). Ce genre de topologie de réseau suggère enfin la mise en œuvre de stratégies centralisées de positionnement.

1.3.2.2. Réseaux *ad hoc*

La dénomination générale *ad hoc*, qui englobe plusieurs types de topologie, sous-tend généralement :

- l'absence d'infrastructures (dans le sens « point d'accès fixe »)
- une topologie dynamique (nœuds mobiles) et libre
- une gestion non-centralisée du réseau
- une répartition de la complexité et de la charge algorithmique

1.3.2.2.1. Réseaux en étoile

Une première topologie dite « en étoile » (*star topology*) repose sur la présence d'un coordinateur faisant figure de point central dans le réseau. Les communications sont bidirectionnelles mais interviennent exclusivement entre ce coordinateur (*Coordinator*) et les autres nœuds du réseau (DEV pour *DEvice*) (Figure 1 - 3).

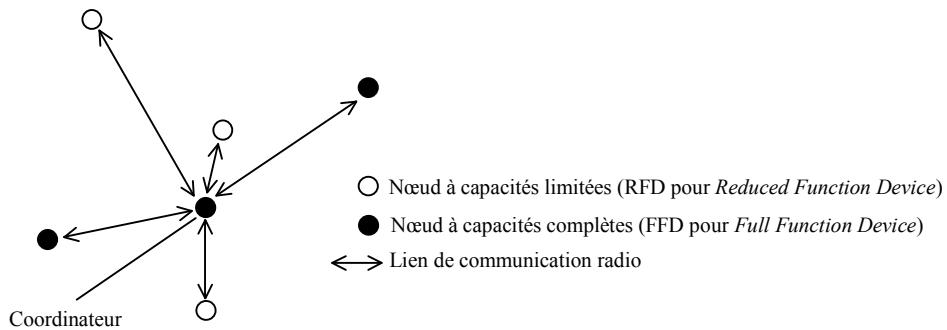


Figure 1 - 3 : Exemple de topologie de réseau sans-fil WPAN en étoile (d'après [11], [12])

A l'instar des réseaux pourvus d'infrastructure ou encore des réseaux cellulaires, les réseaux *ad hoc* en étoile sont fortement contraints en terme de radiolocalisation. Les difficultés rencontrées sont en effet tout à fait analogues en terme d'accès au *medium* vis-à-vis de multiples coordinateurs, de synchronisation (e.g. entre coordinateurs), ou de gestion des ressources temporelles (e.g. TDMA). Dans ce cas précis, les contraintes sont même d'autant plus fortes que les liens physiques qui peuvent unir les coordinateurs entre eux ne sont pas filaires. Enfin, là aussi, les stratégies de positionnement centralisées semblent le plus appropriées.

1.3.2.2.2. Réseaux point-à-point

La topologie « point-à-point » (*peer-to-peer*) prévoit également le plus souvent la présence de coordinateurs. Les nœuds peuvent communiquer les uns avec les autres, pour peu qu'ils soient situés à une distance compatible avec la portée maximale tolérée par la couche physique de transmission. Ce type de topologie favorise la constitution de réseaux entièrement maillés (*mesh networks*), de réseaux en faisceau (*cluster networks*) ou de réseaux hybrides, à la croisée des chemins entre solutions maillées et étoilées (*cluster-tree networks*) (Figure 1 - 4). Elle peut également se prévaloir d'une fiabilité et d'une scalabilité accrues en autorisant de multiples chemins de communication ou le relais d'information de proche en proche (*multi-hops*). Elle permet enfin d'assurer l'intégrité globale et la pérennité du réseau si certains nœuds viennent à disparaître.

Comparativement aux solutions en étoile, cette topologie offre un plus large panel de potentialités pour les applications de radiolocalisation, en particulier dans le cas des réseaux maillés. Ces derniers permettent d'envisager assez naturellement des procédures coopératives, éventuellement dans des modes « asynchrones », voire non-coordonnés, pour la mesure de TOA⁴ entre nœuds voisins. Ces procédures peuvent en outre être alliées à des stratégies innovantes pour un positionnement entièrement distribué des nœuds mobiles (Chapitre 4). Afin de réduire la complexité de calcul en chaque point tout en préservant des performances satisfaisantes, ces algorithmes misent sur une forme de redondance d'information (un nœud peut établir de multiples liens radio dans son voisinage), ainsi que sur une répartition de la charge algorithmique sur l'ensemble du réseau, et enfin sur l'échange et/ou la propagation d'informations nécessaires à la résolution du problème de positionnement. L'adéquation est alors profonde entre les procédures coopératives permettant les mesures TOA, et le positionnement lui-même. En revanche, compte tenu de la nature « convergente » de son graphe de connectivité et des flux de communication qui la traversent (quand bien même s'avéreraient-ils bidirectionnels), la topologie en faisceau n'autorise à première vue qu'une estimation de la distance relative entre des nœuds impliqués dans une même liaison point-à-point. Elle doit au mieux permettre une estimation plus grossière des distances relatives⁵ entre des nœuds distants appartenant à une même branche du faisceau, en se fondant sur des approximations *multi hops*. Tout positionnement semble donc délicat, si ce n'est à proscrire, dans cette configuration de base. Par exemple, on ne saurait prétendre positionner que les têtes locales de faisceau vis-à-vis de nœuds périphériques utilisés comme références. Nous pourrons donc aisément convenir qu'une telle topologie revêt un intérêt limité en terme de radiolocalisation, *a fortiori* dans le contexte applicatif qui lui est associé généralement⁶.

⁴Les mesures TDOA sont ici à proscrire en raison de l'absence de noeud central pour le calcul des positions et en raison de l'asynchronisme des nœuds.

⁵En l'occurrence, la distance estimée entre points distants peut être bornée à partir de considérations géométriques simples.

⁶Typiquement, la mise en œuvre de réseaux sans-fil en faisceau est envisagée pour la collecte vers un point central de mesures physiques (pressions, températures, déformations de terrain, etc.) réalisées par de multiples capteurs.

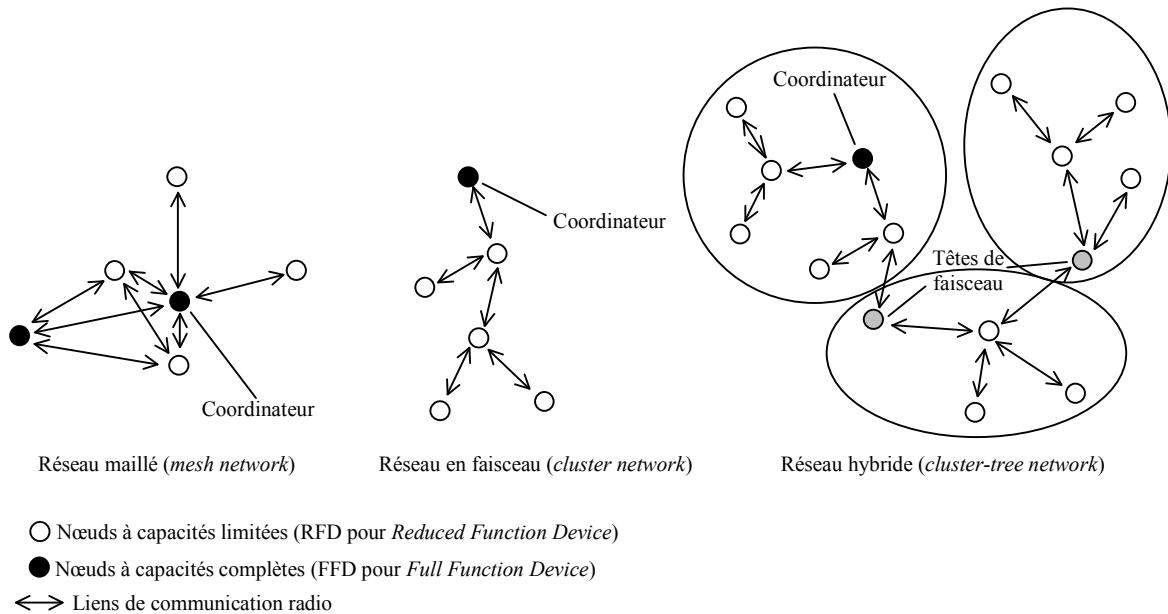


Figure 1 - 4 : Exemples de topologies de réseau sans-fil WPAN point à point (d'après [11], [12])

Au terme de cette courte discussion, on sent bien que la fonctionnalité de radiolocalisation sied plus particulièrement à deux topologies de réseaux *ad hoc*:

- les réseaux maillés qui permettent une mesure coopérative de TOA et un positionnement relatif/absolu distribué des nœuds mobiles
- les réseaux en étoile, dont les coordinateurs font office de point de référence, favorisant indifféremment les mesures de TOA (sans contrainte particulière sur le synchronisme des références) ou de TDOA (en imposant l'isochronisme des références)

1.4. Modes d'échange autorisant la mesure des métriques temporelles de radiolocalisation

Outre la topologie du réseau, la couche de contrôle d'accès au *medium* elle-même revêt une importance capitale dans notre contexte. Aussi, des stratégies MAC adaptées doivent être envisagées pour :

- la réalisation de mesures au niveau de la couche PHY
- l'échange coopératif d'informations relatives à ces mesures (typiquement des informations de temps ou *timing*) ou relatives aux positions estimées issues de ces mesures (e.g. les positions de nœuds voisins en mode *ad hoc*)
- le relais d'informations pour le calcul (distribué ou centralisé) des positions
- l'amélioration de la précision des mesures et/ou du positionnement final

Au-delà de ces aspects immédiats, la localisation de multiples nœuds mobiles au sein d'un même réseau pose un certain nombre de difficultés canoniques ([13]) d'accès au *medium*: problèmes d'interférences et/ou d'accès multiple, variante au problème du « nœud caché » (*hidden node*), nécessité de détecter le signal émanant des nœuds mobiles au niveau de multiples récepteurs, périodicité des mesures pour un rafraîchissement satisfaisant des positions en situation de poursuite et pour un nombre arbitrairement important de nœuds...

En fonction de la topologie du réseau, du protocole de communication, et des contraintes inhérentes à la synchronisation des dispositifs, deux modes d'échange préférentiels permettent d'obtenir des métriques temporelles de radiolocalisation :

- un protocole dit “aller-retour” coopératif ou TWR pour *Two Way Ranging*, généralement associé à la mesure de TOA entre deux entités *a priori* asynchrones
- un protocole dit “aller-simple” ou OWR pour One Way Ranging, généralement associé à la mesure de TDOA au niveau de multiples points de référence isochrones, ou encore à la mesure de TOA entre deux entités isochrones

Indépendamment de la couche physique de transmission retenue, nous verrons dans ce qui suit comment ces modes d'échange peuvent introduire des erreurs supplémentaires sur les métriques mesurées. Peu d'études se sont jusqu'à présent concentrées véritablement sur la clarification du lien unissant les quelques grandeurs critiques « indépendantes » de la couche physique de transmission (dérvives d'horloge, durées du protocole) au paramètre de résolution temporel (bruit de détection). On

se propose ici d'établir des modèles simples qui nous serons utiles par la suite pour justifier le caractère incontournable de l'ULB pour les applications visées.

1.4.1. Protocoles pour la mesure des temps d'arrivée (TOA)

Comme nous avons déjà eu l'occasion de le préciser précédemment, la mesure de TOA se confond ici avec la mesure du temps de vol, ou encore au facteur de vitesse de propagation près, avec la mesure de la distance relative entre deux nœuds.

1.4.1.1. Protocole « aller-retour » (TWR-TOA)

1.4.1.1.1. Principe de base

Un premier protocole coopératif, particulièrement couru, permet d'estimer le temps de vol « aller-retour » entre deux dispositifs « asynchrones » échangeant des paquets à tour de rôle. On parle alors de protocole de localisation « aller-retour » ou TWR (pour *Two Way Ranging*). Si l'on fait généralement le raccourci de qualifier ces entités d'« asynchrones » à l'initiation de la procédure, il n'en reste pas moins qu'elles se doivent de connaître assez grossièrement l'instant d'arrivée des différents paquets. Aussi, il est tout à fait fréquent d'utiliser cette procédure dans le cadre de communications coordonnées garantissant des intervalles de temps de communication bien définis (e.g. *half-duplex*, TDMA...). Une fois le système coordonné globalement synchronisé (au sens de la communication), les nœuds⁷ ont au moins une connaissance relative⁸ du début des intervalles de temps (*slots*) alloués par le coordinateur pour établir les communications. Dans le schéma de base (Figure 1 - 5 et Figure 1 - 6), un nœud *i* envoie un premier paquet à destination d'un second nœud *j*, qui émet à son tour une réponse à destination de *i* un certain temps⁹ après réception de la requête.

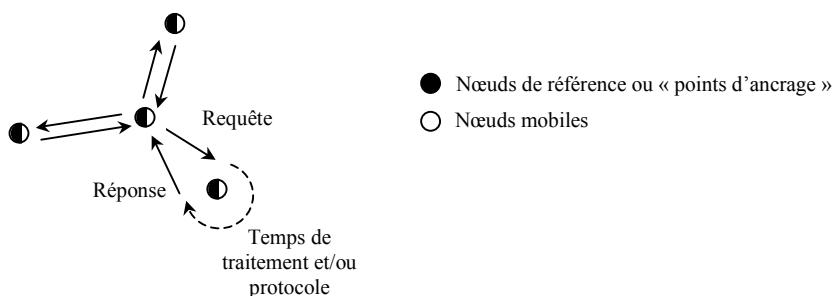


Figure 1 - 5 : Procédure générique «aller-retour» (TWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux nœuds « asynchrones »

⁷En règle générale, tout type de nœud peut prendre part à une telle procédure (coordinateurs et/ou nœuds simples pour ce qui est de la communication dans le réseau, nœuds mobiles entre eux et/ou nœuds mobiles vis-à-vis de nœuds de référence pour ce qui est du positionnement).

⁸Les nœuds d'un système coordonné ont connaissance de ces instants relativement à leur horloge locale, et à un délai de propagation près, en l'occurrence vis-à-vis de la référence temporelle du coordinateur.

⁹Le délai de temporisation est une grandeur convenue à l'avance par le protocole dans la procédure de base.

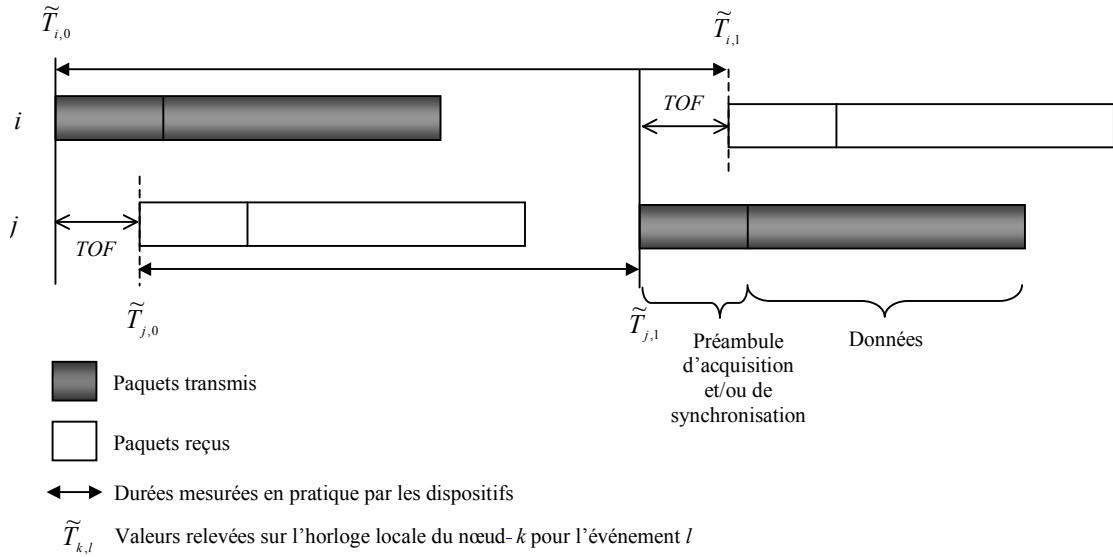


Figure 1 - 6 : Protocole générique “aller-retour” (TWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux nœuds « asynchrones »

En se fondant sur la mesure de l'instant d'arrivée de la réponse $\tilde{T}_{i,1}$ ¹⁰, sur la mesure de l'instant d'émission de la requête initiale $\tilde{T}_{i,0}$, ainsi que sur le délai présumé de temporisation du second dispositif T_R , il est alors possible pour l'initiateur d'estimer le temps de vol τ_{ij} selon :

$$\tilde{\tau}_{ij} \equiv \frac{1}{2} (\tilde{T}_{i,1} - \tilde{T}_{i,0} - T_R) \quad (\text{Eq. 1 - 4})$$

Le temps de réponse est perçu au niveau du nœud j comme :

$$\tilde{T}_{j,1} - \tilde{T}_{j,0} \equiv T_R \quad (\text{Eq. 1 - 5})$$

On obtient alors directement la distance relative entre les nœuds i et j :

$$\tilde{d}_{ij} = c \tilde{\tau}_{ij} \quad (\text{Eq. 1 - 6})$$

avec c la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide.

Avant même les prémisses d'une radiolocalisation ULB au sein de réseaux de communications sans-fil, le schéma TWR-TOA de base a été déjà très largement invoqué par les acteurs historiques du domaine ([14] à [20]).

1.4.1.1.2. Erreurs liées à la dérive des horloges et à la temporisation

Pour les systèmes réels, de telles mesures de temps de vol sont évidemment entachées d'erreurs. Au-delà des problèmes proprement liés à la détection des signaux, ces erreurs sont principalement dues

¹⁰ Les temps surmontés d'un tilde sont considérés comme des temps mesurés, relevés sur les horloges locales.

aux dérives des horloges, et en particulier à l'impact de ces dérives sur le temps perçu par les dispositifs.

Aussi, lorsqu'on considère un oscillateur réel sensé osciller à la fréquence f_0 , la tension de sortie de cet oscillateur peut être exprimée comme suit ([21]):

$$\begin{aligned} V(t) &= (V_0 + v(t)) \sin(\psi(t)) \\ &= (V_0 + v(t)) \sin(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \end{aligned} \quad (\text{Eq. 1 - 7})$$

où V_0 est l'amplitude nominale de la tension crête, $v(t)$ est la déviation par rapport à l'amplitude nominale, f_0 est la fréquence nominale, $\psi(t)$ est la phase instantanée et $\varphi(t)$ est la déviation de phase par rapport à la phase nominale $2\pi f_0 t$.

L'instabilité de fréquence de cet oscillateur est généralement définie en terme de déviation instantanée de la fréquence normalisée :

$$\frac{f(t) - f_0}{f_0} = \frac{1}{f_0} \frac{\dot{\varphi}(t)}{2\pi} \quad (\text{Eq. 1 - 8})$$

où $f(t)$ est la fréquence instantanée ([22]):

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{2\pi} \dot{\psi}(t) \\ &= f_0 + \Delta f_0 + D f_0 t + \frac{\dot{\varphi}_a(t)}{2\pi} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 1 - 9})$$

avec Δf_0 l'écart fréquentiel absolu (*frequency offset*) par rapport à la fréquence nominale f_0 (Δ étant l'écart relatif), D le taux de glissement linéaire fractionnaire en fréquence (*linear fractional frequency drift rate*) par exemple lié au vieillissement (*aging*), et $\dot{\varphi}_a(t)$ la déviation aléatoire de phase.

On définit alors la fonction du temps suivante :

$$T(t) = \frac{\psi(t)}{2\pi f_0} \quad (\text{Eq. 1 - 10})$$

Pour un oscillateur réel, on peut se donner la fonction d'erreur commise sur le temps comme :

$$TE(t) = T(t) - t \quad (\text{Eq. 1 - 11})$$

Si l'on ne tient compte ni de la déviation aléatoire de phase, ni des instabilités lentes de fréquence dues à des facteurs environnementaux (température, pression...), ni du vieillissement, ni des sauts aléatoires

et discontinus de fréquence, seul l'écart fréquentiel absolu¹¹ Δf_0 par rapport à la fréquence nominale f_0 est responsable de l'erreur dans (Eq. 1 - 11).

Par la suite, il nous arrivera également d'utiliser la notation :

$$\varepsilon \equiv 1 + \Delta \quad (\text{Eq. 1 - 12})$$

Dans le domaine temporel, l'écart de fréquence se manifeste par un glissement absolu systématique ou dérive (*drift*) par rapport au temps qui serait indiqué par l'oscillateur idéal. Dès lors, ce glissement s'exprime très simplement comme une fonction linéaire du temps effectivement écoulé :

$$TE(t) = \Delta t \quad (\text{Eq. 1 - 13})$$

En d'autres termes, le temps « perçu » ou « mesuré » $T_{\text{Mesuré}}$ par un oscillateur réel peut s'exprimer en fonction du temps « effectivement » écoulé $T_{\text{Réel}}$ pendant cette mesure (exprimé comme le temps qui serait mesuré par un oscillateur idéal) :

$$T_{\text{Réel}} = T_{\text{Mesuré}} \frac{1}{1 + \Delta} = T_{\text{Mesuré}} \frac{1}{\varepsilon} \quad (\text{Eq. 1 - 14})$$

Pour une horloge particulière¹², l'écart relatif fréquentiel Δ par rapport à l'horloge idéale, supposé constant dans le temps en première approximation, peut généralement être borné :

$$|\Delta| \leq \rho \quad (\text{Eq. 1 - 15})$$

où la borne supérieure ρ peut prendre des valeurs allant de quelques ppm (parties par million) jusqu'à plusieurs dizaines de ppm suivant le type d'application.

Dans un deuxième temps, il nous faut tenir compte d'un aléa supplémentaire (ou bruit de détection), noté u , sur l'instant d'arrivée estimé des paquets. Ce bruit est directement tributaire des performances de détection et de la résolution autorisées par la couche physique de transmission. En première approximation, nous supposerons dans cette partie que ce bruit est gaussien, centré, et de variance constante σ_u^2 .

Si l'on se réfère maintenant à la Figure 1 - 6, aux relations (Eq. 1 - 4) et (Eq. 1 - 14), on montre que le temps de vol τ_{ij} mesuré au niveau du nœud i (Annexe 1, [23], [24]) est de la forme:

$$\tilde{\tau}'_{ij} = \varepsilon_i \tau_{ij} + \frac{T_R}{2} (\gamma_{ij} - 1) + \frac{\varepsilon_i}{2} (u_i + u_j) \quad (\text{Eq. 1 - 16})$$

¹¹A raison, on peut considérer cet écart fréquentiel comme prépondérant devant les contributions écartées, tout du moins, à notre stade de compréhension du problème.

¹²Les précisions d'horloge ne peuvent être garanties par les manufacturiers qu'à la tolérance ρ pour un même lot, en raison de la non-reproductibilité des processus de fabrication.

avec γ_{ij} le rapport des fréquences d'horloge :

$$\gamma_{ij} \equiv \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_j} \quad (\text{Eq. 1 - 17})$$

On en déduit alors directement la distance relative mesurée entre le nœud i et le nœud j comme :

$$\tilde{d}'_{ij} = \varepsilon_i d_{ij} + \frac{cT_R}{2} (\gamma_{ij} - 1) + \frac{c\varepsilon_i}{2} (u_i + u_j) \quad (\text{Eq. 1 - 18})$$

A travers le terme d_{ij} qui rend compte de la distance relative parcourue par l'onde électromagnétique (du reste, nous parlons jusque là de temps de vol), nous ne cherchons pas à distinguer à ce stade la « distance radio » (notion utile à la synchronisation) de la « distance géométrique » (notion utile à la radiolocalisation). Typiquement, sur la seule base des procédures décrites dans ce Chapitre, un système accèdera seulement (et dans le meilleur cas) à une information de « distance radio », qui peut englober des biais ou des erreurs supplémentaires liés au canal de propagation comme nous aurons l'occasion de le voir dans le Chapitre 2.

Conditionnée à ε_i et ε_j (Δ pouvant être considérée comme une variable aléatoire uniforme et centrée), et sous une hypothèse gaussienne centrée pour le bruit de détection u , l'estimée du temps de vol en (Eq. 1 - 16) est biaisée :

$$E[\tilde{\tau}'_{ij}] - \tau_{ij} = \Delta_i \tau_{ij} + \frac{T_R}{2} (\gamma_{ij} - 1) \quad (\text{Eq. 1 - 19})$$

et dotée d'une variance :

$$Var[\tilde{\tau}'_{ij}] = \frac{\varepsilon_i^2}{2} \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 20})$$

En se basant sur la borne supérieure (Eq. 1 - 15), on peut se donner une idée du pire cas avec :

$$-\rho \left(\tau_{ij} + \frac{T_R}{1+\rho} \right) \leq E[\tilde{\tau}'_{ij}] - \tau_{ij} \leq \rho \left(\tau_{ij} + \frac{T_R}{1-\rho} \right) \quad (\text{Eq. 1 - 21})$$

et

$$\frac{(1-\rho)^2}{2} \sigma_u^2 \leq Var[\tilde{\tau}'_{ij}] \leq \frac{(1+\rho)^2}{2} \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 22})$$

Après rapide examen des relations (Eq. 1 - 16), (Eq. 1 - 19) et (Eq. 1 - 20), on note que l'erreur procède principalement de la dérive relative des horloges, du temps de réponse, du bruit de détection, et dans une moindre mesure de la dérive absolue des horloges.

Dès lors, différentes stratégies peuvent être proposées pour améliorer la précision des mesures. Une première solution prévoit d'ajuster judicieusement les durées mises en jeu par le protocole,

typiquement en réduisant le temps de réponse autant que faire se peut (e.g. en différant certains traitements). Une autre option, très largement répandue pour les systèmes de communication classiques, consisterait à réduire la dérive relative des horloges à l'aide de dispositifs physiques de poursuite (*clock tracking*), tels que les boucles à verrouillage de retard, les boucles à verrouillage de phase, ou encore les systèmes dits *early-late*. Si de telles options sont actuellement envisagées pour étendre la portée des systèmes ULB bas-débit ([25]) (typiquement pour garantir la cohérence d'un processus d'intégration avec des séquences d'impulsions très longues), elles peuvent s'avérer coûteuses, pénalisantes en terme de consommation, voire difficiles à mettre en œuvre dans le cas des signaux large-bande rapides. Pour des systèmes ULB ouvertement bas-coût, basse-consommation et fonctionnant à des portées plus restreintes (e.g. systématiquement en dessous de 20m), on préfèrera en règle générale bénéficier de solutions protocole permettant une estimation indirecte des dérives d'horloge.

1.4.1.1.3. Réduction des erreurs indépendantes de la couche physique

- **Réduction de la temporisation et passage de références temporelles**

En règle générale, pour les systèmes de radiolocalisation basés sur une approche TWR classique, l'instant d'émission de la réponse n'est pas nécessairement conditionné à l'instant de réception de la requête. Il est courant d'inclure des références temporelles utiles à la mesure dans les données utiles transmises (*time stamp*) afin de réduire la quantité physique mesurée (i.e. le délai entre l'émission de la requête et la réception de la réponse) devant le paramètre utile (ici, le temps de vol), et de fait, l'incertitude sur ce paramètre. En particulier, l'émission de la réponse intervient à des moments précis indépendants de l'instant de réception de la requête (e.g. conditionnés seulement au début d'une phase d'acquisition, au début d'une phase d'« écoute », ou au début d'un *slot* de communication) et les traitements spécifiques les plus complexes sont différés une fois la réponse transmise. Des communications ultérieures sont ensuite exploitées et le délai estimé entre l'instant d'émission de la réponse et l'instant effectif de réception de la requête peut être inclus dans les données utiles de trames ultérieures. Mais dans notre contexte WPAN, l'usage du *time stamp* n'est pas seulement imposé par la nécessité d'éviter des temps de traitement importants, puisque de toute évidence un nœud en réception doit attendre d'avoir intégralement traité une trame avant de pouvoir émettre à son tour. En d'autres termes, il existe d'emblée un temps de réponse incompressible.

Si l'on cherche à évaluer l'impact de l'utilisation du *time stamp* sur les modèles utilisés jusqu'alors, on montre que cette incidence est tout à fait négligeable ([24]). Aussi, nous conserverons par la suite les relations précédentes comme relations de base.

- **Estimation et compensation des dérives relatives d'horloge**

Si deux nœuds impliqués dans une même procédure TWR-TOA sont amenés à mesurer une même durée spécifique (durée intervenant dans la procédure elle-même ou non), il est possible pour ces nœuds d'estimer leur dérive relative d'horloge. Typiquement, on peut se fonder sur une mesure de la taille des trames transmises ([26]) ou bien encore sur la mesure de l'intervalle de temps entre l'émission et la réception de ces trames. Cette dernière solution est par exemple mise à profit pour

synchroniser les dispositifs d'une même entité réseau (*PicoNet*) sur le rythme d'un coordinateur (PNC ou *PicoNet Coordinator*) dans un contexte ULB WPAN haut débit, à partir de l'estimation du délai entre les trames de référence (*beacon*) transmises par le coordinateur au début de chaque supertrame (*superframe*) ([27]).

Aussi, si T_C est la durée de comparaison pour un nœud j à l'émission et un nœud i en réception, d'après (Eq. 1 - 14), le rapport des horloges γ_{ij} estimé par le nœud i à partir du rapport entre le délai mesuré et le délai de comparaison théorique T_c ([26]), peut s'écrire:

$$\hat{\gamma}_{ij} = \gamma_{ij} + \frac{\epsilon_i}{T_C} (u_{i,0}^{(C)} + u_{i,1}^{(C)}) \quad (\text{Eq. 1 - 23})$$

où $u_{i,0}^{(C)}$ et $u_{i,1}^{(C)}$ sont les incertitudes affectant les deux instants de détection associés à la mesure du délai de comparaison.

Il arrive parfois que l'on souhaite disposer de l'inverse du rapport d'horloge γ_{ij}^{-1} au niveau du nœud i en réception (suivant le rôle occupé par chaque nœud dans une procédure TWR-TOA type, indépendamment de la phase d'estimation de la dérive relative). Pour s'affranchir de l'échange d'informations supplémentaires¹³ avec le nœud émetteur j , en se contentant d'inverser brutalement la relation (Eq. 1 - 23), on aboutit à (Annexe 3):

$$\hat{\gamma}_{ij}^{-1} \approx \gamma_{ij}^{-1} - u' \quad (\text{Eq. 1 - 24})$$

$$\text{où } u' = \frac{\epsilon_i}{T_C} (u_{i,0}^{(C)} + u_{i,1}^{(C)})$$

La distribution de $\hat{\gamma}_{ij}^{-1}$ est donc approximativement gaussienne et centrée sur γ_{ij}^{-1} , et $\hat{\gamma}_{ij}^{-1}$ jouit des mêmes propriétés statistiques que l'estimée $\hat{\gamma}_{ij}$.

Fort de l'estimation $\hat{\gamma}_{ij}$ (ou de son inverse), pour compenser l'effet de la dérive relative des horloges sur la mesure du temps de vol pour le schéma TWR-TOA initial (Eq. 1 - 16), on procède alors à la correction:

$$\tilde{\tau}_{ij} \equiv \tilde{\tau}'_{ij} - \frac{T_R}{2} (\hat{\gamma}_{ij} - 1) \quad (\text{Eq. 1 - 25})$$

Substituant $\hat{\gamma}_{ij}$ par (Eq. 1 - 24) dans (Eq. 1 - 25), le temps de vol corrigé peut alors s'écrire:

$$\tilde{\tau}_{ij} = \epsilon_i \tau_{ij} + \frac{\epsilon_i}{2} \left[(u_i + u_j) - \frac{T_R}{T_C} (u_{i,0}^{(C)} + u_{i,1}^{(C)}) \right] \quad (\text{Eq. 1 - 26})$$

¹³Le nœud j devrait estimer son propre rapport sur le modèle (Eq. 1 - 23) et le transmettre ensuite à i

Conditionné à ε_i , on a donc cette fois pour le biais sur l'estimée du temps de vol corrigé:

$$E[\tilde{\tau}_{ij}] - \tau_{ij} = \Delta_i \tau_{ij} \quad (\text{Eq. 1 - 27})$$

et pour la variance :

$$\text{Var}[\tilde{\tau}_{ij}] = \frac{\varepsilon_i^2}{2} \left(1 + \left(\frac{T_R}{T_C} \right)^2 \right) \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 28})$$

Dans la mesure où les portées envisagées d_{ij} n'excèdent pas quelques dizaines de mètres (*a fortiori* pour les systèmes ULB en milieu indoor), et comme l'écart fréquentiel maximum ρ toléré n'excède généralement pas quelques dizaines de ppm pour les applications considérées, on peut alors considérer que l'estimateur est non-biaisé, et simplifier l'expression (Eq. 1 - 26) suivant :

$$\tilde{\tau}_{ij} = \tau_{ij} + \frac{1}{2} \left[(u_i + u_j) - \frac{T_R}{T_C} (u_{i,0}^{(C)} + u_{i,1}^{(C)}) \right] \quad (\text{Eq. 1 - 29})$$

avec

$$\text{Var}[\tilde{\tau}_{ij}] = \frac{1}{2} \left(1 + \left(\frac{T_R}{T_C} \right)^2 \right) \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 30})$$

- Variante différentielle (DTE-TOA)**

Une première variante au schéma de base TWR-TOA est parfois décrite comme une mesure différentielle de temps d'arrivée ou DTOA (pour *Differential Time Of Arrival*) ou encore comme une procédure double d'« échange de marques temporelles » ou DTE (pour *Double Token Exchange*).

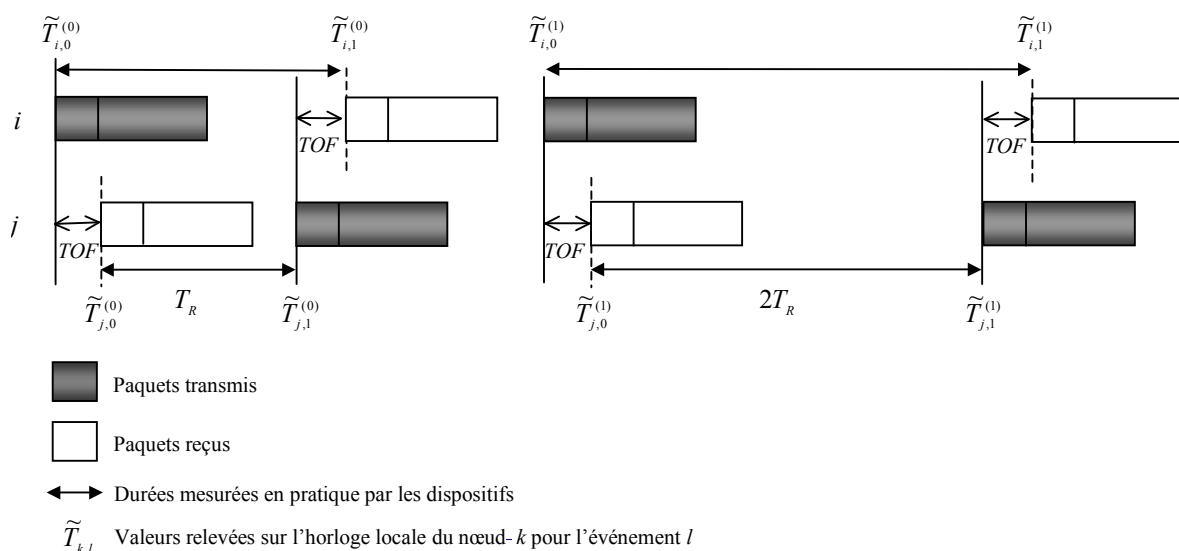


Figure 1 - 7 : Alternative (DTE ou DTOA) au protocole « aller-retour » (TWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux nœuds

Dans cette dernière stratégie, deux procédures successives TWR s'enchaînent, toutes deux à l'instigation du nœud i , avec un second temps de réponse mesuré par le nœud j comme le double du premier temps de réponse (Figure 1 - 7). Si $\tilde{T}_{i,0}^{(0)}$ et $\tilde{T}_{i,0}^{(1)}$ désignent d'une part les instants mesurés pour l'émission des deux requêtes successives, et si $\tilde{T}_{i,1}^{(0)}$ et $\tilde{T}_{i,1}^{(1)}$ désignent d'autre part les temps mesurés pour l'arrivée de chacune des réponses, le temps de vol τ_{ij} peut, aussi simplement que dans le cas TWR-TOA, être estimé par le nœud i comme :

$$\tilde{\tau}_{ij} \equiv \left((\tilde{T}_{i,1}^{(0)} - \tilde{T}_{i,0}^{(0)}) - \frac{1}{2} (\tilde{T}_{i,1}^{(1)} - \tilde{T}_{i,0}^{(1)}) \right) \quad (\text{Eq. 1 - 31})$$

Les deux contraintes majeures (notamment vis-à-vis du protocole de communication) à objecter à ce schéma résident dans l'obligation pour le nœud j de respecter le rapport entre les deux temps de réponse, et dans la mise en œuvre de deux procédures complètes TWR-TOA successives. Malgré tout, la mesure est ici fondée sur les seules observations du nœud i , sans faire intervenir un délai théorique constant de réponse, tout en réduisant d'emblée l'effet néfaste de la dérive relative des horloges sur la précision de mesure.

En effet, on peut montrer dans ce cas (Annexe 2) que le temps de vol estimé prend la forme :

$$\tilde{\tau}_{ij} = \varepsilon_i \tau_{ij} + \varepsilon_i \left(u_i^{(0)} + u_j^{(0)} - \frac{1}{2} (u_i^{(1)} + u_j^{(1)}) \right) \quad (\text{Eq. 1 - 32})$$

Contrairement au cas TWR-TOA de base (Eq. 1 - 16), on note d'emblée l'absence de termes faisant intervenir la dérive relative des horloges, et un bruit de détection prépondérant. Pour cet estimateur, le biais est maintenant égal à :

$$E[\tilde{\tau}_{ij}] - \tau_{ij} = \Delta_i \tau_{ij} \quad (\text{Eq. 1 - 33})$$

et la variance égale à :

$$Var[\tilde{\tau}_{ij}] = \frac{5}{2} \varepsilon_i^2 \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 34})$$

De la même façon que précédemment avec le cas TWR-TOA corrigé, l'estimateur peut être considéré comme non-biaisé avec :

$$Var[\tilde{\tau}_{ij}] = \frac{5}{2} \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 35})$$

Une rapide comparaison de (Eq. 1 – 33) avec (Eq. 1 – 27) nous permet d'arguer que les estimateurs du temps de vol DTE-TOA et TWR-TOA corrigé sont identiquement, et faiblement biaisés. Par ailleurs, nous notons également d'après (Eq. 1 – 35) et (Eq. 1 – 28) que l'estimateur TWR-TOA corrigé est

moins performant¹⁴ que l'estimateur DTE-TOA (en terme de variance) seulement pour le domaine $T_R > 2T_C$. Malgré tout, nous rappelons que cette amélioration n'est obtenue qu'au prix d'une mise à mal de la souplesse du protocole (obligation d'engager nécessairement deux procédures complètes TWR-TOA, dont la seconde met en jeu un temps de réponse double au premier temps de réponse). Par conséquent, les procédures TWR-TOA avec correction de drift sont surtout envisagées au sein des futurs réseaux ULB ([28]), tout du moins pour les procédures de *ranging* point-à-point entre nœuds de base (hors demande d'accès au *medium*).

1.4.1.2. Protocole « aller-simple » (OWR-TOA)

1.4.1.2.1. Principe de base

Si l'on considère maintenant deux nœuds parfaitement isochrones, et donc strictement synchronisés, il est possible d'accéder directement à la mesure du temps de vol en se fondant sur la mesure directe du temps d'arrivée. On peut parler dans ce cas de protocole « aller-simple » ou de One Way Ranging (OWR) (Figure 1 - 8).

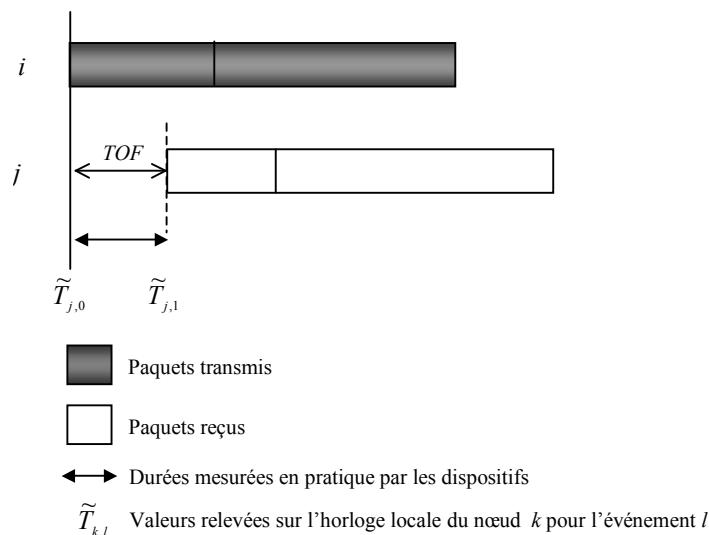


Figure 1 - 8 : Protocole générique “aller-simple” (OWR) pour la mesure d'un temps d'arrivée (TOA) défini comme le temps de vol (TOF) entre deux nœuds isochrones

Dans ce cas, le temps de vol estimé $\tilde{\tau}_i$ est directement construit comme :

$$\tilde{\tau}_i \equiv \tilde{T}_{j,1} - \tilde{T}_{j,0} \quad (\text{Eq. 1 - 36})$$

¹⁴La procédure DTE-TOA peut être vue comme un cas particulier d'une procédure classique TWR-TOA avec correction de la dérive, pour laquelle $T_R=2T_C$.

1.4.1.2.2. Erreurs liées à la synchronisation et aux dérives d'horloge

Le schéma OWR-TOA est affecté par le bruit de détection u de l'instant $\tilde{T}_{j,1}$ pour le nœud j en réception, mais il est surtout touché par l'erreur de synchronisation¹⁵ entre les nœuds i et j à l'initiation de la procédure de *ranging*. Si s_i et s_j représentent l'erreur temporelle de synchronisation respectivement des nœuds i et j par rapport à une référence de temps commune idéale (e.g. la référence du coordinateur du réseau qui permet de définir de manière univoque le début des intervalles de communication), conformément à (Eq. 1 – 36) et à la Figure 1 - 8, le temps de vol estimé par j s'écrit alors :

$$\tilde{\tau}_{ij} = \varepsilon_i (\tau_{ij} + s_i - s_j + u_j) \quad (\text{Eq. 1 - 37})$$

En première approximation, on peut donc ramener l'erreur commise sur le temps de vol aux erreurs de synchronisation cumulées entre les nœuds i et j . Très concrètement, même si de nouveaux algorithmes complexes de diffusion permettent d'obtenir un consensus distribué acceptable au sein de réseaux ULB moyennement dimensionnés (typiquement jusqu'à plusieurs dizaines de nœuds), en faisant converger les horloges locales vers une même horloge moyenne de référence ([26]), des procédures de *ranging* OWR-TOA généralisées sont impraticables¹⁶ pour le commun des nœuds. Une synchronisation stricte de l'ensemble d'un réseau très dense avec un degré de précision important ne constitue en effet pas une opération simple à réaliser. En revanche, on peut préconiser la procédure OWR si elle doit seulement impliquer un sous-ensemble plus réduit de nœuds isochrones, typiquement les nœuds de référence pour les schémas OWR-TDOA (partie suivante de ce Chapitre).

1.4.2. Protocoles pour la mesure de différences de temps d'arrivée (TDOA)

1.4.2.1. Principe de base

Une autre procédure de radiolocalisation très prisée autorise des mesures de différences de temps d'arrivée à partir d'un jeu de nœuds de référence isochrones. Deux modes sont alors admis pour ce schéma. Dans un premier mode dit « actif »¹⁷([25]), il est prévu que le nœud mobile transmette ses paquets à destination des nœuds de référence qui estiment dans un premier temps l'instant d'arrivée de ces paquets relativement à une référence de temps commune indépendante de l'instant d'émission. Après avoir relayé ces informations de temps d'arrivée, on peut former les mesures TDOA. *A contrario* dans le mode « passif », les nœuds de référence transmettent eux-mêmes successivement leurs paquets à destination du nœud mobile (en prenant soin d'éviter toute collision à la réception), qui mesure alors les temps d'arrivée successifs par rapport à sa référence de temps locale, et se porte

¹⁵On pense ici avant tout à un décalage temporel.

¹⁶De telles procédures sont « impraticables » pour l'obtention du temps de vol ou de la distance relative pour les réseaux considérés.

¹⁷Le mode est qualifié de « passif» ou « d'actif» au sens de l'émission de paquets, mais non au sens de l'estimation des TDOAs ou encore du calcul des positions.

garant de la mesure TDOA. Pour ces deux modes, un même enjeu de taille demeure, à savoir la synchronisation stricte des noeuds de référence. En pratique, ces noeuds doivent en effet être resynchronisés périodiquement à l'aide d'une horloge extérieure ou d'un signal de référence (*beacon*) transmis par un noeud particulier (*beacon provider*). Cette synchronisation peut donc être effective (e.g. si les noeuds de référence disposent d'une référence de temps universelle extérieure au système, typiquement délivrée par un module GPS) ou bien virtuelle (e.g. si les noeuds de référence peuvent compenser à chaque instant le délai de propagation qui les séparent du noeud émetteur du signal de synchronisation de référence).

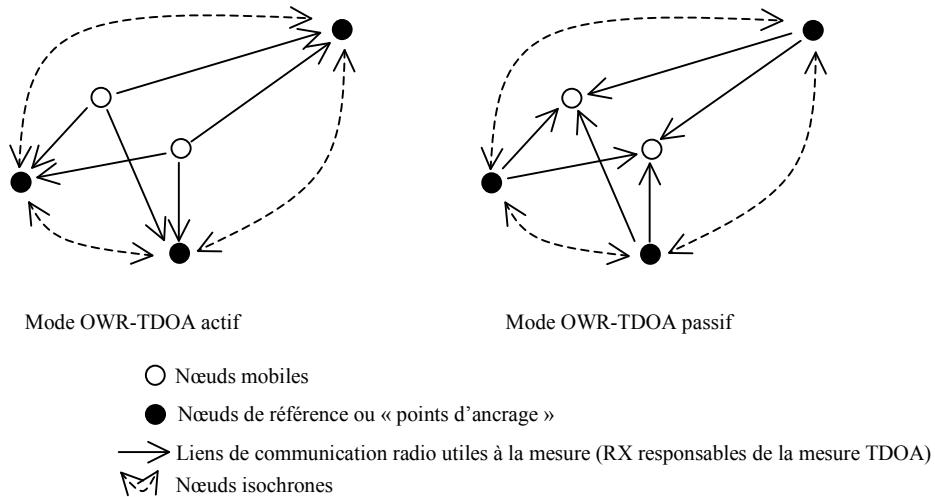


Figure 1 - 9 : Procédures génériques “aller-simple” (OWR) actives et passives pour la mesure de différences de temps d’arrivée (TDOA) à partir de nœuds de référence isochrones

A l'instar du schéma TWR-TOA, les procédures OWR-TDOA ont été rapidement envisagées dans le contexte de radiolocalisation ULB, tant dans ses modes actif ([19], [29]) que passif ([30]). Le système PAL (*Precision Asset Location*) ([29]) est particulièrement représentatif. Un nuage d'étiquettes actives (*tags*) émettent périodiquement des paquets d'impulsions (*bursts*) comprenant un préambule de synchronisation et un identifiant, à destination d'un ensemble de récepteurs passifs câblés et synchronisés.

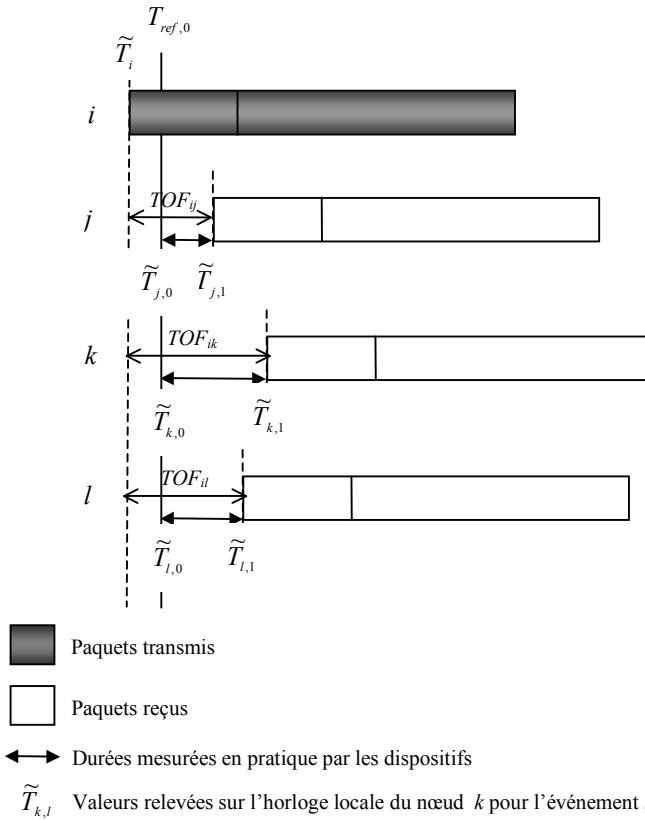


Figure 1 - 10 : Protocole générique “aller-simple” (OWR) dans le mode actif pour la mesure de différences de temps d’arrivée (TDOA) défini à l'aide de trois nœuds isochrones

1.4.2.2. Erreurs liées à la synchronisation et aux dérives d'horloge

Pour le calcul des erreurs dans le schéma OWR-TDOA, on peut suivre une démarche analogue à celle décrite précédemment dans le cas OWR-TOA. Par exemple, dans le mode actif avec l'émission du nœud *i* vers les nœuds de référence *j* et *k*, si l'on cherche à estimer la différence de temps d'arrivée suivante:

$$\tau_{i,kj} \equiv \tau_{ik} - \tau_{ij} \quad (\text{Eq. 1 - 38})$$

à partir de

$$\tilde{\tau}_{i,kj} \equiv (\tilde{T}_{k,1} - \tilde{T}_{k,0}) - (\tilde{T}_{j,1} - \tilde{T}_{j,0}) \quad (\text{Eq. 1 - 39})$$

En conservant les mêmes notations que précédemment (pour le bruit de détection, les imprécisions d'horloge, et les erreurs de synchronisation entre nœuds de référence), la différence de temps estimée entre les nœuds *j* et *k* peut s'écrire :

$$\tilde{\tau}_{i,kj} = (\varepsilon_k \tau_{ik} - \varepsilon_j \tau_{ij}) + (\varepsilon_k (s_k - u_k) - \varepsilon_j (s_j - u_j)) \quad (\text{Eq. 1 - 40})$$

qui, conditionné à ε_j , ε_k , ainsi qu'à l'erreur relative de synchronisation $(\varepsilon_k s_k - \varepsilon_j s_j)$, est lui aussi un estimateur biaisé de biais.

$$E[\tilde{\tau}_{i,kj}] - \tau_{i,kj} = (\Delta_k \tau_{ik} - \Delta_j \tau_{ij}) + (\varepsilon_k s_k - \varepsilon_j s_j) \quad (\text{Eq. 1 - 41})$$

et de variance :

$$Var[\tilde{\tau}_{i,kj}] = (\varepsilon_j^2 + \varepsilon_k^2) \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 42})$$

1.5. Aménagement des protocoles de communication

Dans ce qui suit, nous discuterons un exemple simple et concret d'utilisation des ressources disponibles du protocole permettant de supporter la fonctionnalité de localisation au sein de réseaux sans-fil ULB de type WPAN. Nous rappelons que l'objectif premier est de limiter au mieux les contraintes liées à l'adjonction de cette fonctionnalité, et en particulier une limitation du nombre de trames dédiées, non directement utiles à la communication (*overhead*). Si certains des principes de base exposés jusqu'ici peuvent s'appliquer à des contextes plus généraux, nous envisagerons ici exclusivement le cas le plus représentatif d'un réseau coordonné.

1.5.1. Structure type des trames dans les réseaux personnels ULB

On s'attache dans un premier temps à décrire les ressources du protocole de communication disponibles. Pour ce faire, on s'appuie sur la description fournie par [28] dans le contexte ULB bas-débit (version simplifiée de [12]). Une supertrame type (*superframe*) se compose très schématiquement de trois périodes principales (Figure 1 - 11):

- une première période BP (pour *Beacon Period*) dédiée à l'émission d'un signal de référence (*beacon*) par le coordinateur à destination des nœuds déjà associés ou désireux d'être associés au réseau. Le signal de référence permet aux nœuds de se synchroniser et comprend également des informations relatives au reste de la supertrame (e.g. avec la définition des intervalles de temps alloués pour les communications point-à-point entre les noeuds)
- une seconde période d'accès « concurrentiel » au *medium* ou CAP (pour *Contention Access Period*) où les nœuds demandent à adhérer au réseau (requête d'accès au *medium*). Le coordinateur signifie aux nœuds qu'il accède à leur demande par l'intermédiaire de trames d'acquittement ou ACK (pour *Acknowledgement*)
- une dernière période de communication ou CFP (pour *Contention Free Period*) comprenant des intervalles de temps garantis ou GTS (pour *Guaranteed Time Slot*) alloués par le coordinateur pour assurer des communications point-à-point entre les nœuds

Les supertrames de durée SD (pour *Superframe Duration*) sont répétées périodiquement tous les BI (pour *Beacon Interval*).

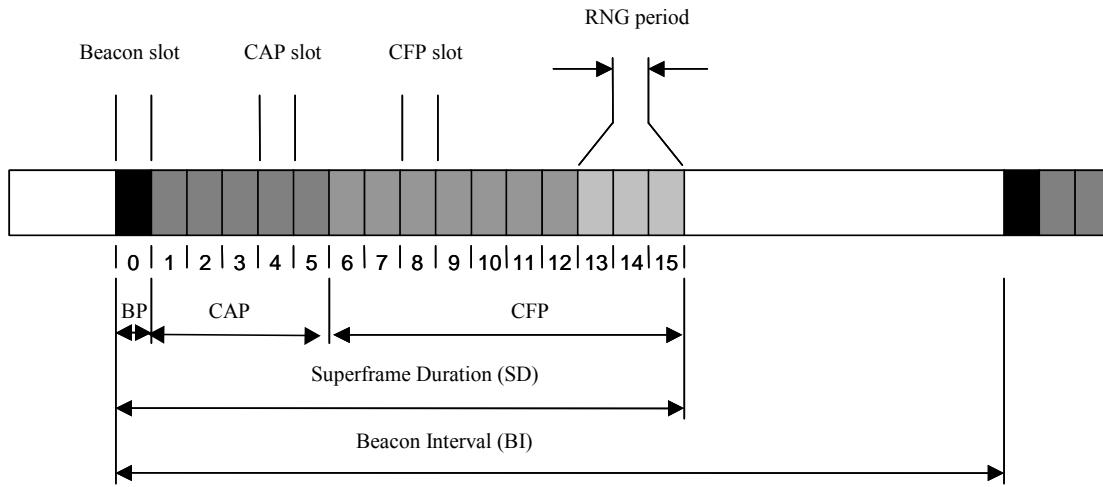


Figure 1 - 11 : Exemple de structure type de supertrame dans un contexte de réseau ULB bas-débit avec 3 intervalles de temps réservés à la mesure de distance TWR-TOA, avec correction de dérive relative d'horloge (d'après [28], version simplifiée de [12])

Avantageusement, une telle structure peut être utilisée pour assurer une mesure de distance entre le coordinateur et les autres nœuds, par exemple grâce aux procédures TWR-TOA successives naturellement disponibles avec la phase d'adhésion au réseau (comme dans l'exemple ULB haut-débit traité en [23] et [24]), ou encore entre tous les nœuds (indépendamment de leur statut de coordinateur dans le réseau) au sein des intervalles de temps garantis pour les communications point-à-point. Nous développerons un peu plus en détail cette dernière option dans le point suivant. Les interfaces supportant le transport point-à-point des données entre les applications dans ce contexte de mesure de distance TWR-TOA (incluant les primitives MAC dédiées, en relation avec les données transmises - *Ranging MAC Data Service Primitives*), ainsi que les diagrammes MSC correspondants (pour *Message Sequence Chart*) ([28]) ne seront pas détaillés ici.

1.5.2. Exemple d'exploitation des intervalles de temps alloués aux communications point-à-point

Quelques intervalles de temps garantis GTS à la fin de la période de communication point-à-point peuvent être dédiés à la mesure de distance pendant une période spécifique RNG (pour *Ranging*) *Period*. (Figure 1 - 11). Dans cette solution simplifiée, nous supposons qu'un seul paquet est transmis par intervalle de temps. Par ailleurs, afin de préserver une grande flexibilité, le nombre des intervalles alloués peut dépendre du mode de localisation retenu. On peut faire par exemple la distinction entre :

- la mesure par défaut TWR-TOA avec correction de dérive d'horloge, nécessitant trois, voire quatre, intervalles de temps garantis, adjacents ou non, pour réaliser une mesure de distance point-à-point entre deux noeuds, indépendamment de leur statut (en terme de radiolocalisation)
- la mesure optionnelle OWR-TDOA, qui nécessiterait au moins un intervalle de temps de communication garantis dans le mode actif, et au moins trois intervalles dans le mode passif

(dans l'hypothèse du positionnement d'un nœud mobile dans le plan vis-à-vis de trois nœuds de référence).

Dans le cas TWR-TOA par défaut, pour des raisons évidentes liées à la spécificité du contexte bas-débit (e.g. de la durée des trames) et de contraintes bas-coût (e.g. pour des précisions d'horloge typiques), les procédures de mesure de distance et de correction de dérive d'horloge sont réalisées au sein d'une même supertrame avec des intervalles de temps de préférence adjacents. Nous n'envisageons pas par exemple le cas d'acquittements intervenant au sein de supertrames ultérieures.

Le délai théorique de réponse utilisé peut par ailleurs avantageusement coïncider avec l'intervalle de temps prévu entre les trames ou LIFS (pour *Long InterFrame Space*), *a fortiori* dans l'hypothèse où le protocole ne supporte que la transmission d'une trame unique pour chaque intervalle de temps alloué aux communications (pas d'acquittement immédiat). Dès lors ce temps de réponse devient approximativement le temps écoulé jusqu'au début du prochain intervalle de temps de communication (Figure 1 - 12). Aussi, à partir du schéma général¹⁸ (Eq. 1 - 29), si l'on souhaite limiter les ressources protocole nécessaires à une réalisation conjointe de l'estimation brute du temps de vol, et de l'estimation de la dérive relative des horloges, la réception par le nœud i de la réponse émanant de j dans la première procédure TWR-TOA peut avantageusement servir de base pour l'émission de la première trame de comparaison (Eq. 1 - 23). En d'autres termes, on se place dans le cas particulier où $u_{i,0}^{(C)} = -u_i$ en (Eq. 1 - 29). La variance conditionnelle sur le temps de vol estimé (Eq. 1 - 30) se réduit alors à :

$$Var[\tilde{\tau}_{ij}] = \frac{1}{4} \left(1 + \left(1 + \frac{T_R}{T_C} \right)^2 + \left(\frac{T_R}{T_C} \right)^2 \right) \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 1 - 43})$$

Comme il a pu être mentionné précédemment, et sans incidence significative sur les modèles d'erreur proposés, on utilise le passage de références temporelles (*time stamp*). L'émission des réponses survient à des instants de référence définis localement, délimitant le début des intervalles de temps de communication pour chaque nœud (conformément à la représentation locale que se forge le nœud au sujet de la référence de temps « idéale » du coordinateur).

¹⁸Ce schéma de base pourrait solliciter jusqu'à quatre intervalles de temps distincts et non-adjacents si l'estimation du temps de vol brut et de la dérive d'horloge sont réalisées indépendamment.

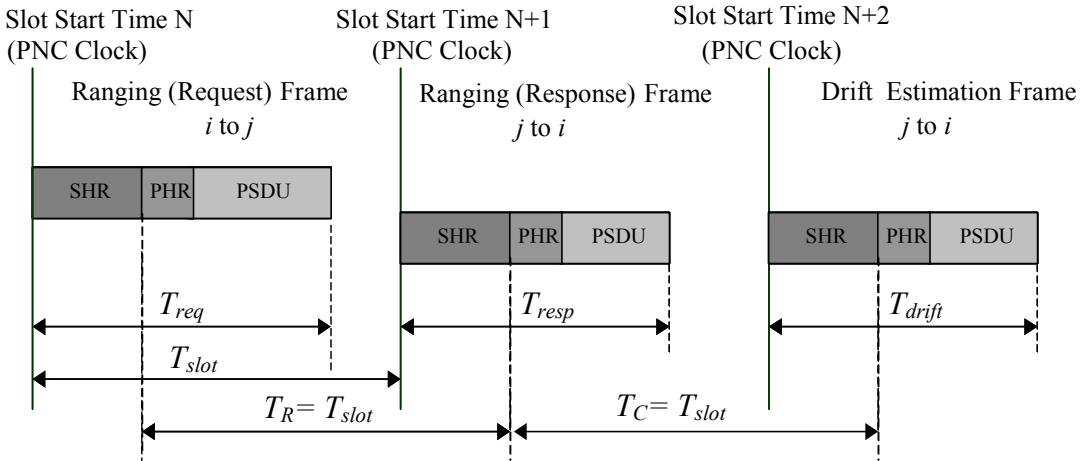


Figure 1 - 12 : Représentation simplifiée d'une procédure TOA-TWR avec correction de dérive relative d'horloge. La réponse à la requête, puis l'estimation de la dérive, interviennent dans les intervalles de temps de communication adjacents¹⁹, avec $T_R=T_C$ en (Eq. 1 - 43).

1.5.3. Impact de la précision temporelle de détection

Nous souhaitons maintenant illustrer plus concrètement l'incidence de la précision temporelle de détection sur l'efficacité des schémas généraux proposés précédemment. Nous rappelons que cette précision est *in fine* tributaire de la résolution du signal (qui doit permettre de résoudre des profils multi-trajets denses), ainsi que de la granularité temporelle (qui, en réception, doit permettre de déterminer les instants de détection, e.g. la période d'échantillonnage de 50ps dans [27]). Les Figure 1 - 13 et Figure 1 - 14 représentent l'écart type de la distance estimée (en première approximation non-biaisée d'après (Eq. 1 - 29) et (Eq. 1 - 34)) en fonction de l'écart type σ_u du bruit de détection, à l'aide des relations (Eq. 1 - 30) et (Eq. 1 - 35) décrivant le schéma général²⁰. Nous considérons seulement à cette occasion que les temps de réponse théorique T_R et de comparaison T_C , qui sont respectivement impliqués dans la procédure TWR-TOA et l'estimation de la dérive relative des horloges, sont des multiples entiers de la durée des intervalles de temps de communication T_{slot} .

Comme nous pouvions intuitivement nous y attendre dès l'écriture de la relation (Eq. 1 - 30), nous remarquons que l'estimateur TWR-TOA après correction de la dérive relative des horloges est de bien meilleure qualité lorsque la durée d'observation T_C qui a permis d'estimer la dérive est grande devant le temps de réponse T_R . Enfin, nous remarquons que l'écart type de l'erreur sur la distance évolue comme $O(\sigma_u)$, soulignant au passage l'importance de la bande et de la précision temporelle du système.

¹⁹Par soucis de simplification, on représente le découpage dans le cas idéal où les nœuds disposeraient d'une connaissance exacte de la référence de temps du coordinateur pour la définition du début des intervalles de communication.

²⁰Le schéma général renvoie ici à des procédures d'estimation du temps de vol et d'estimation de dérive relative d'horloge non-cascadées.

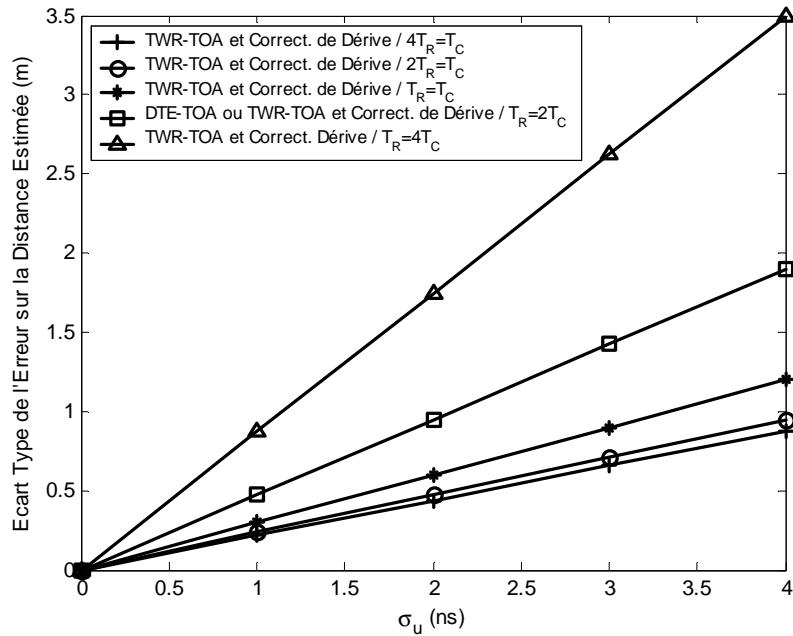


Figure 1 - 13 : **Ecart type de l'erreur sur la distance** estimée pour les procédures TWR-TOA avec correction de la dérive relative des horloges et DTE-TOA, en fonction de **l'écart type du bruit de détection**, d'après (Eq. 1 - 30) et (Eq. 1 - 35).

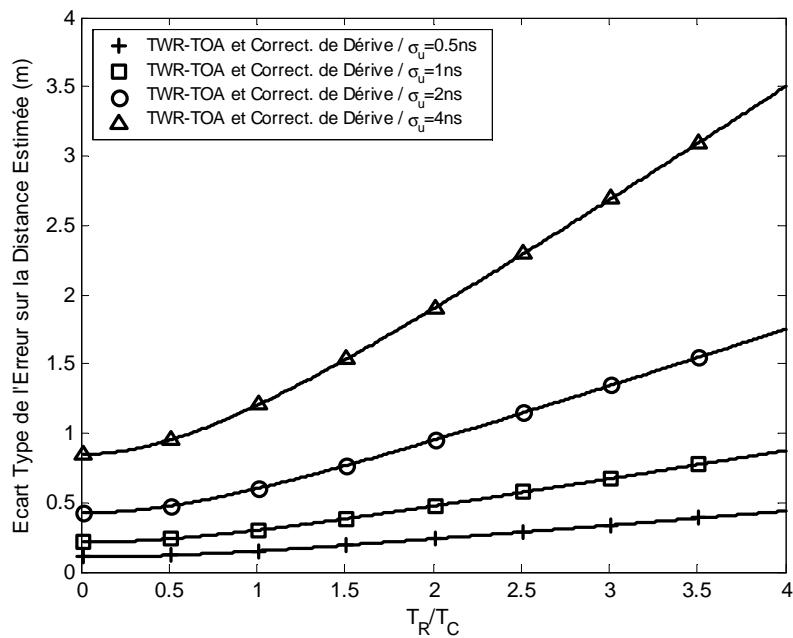


Figure 1 - 14 : **Ecart type de l'erreur sur la distance** estimée pour la procédure TWR-TOA avec correction de la dérive relative des horloges, en fonction de deux **durées critiques du protocole** (temps de réponse T_R et temps de comparaison T_C), d'après (Eq. 1 - 30).

Aussi, si nous considérons naïvement que l'incertitude sur les instants de détection peut être ramenée à une grandeur proportionnelle à l'inverse de la bande, la couche physique ULB apparaît particulièrement pertinente dans notre contexte. Qui plus est, de par la bonne résolution qu'elle autorise mais aussi la précision temporelle qu'elle impose aux systèmes (ne serait-ce que pour assurer

la communication), la couche physique ULB se positionne d'emblée comme une solution adaptée aux schémas génériques qui viennent d'être décrits.

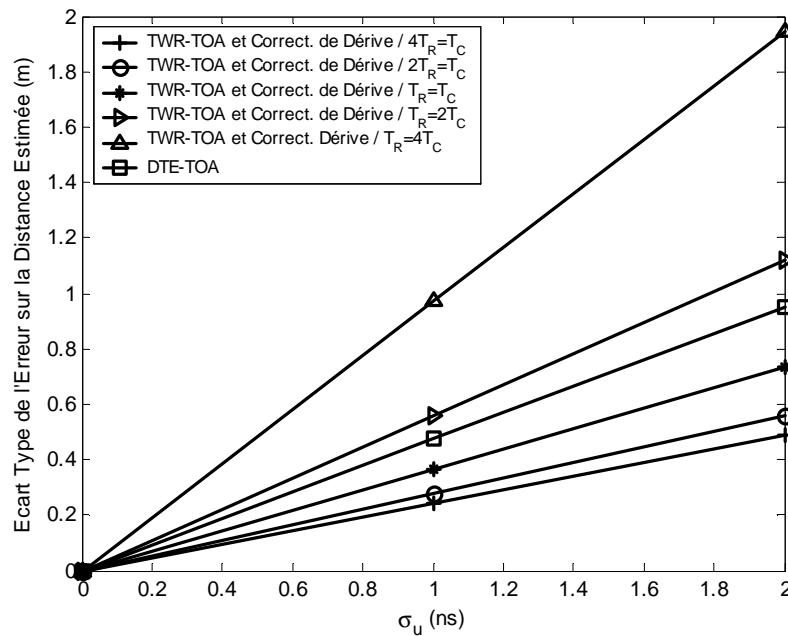


Figure 1 - 15 : **Ecart type de l'erreur sur la distance** estimée pour des **procédures** TWR-TOA et de correction de la dérive relative des horloges **cascadées** et la procédure DTE-TOA, en fonction de l'**écart type du bruit de détection**, d'après (Eq. 1 - 43) et (Eq. 1 - 35).

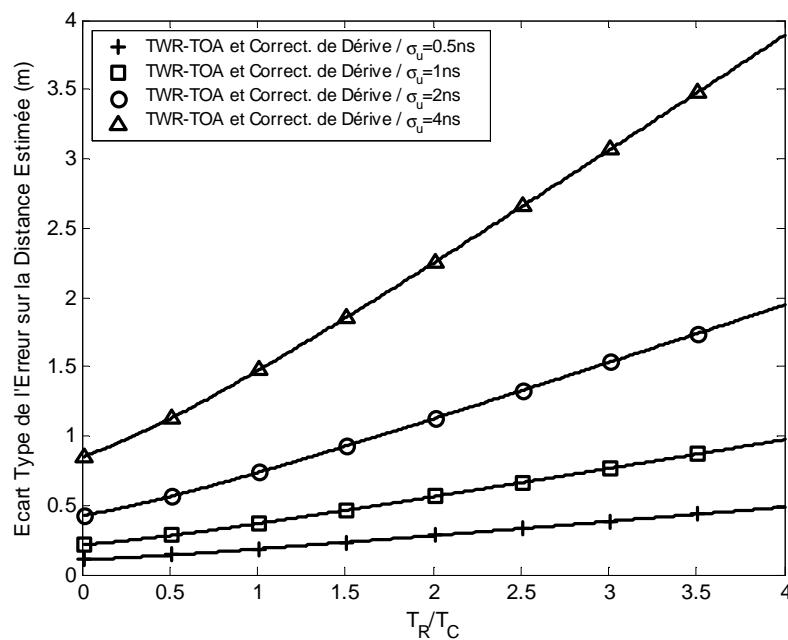


Figure 1 - 16 : **Ecart type de l'erreur sur la distance** estimée pour des **procédures** TWR-TOA et de correction de la dérive relative des horloges **cascadées**, en fonction de deux **durées critiques du protocole** (temps de réponse T_R et temps de comparaison T_C), d'après (Eq. 1 - 43).

Nous présentons également à titre indicatif sur la Figure 1 - 15 et la Figure 1 - 16 le cas particulier où les procédures d'estimation du temps de vol brut et d'estimation de la dérive relative d'horloge sont cascadées, conformément à la relation (Eq. 1 - 43).

1.6. Conclusion

Comme nous venons de le voir avec ce premier Chapitre, les topologies et modes d'échange susceptibles d'être associés aux systèmes de radiolocalisation au sein de réseaux sans-fil sont nombreux; ils peuvent en outre revêtir des formes très diversifiées. Néanmoins, un certain nombre de solutions (et leurs variantes) semblent dores et déjà s'imposer naturellement. Ces solutions, au nombre desquelles il convient de citer le TWR-TOA, offrent des perspectives particulièrement attrayantes pour allier communication et localisation, pour peu qu'elles soient supportées par une couche physique autorisant une résolution et une précision temporelles suffisantes. Elles préservent en effet une faible complexité (e.g. la compensation des dérives d'horloge se fonde uniquement sur l'exploitation des métriques de radiolocalisation elles-mêmes), une grande souplesse de mise en oeuvre, et facilitent un aménagement relativement peu intrusif des protocoles de communication préalablement envisagés. Enfin, par ce qu'elle autorise justement des résolutions temporelles théoriques inégalées en comparaison des modes de transmission conventionnels, et donc puisqu'elles semblent la mieux adaptées aux solutions proposées, la technologie ULB s'affirme plus que jamais comme le candidat idéal dans notre contexte d'étude. Par la suite, nous tiendrons pour acquis le schéma TWR-TOA dans un certain nombre de développements, et nous étofferons les modèles d'erreurs correspondants.

1.7. Références bibliographiques du Chapitre 1

- [1] K. Pahlavan, L. Xinrong, J. P. Makela, "Indoor Geolocation Science and Technology", *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, is. 2, pp. 112–118, février 2002
- [2] I. Oppermann, "UWB for Positioning", *Ultra Wide Band Summit 2003*, Paris Bercy, décembre 2003
- [3] C. Abou Rjeily, B. Denis, N. Daniele, J.-C. Belfiore, "Space-Time Coding for Ultra-Wideband Communications", soumis à *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Special Issue on Ultra Wideband*
- [4] M. Aatique, "Evaluation of TDOA Techniques for Position Location in CDMA Systems", *PhD Dissertation*, Virginia Polytechnic Institute and state University of Blacksburg, novembre 1997
- [5] A. Mukherjee, S. Bandyopadhyay, D. Saha, "Location Management and Routing in Mobile Wireless Networks", Artech House, Inc., Mobile Communications Series, 2003
- [6] L. De Nardis, G. Giancola, M-G. Di Benedetto, "A Position Based Routing Strategy for UWB Networks", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies*, pp. 200-204, Reston, novembre 2003
- [7] IEEE 802.11 Standard, *IEEE Press*, 1999
- [8] I. J. Wickelgrem, "Local Area Networks Go Wireless", *IEEE Spectrum*, pp. 34-40, septembre 1996
- [9] A. Santamaria, F. J. Lopez-Hernandez, "Wireless LAN, Standards and Applications", Artech House, 2001
- [10] R.-H. Jan, Y. R. Lee, "An Indoor Geolocation System for Wireless LANs", *IEEE International Conference on Parallel Processing Workshops*, kaohshuing, octobre 2003
- [11] IEEE 802.15.3a, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>
- [12] IEEE 802.15.4a, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [13] I. Opperman, M. Hämäläinen, J. Linatti, "UWB, Theory and Applications", Wiley, 2004
- [14] J-Y. Lee, "Ultra-Wideband Ranging in Dense Multipath environments", *Ph.D. Dissertation*, University of Southern California, 2002
- [15] J-Y. Lee, R.A. Scholtz, "Ranging in a Dense Multipath Environment Using an UWB Radio Link", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, n°9, décembre 2002
- [16] R. Fleming, "Spread Spectrum Localizers", *Brevet Américain*, no. 6002708, décembre 1999
- [17] D. Kelly, G. Shreve, D. Langford, "Fusing Communications and Positioning – UWB offers Exciting Possibilities", *white paper*, Time Domain Corporation
- [18] R. Fleming, C. Kushner, G. Roberts, U. Nandiwada, "Rapid acquisition for Ultra-Wideband Localizers", *IEEE conference on Ultra Wideband Systems and Technology*, Baltimore, pp. 245-249, mai 2002
- [19] L.W. Fullerton, "System and Method for Position Determination by Impulse Radio", *Brevet Américain*, no. 6133876, octobre 2000
- [20] R. J. Fontana, "Experimental Results from an Ultra Wideband Precision Geolocation System", *EuroEM*, Edinburgh, mai 2000

- [21] S. Bougeard, “Modélisation du Bruit de Phase des Oscillateurs Hyperfréquences et Optimisation des Systèmes de communication Numérique”, *Mémoire de Thèse*, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, décembre 2001
- [22] S. Bregni, “Clock Stability Characterization and Measurements in Telecommunications”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 6, décembre 1997
- [23] B. Denis, “UWB Localization Techniques”, *UWB Summit 2003*, Bercy, France, décembre 2003
- [24] B. Denis, “Ranging Protocols and Network Organization”, Contribution 802.15-04/418r0, Ranging Subcommittee du standard IEEE 802.15.4a, août 2004
- [25] Rick Roberts, “Ranging Subcommittee report”, *Rapport Technique IEEE P802.15-04-0581r6*, novembre 2004
- [26] B. Denis, J.-B. Pierrot, C. Abou Rjeily, “Joint Distributed Time Synchronization and Positioning in UWB Ad Hoc Networks using TOA”, soumis à *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Special Issue on Ultra Wideband*
- [27] D. Helal, P. Rouzet, “STMicroelectronics Proposal for IEEE 802.15.3a Alt PHY”, Proposition de couche physique 0313mP802-15 auprès des instances de normalisation du standard IEEE 802.15.3a, juillet 2003
- [28] N. Rinaldi, L. Ouvry, B. Denis, Y. Durand, I. Bucaille, A. Tonnerre, B. Molinete-Cuezva, “MAC and Networking Algorithms Specifications, Operating Code Specifications, Test S/W Specifications (MAC Debug) [LDR-LT]”, *Rapport technique D53.2 du projet européen intégré PULSERS*, juin 2005, <http://www.pulsers.net/>
- [29] R. J. Fontana, “Ultra-Wideband Precision Asset Location System”, *IEEE conference on Ultra Wideband Systems and Technology*, Baltimore, pp. 147-150, mai 2002
- [30] R.J. Fontana, “Ultra Wideband Precision Geolocation System”, *Brevet Américain*, no. 6054950, 2000

Chapitre 2 : Impact du canal de propagation ULB

"La grande idée des forces naturelles auxquelles nous devons nous soumettre bon gré mal gré ne peut être abolie par aucune religion proprement humaine."

Alain, Les Arts et les Dieux, 1958

2.1. Introduction

En dépit de bonnes propriétés intrinsèques, la propagation de signaux ULB dans des environnements complexes ne constitue en rien une sinécure. Les limitations drastiques¹ observées sur la puissance rayonnée contraignent même d'emblée la portée des systèmes ULB. Outre ces problèmes d'atténuation, des conditions de propagation particulièrement critiques² donnent lieu, en elles-mêmes, à des erreurs importantes sur les temps de vol (ou les distances) estimé(e)s.

Les dispositifs de radiolocalisation, y compris ULB, peuvent ainsi rencontrer des difficultés majeures, tant à l'intérieur des bâtiments (pour des environnements résidentiels ou professionnels), que pour des environnements extérieurs plus spécifiques fortement obstrués, voire inhomogènes (e.g. les théâtres de sinistres ou de catastrophes naturelles). Les erreurs liées au canal sont alors d'autant plus importantes que la bande du système ULB de transmission est limitée (jusqu'à 500MHz), ou que l'on souhaite opérer en priorité dans la bande haute³ (i.e. de 3.1GHz à 10.6GHz) plutôt que dans la bande basse (i.e. en dessous de 1GHz). Ces erreurs sont *a priori* « incompressibles » vues du système de réception, quel qu'il soit. En d'autres termes, un récepteur ULB ne saurait détecter au mieux que l'arrivée du premier trajet observable compatible avec sa sensibilité, et ce, même si ce dernier ne coïncide pas avec le trajet direct qui serait suivi en espace libre. Certains pourfendeurs des solutions de radiolocalisation ULB n'hésitent pas à rappeler que les erreurs introduites par le canal de propagation sont généralement (et de loin) prépondérantes devant les erreurs liées au système. Ces détracteurs soulignent à juste titre que l'on ne peut prétendre honnêtement réduire la précision de mesure de distance à la seule résolution théorique permise par la bande. Si l'ULB tend effectivement à réduire les erreurs directement liées au canal, ces erreurs demeurent tout à fait significatives. A l'intérieur des bâtiments par exemple, ces dernières seront particulièrement sensibles à la stratégie adoptée en réception (e.g. la nature du trajet sélectionné) et au type d'environnement à braver (visibilité systématique ou LOS pour *Line Of Sight*, non-visibilité ou NLOS pour *Non-Line Of Sight*...).

Dans ce deuxième Chapitre, nous présenterons des concepts généraux relatifs à l'impact des canaux de propagation ULB sur la précision de mesure de distance ou de pseudo-distance. Nous commencerons par identifier les principales dégradations susceptibles d'affecter la forme d'onde ULB à l'intérieur des bâtiments, et en conséquence, les sources d'erreur imputables à ce type d'environnement pour la mesure de temps de vol (ou de distance). Nous introduirons aussi les modèles statistiques de canaux *indoor* classiquement relatés dans la littérature, préfigurant leur utilisation ultérieure dans notre

¹La contrainte imposée sur la puissance moyenne transmise limite *de facto* la détectabilité des signaux en réception.

²On pense ici essentiellement à des situations de non-visibilité sévères, aux multiples interactions électromagnétiques subies par les formes d'onde avec l'environnement, aux profils de réception denses en trajets multiples, ou encore à la transmission dans des milieux inhomogènes et/ou denses, etc.

³Les capacités de pénétration sont amoindries à mesure que l'on positionne un système dans les hautes fréquences. Pour autant, selon les masques d'émission définis par la FCC, les applications WPAN de masse à l'intérieur des bâtiments concernent la bande haute, la bande basse étant prioritairement dévolue aux applications de sécurité.

contexte de radiolocalisation. Puis, à partir de l'exploitation de mesures ULB à très large dynamique réalisées dans le domaine fréquentiel à l'intérieur de bâtiments représentatifs, nous pourrons nous convaincre de l'importance de la stratégie de détection, en particulier en situation de non-visibilité et/ou de trajets multiples. Nous proposerons à cette occasion différents modèles statiques faisant intervenir aussi bien la distance réelle que le type d'environnement. Ensuite, nous présenterons un modèle dynamique d'erreur permettant de tenir compte d'une forme de corrélation spatiale des biais affectant les mesures avec le déplacement des nœuds mobiles. Des paramètres de modèles réalistes seront tirés de l'observation de réponses impulsionales générées à l'aide d'un outil déterministe de prédiction de la propagation. Dans un second temps, à partir d'une campagne de sondage temporel, nous caractériserons l'impact du canal de propagation ULB pour un environnement extérieur de propagation très spécifique, à savoir l'environnement enneigé lorsque les antennes sont ensevelies à l'émission. Si cet environnement et son application⁴ sous-jacente apparaissent comme anecdotiques, confidentiels ou même exotiques, nous verrons qu'ils constituent en réalité un précieux prétexte, pour notamment mettre en lumière des stratégies de modélisation déterministes. Nous préciserons qu'il convient d'adopter ce type de stratégie lorsque l'environnement de propagation est plus aisément maîtrisable et/ou prédictible. A ce titre, pour chacun des milieux considérés, nous discuterons la pertinence des différentes approches de modélisation.

⁴Nous envisageons évidemment dans ce cas la localisation de victimes d'avalanches.

2.2. Propagation ULB multi-trajets à l'intérieur des bâtiments

2.2.1. Principales interactions électromagnétiques subies par la forme d'onde ULB

En lien avec la problématique de détection du premier trajet observable⁵ (auquel nous associons un temps d'arrivée estimé, et éventuellement, un temps de vol ou une distance), nous effectuons dans ce qui suit un bref rappel sur l'origine et les conséquences de chaque type d'interaction électromagnétique.

2.2.1.1. Transmissions

Conformément à la terminologie employée par [1], il est tout à fait pertinent dans le cas de transmissions ULB de distinguer le concept de « trajet », défini comme un même chemin d'énergie, du concept d'« écho », désignant les multiples phénomènes physiques responsables du signal reçu pour un même trajet⁶. Typiquement un trajet transmis peut très bien donner lieu à de multiples échos dans le contexte ULB.

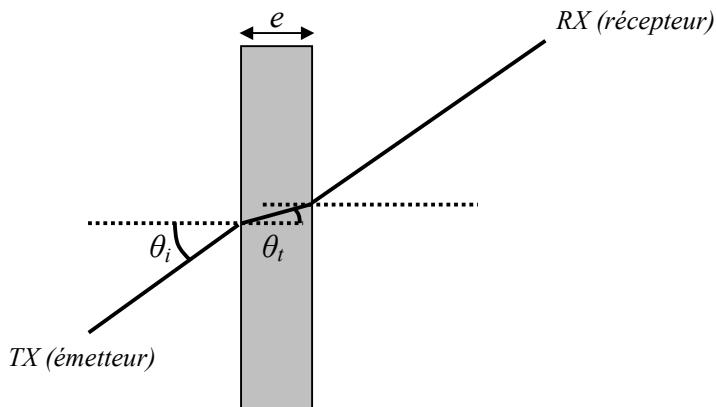


Figure 2 - 1: Cas type de transmission à travers un mur d'épaisseur e sous l'incidence θ_i

La transmission de signaux ULB à travers un (ou plusieurs) mur(s) (successifs) tend à augmenter la durée de vol par rapport à celle qui serait obtenue en espace libre. Les matériaux les plus denses forcent en effet le signal à se propager plus lentement que dans le cas d'une propagation idéale dans l'air. Par ailleurs, les transmissions à travers les murs atténuent les signaux de façon notable. Des

⁵Nous rappelons que cette détection constitue en règle générale l'objectif « raisonnable » des systèmes de radiolocalisation ULB en réception.

⁶Ce concept jouit d'une résonance particulière si l'on se place dans une approche synthétique.

systèmes de positionnement très précis chercheront donc naturellement à éviter ou compenser les effets indésirables de situations de non-visibilité ou NLOS (*pour Non-Line Of Sight*).

L'impact des murs et des cloisons sur le temps de vol dépend principalement de leur épaisseur et de l'angle d'incidence de l'impulsion ULB. Des mesures ULB ([2], [3]) ont d'ailleurs fait apparaître que le comportement du délai supplémentaire τ' causé par la traversée d'un mur pouvait être raisonnablement approximé par l'inverse d'une fonction cosinusoidale de l'angle d'incidence θ_i :

$$\tau' = \tau_0 + \frac{A}{\cos(\theta_i)} \quad (\text{Eq. 2 - 1})$$

où τ_0 est le délai supplémentaire causé par le milieu sous l'incidence nulle, et A une constante empirique.

A titre d'exemple, les expérimentations qui ont été conduites en [2] avec un simple mur en brique de 2GHz à 8GHz ont donné lieu à des temps de propagation supplémentaires de l'ordre de 0.5/0.7ns, soit approximativement 15/21cm de biais spatial. Ces mêmes expérimentations ont conduit à 3/5dB d'atténuation supplémentaire pour des incidences allant de 20 à 55 degrés. Au-delà, les pertes augmentent même fortement jusqu'à près de 12dB.

De nouveaux outils déterministes de prédiction de la propagation ULB ([1], [4]) ont par ailleurs permis de mener une étude plus approfondie des phénomènes mis en jeu lors de la transmission d'impulsions à travers les murs ([5]). Ces outils ont par exemple permis de mettre en évidence la génération de multiples répliques de la première impulsion transmise, liées aux réflexions survenant au niveau des interfaces à l'intérieur des murs. Aussi, lorsque l'épaisseur d'un mur diminue devant la largeur temporelle de l'impulsion, il a été montré que ces échos successifs interfèrent avec la première impulsion transmise, donnant lieu à une « distorsion apparente » du signal reçu. Ce phénomène est d'ailleurs d'autant plus remarquable que la partie imaginaire de la permittivité du matériau traversé est importante. Par ailleurs, il a aussi été montré que l'amplitude du signal reçu est sensiblement inversement proportionnelle à l'épaisseur du mur. Ensuite, conformément aux résultats de l'optique géométrique pour les ondes monochromatiques, il a été noté qu'à permittivité constante, le signal est entièrement réfléchi à mesure que la conductivité augmente. Enfin, tout comme pour les expérimentations réalisées en [2], un délai supplémentaire systématique dû à la traversée a pu être mis en évidence. Si les transmissions ULB qui ont été envisagées sur des cas canoniques mono-couche semblent déjà suffisamment difficiles à caractériser et à comprendre, les phénomènes considérés se complexifient encore davantage dans la réalité. Typiquement, les cloisons traversées peuvent très bien être constituées d'un empilement de couches aux propriétés diélectriques bien distinctes.

2.2.1.2. Réflexions

Lorsqu'une onde électromagnétique propagée dans un milieu rencontre un autre milieu, celle-ci est partiellement réfléchie et partiellement transmise. Le coefficient de réflexion dépend de l'angle d'incidence, des caractéristiques diélectriques des milieux, de la fréquence du signal incident, ainsi que de la polarisation de l'onde incidente. Par exemple, il est admis que la polarité de l'onde réfléchie se trouve inversée si le premier milieu de propagation est l'air et le second milieu un conducteur

parfait. Comme pour les transmissions, il a été montré, grâce aux nouveaux outils déterministes de prédiction de la propagation ULB, toute une série de résultats intéressants ([1], [5]) concernant les phénomènes de réflexion, tels que la présence d'échos significatifs provenant de réflexions successives au niveau des interfaces à l'intérieur des murs. Ce phénomène s'accentue à mesure que la partie réelle de la permittivité du matériau augmente. Par ailleurs, la séparation temporelle entre les échos successifs peut être directement rattachée à l'épaisseur du mur et à l'indice de son milieu constitutif. Lorsque l'on considère une permittivité variable avec la fréquence, l'augmentation de la conductivité tend à réduire fortement le phénomène d'échos multiples, au prix d'une légère distorsion du signal réfléchi, manifestation de la dispersion fréquentielle du coefficient de réflexion. De manière parfaitement équivalente, une augmentation de la partie imaginaire de la permittivité générera des distorsions supplémentaires du signal, mais l'annulation des échos en contrepartie. Tout comme dans le cas de transmissions ULB, lorsque l'épaisseur du mur décroît, la collision de la première impulsion réfléchie et de ses échos successifs contribuent à la distorsion apparente de la forme d'onde résultante par rapport à la forme d'une incidente. Enfin, cette étude a également permis de montrer que l'amplitude du signal réfléchi est sensiblement proportionnelle à la partie réelle de la permittivité du matériau.

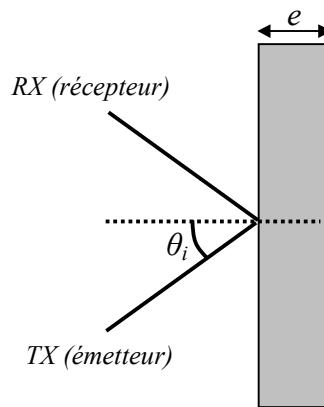


Figure 2 - 2 : Cas type d'une réflexion unique sur un mur d'épaisseur e pour une incidence θ_i

2.2.1.3. Diffractions

Le phénomène général de diffraction survient lorsque une onde électromagnétique rencontre les arêtes aiguës d'un obstacle (e.g. les arêtes métalliques du mobilier). Le signal est alors retrodiffusé dans toutes les directions de l'espace. Malgré tout, ces diffractions permettent aux signaux de se propager suivant des directions privilégiées, le long de frontières optiques (frontière des rayons réfléchis ou RSB pour *Reflection Shadow Boundary*, et frontière des rayons incidents ou ISB pour *Incident Shadow Boundary*). Ces frontières dépendent de l'angle d'incidence, de la fréquence du signal incident, de la nature diélectrique et de la géométrie du matériau rencontré.

Les nouveaux outils de prédiction déterministe de la propagation ULB ([4]), qui reposent sur une extension large-bande de la Théorie de la Diffraction Uniforme (TUD), ont pu mettre en évidence dans le domaine temporel de tels phénomènes de diffraction ULB ([6]). D'autres études ont permis

d'illustrer toute la complexité de ce phénomène d'interaction ([5]). Typiquement, outre le fameux problème d'atténuation rencontrée loin de la frontière optique ISB, la variation de phase, fonction de la fréquence, peut indirectement introduire une forte atténuation de l'impulsion pour certaines valeurs d'angle de diffraction, ainsi qu'une forte distorsion. Aussi, lorsqu'une diffraction apparaît dans l'historique d'interaction le long d'un trajet, on considère sa contribution sur le signal reçu comme significative dès lors que la direction suivie par le signal après diffraction correspond à l'angle ISB. Cette remarque est importante dans la mesure où les diffractions sont, avec les transmissions, les principales interactions contribuant à la propagation des signaux ULB en situation de non-visibilité.

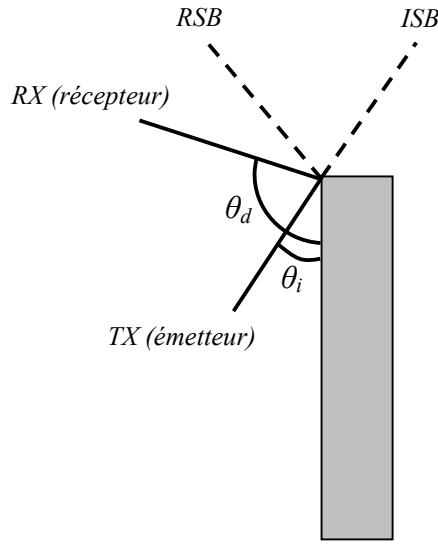


Figure 2 - 3 : Cas type d'une diffraction dans la direction θ_d pour une incidence θ_i sur une arrête

2.2.1.4. Commentaires sur l'impact des interactions

Au regard des quelques brèves explications qui précèdent, il convient de s'interroger sur la stratégie à adopter en réception pour les systèmes de radiolocalisation ULB. En particulier, se pose la question du caractère « adapté » du récepteur. On l'a bien vu, avant même de prendre en compte les antennes, nombre de non-linéarités et de distorsions effectives ou apparentes (i.e. issues de collisions entre répliques) proprement liées au canal, sont susceptibles d'affecter la forme d'onde ULB en réception pour un trajet donné. On sait pourtant que la solution optimale pour la détection d'un signal noyé dans le bruit repose théoriquement sur une fonction d'intercorrélation (e.g. réalisée par le filtre adapté), et donc sur la connaissance *a priori* de la forme d'onde reçue. Si des systèmes de communication exploitant au mieux la diversité temporelle des signaux reçus (i.e. avec l'exploitation de plusieurs trajets comme dans un récepteur *rake*) sont « statistiquement » moins sensibles aux distorsions, les systèmes de radiolocalisation visant la détection d'un trajet unique peuvent en revanche en pâtir plus fortement. Les solutions à première vue sous-optimales (dans le sens de l'adaptation à la forme de l'impulsion reçue connue *a priori*) que nous envisagerons par la suite (Chapitre 3), doivent permettre d'être moins sensibles à ces difficultés.

Outre ces problèmes particuliers de distorsion ou encore des problèmes proprement liés à l'atténuation ou à la détectabilité, nous avons vu qu'une incertitude finale sur le temps de vol (par rapport à l'espace libre) pouvait être directement mise sur le compte de la traversée de murs successifs en situation de non-visibilité. Nous savons par ailleurs que cette incertitude est de la forme :

$$\sum_i \tau_i(e_i, \theta_i) \quad (\text{Eq. 2 - 2})$$

où τ_i est le délai supplémentaire introduit par le mur i d'épaisseur e_i traversée sous l'incidence θ_i .

Cette erreur peut être vue comme un biais parfaitement déterministe. En d'autres termes, c'est une fonction « en théorie parfaitement prévisible », conditionnée à la géométrie et à l'historique des transmissions successives subies par l'onde ULB pour un trajet particulier⁷. Malgré tout, elle demeure en pratique extrêmement difficile à prédire et à compenser. Hormis certains scénarios très simples et par trop spécifiques, une « connaissance » déterministe *a priori* de cette erreur à l'heure du positionnement semble donc compromise, voire totalement illusoire, quand bien même serait-elle fondée sur une approche probabiliste de l'environnement et de sa géométrie ([7]). Il nous semble beaucoup plus opportun de privilégier des approches purement statistiques pour la caractérisation de l'erreur, typiquement dans le cas d'une localisation statique.

2.2.2. Modèles statistiques de canaux ULB à l'intérieur des bâtiments

Si l'utilité d'une approche déterministe pour la modélisation des canaux ([4], [8]) n'est plus à démontrer dans notre contexte de radiolocalisation ULB, typiquement pour l'évaluation des performances des algorithmes, ou encore pour faciliter leur mise en oeuvre (Chapitres 4 et 5), l'approche statistique demeure toutefois la plus répandue et la plus simple pour caractériser certaines fonctions connexes (e.g. la détection), et ainsi discriminer les systèmes. Nous présentons dans ce qui suit des modèles statistiques unanimement adoptés par la communauté ULB (notamment par les instances de normalisation) que nous utiliserons dans le Chapitre 3.

2.2.2.1. Pertes de propagation

Les premiers modèles de pertes de propagation (*path loss*) envisagés dans un contexte de communication ULB à l'intérieur des bâtiments ([9]) se sont contentés de transposer des concepts chers aux systèmes bande-étroite ([10]), en considérant la source à l'émission comme isotrope, ainsi que des antennes parfaitement adaptées, sans perte, et avec un gain indépendant⁸ de la fréquence⁹.

⁷L'incertitude est une fonction du nombre, de la nature diélectrique, et de l'orientation des murs traversés, ainsi que de la position relative des antennes, etc.

⁸L'antenne est ici traitée comme un élément du système à part entière, et non comme un élément du canal ([9]).

⁹Cette relation est connue dans le cas bande-étroite sous le nom de « formule des transmissions de Friis ».

Si l'on définit cette perte comme le rapport de l'espérance de la puissance moyenne reçue à la puissance transmise (appliquée à la fréquence géométrique du signal ULB), on peut alors écrire cette perte sous la forme :

$$G(d, f_g) = \left(\frac{c}{4\pi f_g d} \right)^2 \quad (\text{Eq. 2 - 3})$$

où c est la vitesse de propagation dans le vide, d est la distance entre l'émetteur et le récepteur, f_g est la fréquence géométrique définie comme $\sqrt{f_{\min} f_{\max}}$ avec f_{\min} et f_{\max} représentant respectivement les bornes inférieure et supérieure du spectre du signal ULB transmis (dans une définition à -10dB de la densité spectrale de puissance).

Cette relation vaut évidemment pour une propagation en espace libre. Aussi, d'autres modèles plus évolués ont proposé de tenir compte de pertes supplémentaires avec l'introduction d'un exposant de perte $\alpha \neq 2$ permettant de tenir compte de configurations de canal spécifiques (mono-trajet en espace libre, multi-trajets en visibilité, multi-trajets en non-visibilité, etc.):

$$G(d, f_g) = \left(\frac{1}{4\pi} \frac{c}{f_g d_0} \right)^2 \left(\frac{d_0}{d} \right)^\alpha, \quad d > d_0 \quad (\text{Eq. 2 - 4})$$

où d_0 est une distance de référence (e.g. 1m).

Le calcul des pertes porte alors sur l'intégralité de la réponse de canal. En d'autres termes, elles caractérisent la puissance moyenne qui serait partagée en réception entre tous les trajets de cette réponse. Pour ces multiples trajets, l'exposant de perte α peut alors prendre des valeurs allant de 1.6 en situation de visibilité¹⁰ (LOS), 3 en situation de non-visibilité légère (NLOS), voire de 3.7 à 5 pour les non-visibilités sévères (NLOS²). Comme nous le verrons par la suite, ce coefficient peut s'avérer un facteur limitant de première importance pour la portée des systèmes ULB, y compris de localisation.

Des modèles encore plus récents ([11], [12]) ont fait apparaître une dépendance fréquentielle des pertes de propagation (*frequency-dependent path gain*), et donc implicitement une forme de distorsion au niveau des composantes multi-trajets. Pour simplifier, on considère alors généralement que les pertes totales sont factorisables et qu'elles peuvent s'exprimer comme le produit d'une fonction de la distance et d'une fonction de la fréquence :

$$G''(d, f) = G(d)G'(f) \quad (\text{Eq. 2 - 5})$$

avec une dépendance fréquentielle modélisée comme ([13]) :

$$\sqrt{G'(f)} \propto f^{-k} \quad (\text{Eq. 2 - 6})$$

¹⁰La puissance totale reçue en situation de visibilité pour le cas multi-trajets doit évidemment être supérieure à la puissance moyenne reçue en espace libre pour le cas mono-trajet, justifiant un coefficient de perte inférieur à 2.

Les pertes (en dB) en fonction de la distance sont conformes à la relation (Eq. 2 - 4) :

$$G(d)|_{dB} = G_0|_{dB} - 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (\text{Eq. 2 - 7})$$

d_0 est la distance de référence (e.g. 1m), $G_0|_{dB}$ est la perte de propagation (en dB) obtenue en espace libre à la distance de référence, α est l'exposant de perte.

Enfin, le « gain » total connaît des fluctuations aléatoires supplémentaires liées aux évanouissements de masquage (*shadowing* ou *large scale fading*). Ces évanouissements suivent une loi log-normale et s'appliquent à l'ensemble des trajets d'une même réponse impulsionale, de sorte que la relation (Eq. 2 - 7) peut être remplacée par :

$$G(d) = G_0 - 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + s \quad (\text{Eq. 2 - 8})$$

où s est une variable aléatoire gaussienne centrée d'écart type σ_s .

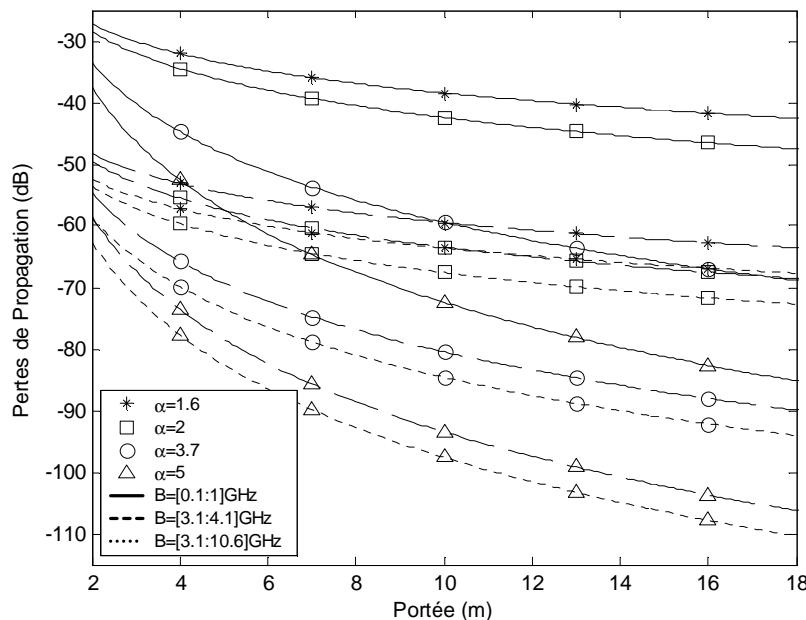


Figure 2 - 4 : Pertes de propagation moyenne attendues pour les systèmes ULB occupant une bande B , en fonction de la portée et pour différents exposants de perte α (d'après (Eq. 2 - 7) avec $d_0=1$ m)

Théoriquement, les pertes endurées dépendent également du gain et de l'efficacité des antennes, et donc là aussi de la fréquence. Toutefois, dans la mesure où leur comportement peut varier fortement d'une réalisation à l'autre, il est souhaitable dans une approche système de tenir compte des antennes au niveau du bilan de liaison après coup, en se réservant des marges supplémentaires. On peut ainsi discriminer les systèmes (certes incomplets) et leurs performances, sans pour autant être démesurément tributaire d'une réalisation particulière de structure rayonnante. En pratique, le modèle (Eq. 2 - 7) reste très largement plébiscité. Aussi, nous ne tiendrons compte dans ce qui suit (du moins,

pour ce qui est des réponses impulsionales), ni de l'effet des antennes, ni d'une manière plus générale, de la dépendance fréquentielle. Comme nous le verrons par la suite, ces deux relations peuvent avantageusement servir de base à des calculs de portées pour les dispositifs de radiolocalisations ULB. La Figure 2 - 4 illustre par exemple les pertes de propagation attendues pour différents systèmes ULB dans les parties basse et haute du masque alloué par la FCC ([14]), d'après (Eq. 2 – 7).

2.2.2.2. Profils multi-trajets

Le modèle Saleh-Valenzuela ou modèle SV ([15]) constitue incontestablement l'un des modèles statistiques les plus largement reconnus pour la description des trajets multiples à l'intérieur des bâtiments. Les premiers modèles qui ont été proposés pour décrire des profils ULB multi-trajets à l'intérieur des bâtiments (sans autre espèce de distinction concernant le type d'environnement) ([9], [16]) se sont d'ailleurs très largement inspirés de ce modèle, plutôt dans un contexte ULB haut-débit (IEEE 802.15.3). La représentation SV modifiée prévoyait pour ces modèles une double distribution de Poisson pour modéliser le temps d'arrivée des groupes de trajets (*clusters*) et le temps d'arrivée des trajets eux-mêmes au sein de chaque groupe, ainsi qu'une distribution log-normale des amplitudes dont les paramètres dépendent des temps d'arrivée. Pour ces premiers modèles, on se proposait seulement de distinguer les situations de :

- visibilité à courte portée de 0 à 4m (15.3a-CM1)
- non-visibilité à courte portée de 0 à 4m (15.3a-CM2)
- non-visibilité de 4 à 10m (15.3a-CM3)
- non-visibilité extrême (15.3a-CM4)

Les derniers raffinements qui y ont été apportés ([11], [12]) et qui concernent maintenant davantage le contexte ULB bas-débit (IEEE 802.15.4a) proposent de modéliser le nombre de composantes multi-trajets comme une variable aléatoire, ainsi qu'un début de réponse « adouci » comprenant des composantes multi-trajets nettement plus faibles que les suivantes. En outre, ces nouveaux modèles proposent une nouvelle classification de canaux en différenciant :

- environnement de type résidentiel en visibilité (15.4a-CM1) et non-visibilité (15.4a-CM2) de 7 à 17m
- environnement de type « bureau » en visibilité (15.4a-CM3) et non-visibilité (15.4a-CM4) de 3 à 28m
- environnement extérieur en visibilité (15.4a-CM5) et non-visibilité (15.4a-CM6) de 5 à 17m
- environnement industriel en visibilité (15.4a-CM7) et non-visibilité (15.4a-CM8) de 2 à 8m
- environnement agricole en non-visibilité (15.4a-CM9)

Dans le modèle de base ([15]), la réponse impulsionnelle est donnée en bande de base par :

$$h_d(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \exp(j\Phi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (\text{Eq. 2 - 9})$$

où $\{\alpha_{k,l}\}$ représentent l'amplitude des trajets, $\{T_l\}$ les temps d'arrivée du $l^{ème}$ groupe de trajets, $\{\tau_{k,l}\}$ les temps d'arrivée de la $k^{ème}$ composante multi-trajet relativement au temps d'arrivée du groupe de trajet T_l , $\{\Phi_{k,l}\}$ des termes de phase aléatoires uniformément répartis (e.g. entre 0 et 2π pour un système passe-bande).

Le nombre de groupes de trajets est ensuite choisi comme une variable aléatoire suivant une distribution de Poisson ([11]):

$$p(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (\text{Eq. 2 - 10})$$

où la valeur moyenne \bar{L} caractérise complètement la distribution.

Par définition, de la même façon qu'en [9], on pose $\tau_{0,l} = 0$ en [11], et la distribution du temps d'arrivée des groupes de trajets est donnée par :

$$p(T_l/T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (\text{Eq. 2 - 11})$$

où Λ représente le taux d'arrivée des groupes de trajets.

Compte tenu de la grande disparité des environnements prétendument couverts par le modèle ([11]), le temps d'arrivée des trajets au sein d'un groupe se base sur la mixture :

$$p(\tau_{k,l}/\tau_{k-1,l}) = \beta \lambda_1 \exp(-\lambda_1(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})) + (1-\beta)\lambda_2 \exp(-\lambda_2(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})), \quad k > 0 \quad (\text{Eq. 2 - 12})$$

où λ représente le taux d'arrivée des trajets au sein d'un même groupe et β la probabilité de la mixture.

Concernant l'amplitude des trajets, le profil en puissance au sein d'un même groupe suit une décroissance exponentielle classique (puissance moyenne attribuée aux trajets en fonction de leur position temporelle) ([11]) :

$$E[|a_{k,l}|^2] = \Omega_l \frac{1}{\gamma_l [(1-\beta)\lambda_1 + \beta\lambda_2 + 1]} \exp(-\tau_{kl}/\gamma_l) \quad (\text{Eq. 2 - 13})$$

où Ω_l est l'énergie intégrée du $l^{ème}$ groupe de trajets, et γ_l est la constante de temps de décroissance intra-groupes (dépendant linéairement du temps d'arrivée du groupe de trajets)

L'énergie moyenne (espérance sur toutes les réalisations d'évanouissements petite et large échelle) normalisée du $l^{ème}$ groupe suit quant à elle la décroissance exponentielle suivante :

$$10 \log_{10}(\Omega_l) = 10 \log_{10}(\exp(-T_l/\Gamma)) + M_c \quad (\text{Eq. 2 - 14})$$

M_c est une variable aléatoire suivant une loi normale d'écart type σ_c . Pour certaines configurations NLOS (bureaux, environnements industriels), cette forme de décroissance peut toutefois être discutée ([11]).

Le modèle proposé offre également la possibilité de supporter les évanouissements petite échelle (*small-scale fading*) suivant une distribution de type Nakagami. Malgré tout, dans la mesure où ces contributions résultent de l'interaction locale (constructive ou destructive) d'impulsions multiples (i.e. des multi-trajets) en fonction de la bande du système, il nous semble plus judicieux de ne pas en tenir explicitement compte dans (Eq. 2 – 9) à ce stade de définition de la réponse impulsionale, mais plutôt implicitement par l'intermédiaire de réponses composites de canaux, c'est-à-dire des réponses résultant de la convolution de (Eq. 2 – 9) avec une forme d'impulsion ULB particulière.

Par ailleurs, si le modèle défini en bande de base est pertinent pour des systèmes bande-étroite soucieux de décrire le comportement du canal indépendamment de la fréquence porteuse, cette option ne s'impose plus véritablement dans le cas ULB. Il est fréquent de conserver un modèle purement réel de réponse impulsionale, en conservant toutefois des déphasages de 0 ou π pour $\{\Phi_{k,l}\}$ dans (Eq. 2 – 9), autrement dit en pondérant les amplitudes par une variable aléatoire discrète supplémentaire (en substitution du terme de phase) pouvant prendre les valeurs binaires équiprobables $\{+1/-1\}$ ([9]).

Enfin, s'il est très utile pour éprouver *a posteriori* la performance des systèmes ULB pour des configurations réalistes de canaux multi-trajets ULB, un tel modèle statistique est assez « encombrant » pour la détermination analytique de critères optimaux (e.g. en matière de détection), justifiant par là même l'utilisation de modèles semi-analytiques pour prédire la répartition des énergies/amplitudes disponibles dans le canal ([17], [18], et Chapitre 3). Ce modèle est d'autre part d'un intérêt limité pour la modélisation de l'erreur « seulement » imputable au canal de propagation¹¹, justifiant là aussi le recours à des stratégies alternatives de modélisation dans notre contexte de radiolocalisation.

2.2.3. Configurations de canaux et *scenarii* de détection

Lorsque l'on envisage un canal ULB multi-trajets type, que ce soit dans une perspective de communication ou de radiolocalisation, l'usage veut que l'on distingue les configurations suivantes :

- visibilité ou LOS (pour *Line Of Sight*) : l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe l'un de l'autre, sans aucune obstruction
- non-visibilité ou NLOS (pour *Non Line Of Sight*) : la liaison radio entre l'émetteur et le récepteur est obstruée par un ou plusieurs obstacles

¹¹Le modèle en question n'est pas topo-dépendant, et l'on ne dispose pas d'une distribution du temps absolu d'arrivée des trajets, mais seulement de la distribution des temps relatifs. Cette distribution n'est pas conditionnée à la distance réelle entre l'émetteur et le récepteur.

Cependant, il nous semble important de faire une distinction supplémentaire entre différents cas de non-visibilité :

- non-visibilité ou NLOS (pour *Non Line Of Sight*) : la liaison radio entre l'émetteur et le récepteur est obstruée par un ou plusieurs obstacles peu denses (typiquement, les cloisons en placoplâtre), et le trajet par transmission(s) (même altéré) n'est pas du tout exclu
- non-visibilité sévère ou NLOS² : la liaison radio entre l'émetteur et le récepteur est obstruée par un ou plusieurs obstacles denses (typiquement, un mur porteur en béton armé ou la paroi d'une armoire métallique, etc.), et un trajet par transmission(s) est fortement compromis, voire inexistant

Ces différentes configurations de canal peuvent se traduire de manières bien distinctes dans notre problème de radiolocalisation. Aussi, en lien avec la détection du premier trajet observable (qui vise idéalement la détection du trajet direct), une autre classification est parfois adoptée pour décrire les *scenarii* susceptibles de se présenter :

- trajet direct dominant, DDP (pour *Dominating Direct Path*) : au sein de la réponse impulsionale, le trajet direct est présent et domine (en terme d'énergie) les autres composantes multi-trajets.
- trajet direct non-dominant ou NDP (pour *Non-dominating Direct Path*) : au sein de la réponse impulsionale, le trajet direct est présent mais est dominé (en terme d'énergie) par un ou plusieurs des trajets secondaires.
- trajet direct manquant ou ODP (pour *Obstructed Direct Path*) : le trajet n'est même pas présent au sein de la réponse et le premier trajet observable est un trajet secondaire

La Figure 2 - 5 propose un exemple de forme d'onde ULB reçue dans la bande [3.1:5.1]GHz en situation de visibilité (LOS) pour un environnement de type « bureau » présentant un *scenario* de détection avec trajet direct non-dominant (NDP). La forme d'onde considérée a été générée à partir d'une réalisation de réponse impulsionale du modèle statistique 15.4a-CM3 [11], après convolution avec une sinusoïde fenêtrée par une gaussienne dans la bande [3.1:5.1]GHz (définition à -10 dB de la densité spectrale de puissance maximale).

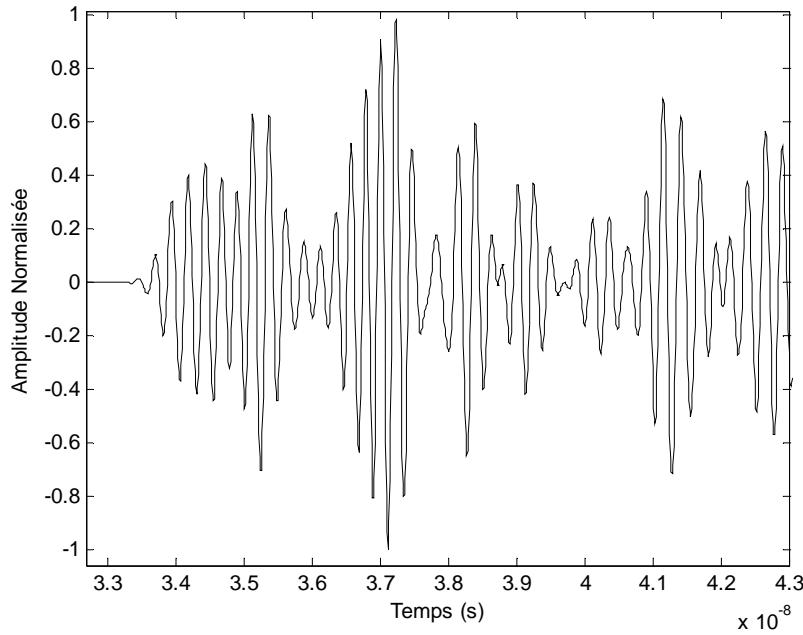


Figure 2 - 5 : Détail d'une réponse composite ULB (normalisée en amplitude) reçue à 10m dans la bande [3.1:5.1]GHz, et présentant un trajet direct non-dominant ou NDP (pour *Non-dominating Direct Path*). L'environnement envisagé est de type « bureau » en situation de visibilité (cas 15.4a-CM3 du modèle statistique [11])

2.2.4. Notion de biais

2.2.4.1. Biais et détection des trajets

En dépit de stratégies de détection évoluées, il est fréquent que les pseudo-distances estimées soient biaisées par rapport à la distance réelle, *a fortiori* lorsque le trajet direct est absent (e.g. en situation de non-visibilité sévère) ou lorsque le premier trajet observable souffre d'une atténuation incompatible avec la sensibilité du récepteur. Nombre d'algorithmes de détection se fondent sur le franchissement d'un seuil pendant la phase d'estimation du temps d'arrivée. Le premier instant pour lequel le signal utile (typiquement au sens de l'énergie, de l'amplitude, ou de la sortie d'un filtre adapté...) excède le seuil de détection est alors considéré comme le temps d'arrivée du premier trajet. Même lorsque le trajet direct est présent, de tels algorithmes sont évidemment susceptibles de manquer le premier trajet disponible, suivant les conditions de rapport signal à bruit et la sensibilité du récepteur. Des stratégies plus grossières de sélection de trajets permettent généralement de relâcher les contraintes sur la détectabilité des signaux. Une méthode particulièrement populaire consiste à choisir le plus fort des trajets observables au sein de la réponse multi-trajets. Ce type de stratégie permet donc une mesure de TOA « systématique », mais au prix d'une détérioration des performances de mesure de distance en situation de non-visibilité. En d'autres termes, une telle stratégie occasionne la génération de biais importants sur les métriques TOA/TDOA (ou sur les distances/différences de distances) mesurées. Dans la plupart des cas, le plus fort des trajets observables (et ce, même en situation de visibilité) ne coïncide en effet pas nécessairement avec le premier trajet disponible (*a fortiori*, avec le trajet direct).

2.2.4.2. Biais et positionnement

Lorsqu'une approche « statique » est mise en oeuvre pour résoudre le problème de positionnement, aucun moyen ne permet raisonnablement de dissocier les biais liés au canal des autres bruits de mesure, tels que l'incertitude sur les instants de détection pour des *scenarii* mono-impulsion, les dérives d'horloge, etc. Certains algorithmes de positionnement tendent seulement à atténuer l'effet de ces biais en bénéficiant d'une forme de redondance d'information (ou de diversité spatiale) en exploitant l'intégralité des ressources radio disponibles entre un nœud mobile et ses voisins (Chapitre 4). Cette approche est absolument justifiée lorsque la mobilité ne peut/ne doit être supportée. Malgré tout, contrairement à ces approches, les algorithmes « de poursuite » peuvent très bien tirer profit du comportement dynamique des biais lorsqu'un nœud mobile se déplace, donc d'une modélisation dynamique de l'erreur liée au canal. A ce titre, il est judicieux de noter que les signaux ULB, en règle générale, semblent particulièrement adaptés au problème de la poursuite de biais, en facilitant l'identification de trajets particuliers au sein de la réponse composite du canal.

2.2.5. Modélisation de l'erreur liée au canal

2.2.5.1. Modélisation statique de l'erreur sur les distances estimées

2.2.5.1.1. Mixture de base

Un premier modèle permettant de caractériser l'erreur liée au canal susceptible d'affecter les distances estimées a été proposé en [19] et [20]. Une classification classique a été adoptée pour ce modèle, avec la distinction entre les configurations de canal LOS et OLOS (pour *Obstructed Line of Sight*). Ce modèle porte sur des erreurs normalisées en distance (i.e. normalisées par rapport à la distance réelle) et fait appel à une mixture de densités gaussienne (pour la composante LOS) et exponentielle (pour la composante OLOS). Des simulations réalisées à partir d'un outil déterministe de prédition de propagation de type « tracer de rayon » et une forme d'onde de référence en cosinus surélevé ont permis de déterminer les paramètres du modèle pour des environnements *indoor* typiques, notamment en fonction de la bande ([20]).

Nous proposons ici de nous inspirer de ce modèle, en y apportant quelques modifications. En premier lieu, pour des raisons liées à la formulation des algorithmes de positionnement que nous utiliserons dans le Chapitre 4, nous souhaitons travailler directement avec l'expression des distances estimées absolues. Ensuite, une nouvelle classification de canaux a été retenue afin de valoriser une campagne de mesures ULB réalisée au CEA/LETI ([21]), sans pour autant trop dénoter avec les modèles [9] et [16]. Pour les cas de non-visibilité, une distinction entre les configurations NLOS et NLOS² est donc ici pratiquée.

En définitive, conditionnée à la distance réelle et à la configuration de canal, la densité de probabilité de la distance estimée \bar{d} peut s'écrire à partir de [19] comme :

$$p_C[\bar{d}/d, C] = W_{G_C} \frac{1}{d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_C} e^{-\frac{\left(\frac{\bar{d}}{d}-1\right)^2}{2\sigma_C^2}} + W_{E_C} \frac{1_{\{\bar{d} \geq d\}}}{d} \lambda_C e^{-\lambda_C \left(\frac{\bar{d}}{d}-1\right)} \quad (\text{Eq. 2 - 15})$$

où \bar{d} est la distance estimée par le récepteur (potentiellement biaisée par le canal) en l'absence de bruit de détection, d la distance réelle, $C=\{LOS, NLOS, NLOS^2\}$ la configuration de canal, W_{G_C} et W_{E_C} les poids associés aux composantes gaussienne et exponentielle de la mixture, σ_C et λ_C les paramètres statistiques respectivement associés aux composantes gaussienne et exponentielle de la mixture. Dans le formalisme retenu, nous avons bien entendu :

$$W_{G_C} + W_{E_C} = 1 \quad \forall C \quad (\text{Eq. 2 - 16})$$

2.2.5.1.2. Espérance et variance du biais

A partir de la relation (Eq. 2 - 15), nous souhaitons maintenant nous donner des paramètres « macroscopiques ». Aussi, nous déterminons très simplement l'espérance de l'erreur $\varepsilon = \bar{d} - d$ conditionnée à la distance réelle d et à la configuration du canal C comme :

$$\mu_\varepsilon = E_{\varepsilon/d,C}[\varepsilon/d, C] = \frac{dW_{E_C}}{\lambda_C} \quad (\text{Eq. 2 - 17})$$

ainsi que sa variance:

$$\sigma_\varepsilon^2 = E_{\varepsilon/d,C}[\varepsilon^2/d, C] - E_{\varepsilon/d,C}^2[\varepsilon/d, C] = d^2 \left(W_{G_C} \sigma_C^2 + \frac{W_{E_C}}{\lambda_C^2} (2 - W_{E_C}) \right) \quad (\text{Eq. 2 - 18})$$

Ces deux moments conditionnels vont nous permettre par la suite de dégager les grandes tendances de l'erreur en lien avec les paramètres expérimentaux du modèle (Eq. 2 - 15).

2.2.5.1.3. Configurations des canaux

Dans cette partie, nous proposons d'apporter une autre amélioration au modèle de base (Eq. 2 - 15). La densité de probabilité associée à la distance estimée \bar{d} peut elle-même être décrite comme une mixture entre les distributions $p_C[\bar{d}/d, C]$ affectées de poids distincts $W_C(d)$, $C=\{LOS, NLOS, NLOS^2\}$ qui dépendent de la distance réelle d . Les poids représentent la probabilité de souffrir d'une configuration particulière de canal à une distance donnée, c'est-à-dire la probabilité $p[C/d]$. L'exploitation de données issues d'outils déterministes de prédiction de la propagation, ainsi que des campagnes de mesures ([21]) ont fait apparaître que les poids pouvaient fort bien être décrits comme des pseudo-gaussiennes, respectivement centrées autour de leur distance nominale d_c pour $C=\{LOS, NLOS, NLOS^2\}$.

Aussi, nous considérerons dans ce qui suit:

$$W_c(d) \approx \frac{\zeta}{\sqrt{2\pi}\sigma_c} e^{-\frac{(d-d_c)^2}{2\sigma_c^2}} \quad (\text{Eq. 2 - 19})$$

où ζ et σ_c sont deux constantes permettant d'assurer l'égalité:

$$\sum_c W_c(d) = 1 \quad \forall d \quad (\text{Eq. 2 - 20})$$

En conséquence, nous proposons le modèle final suivant pour la densité de probabilité conditionnelle des distances estimées :

$$p[\bar{d}/d] = \sum_c W_c(d) p_c[\bar{d}/d, C] \quad (\text{Eq. 2 - 21})$$

2.2.5.1.4. Réalisations réalistes et paramètres de modèle expérimentaux

A ce stade du problème, nous souhaitons d'une part obtenir des réalisations réalistes de distances estimées après « passage » dans le canal (et/ou d'erreurs commises sur ces distances) ([22]), et d'autre part déterminer à partir de ces réalisations des paramètres pertinents pour nos modèles ([22], [23]). Nous proposons alors d'exploiter une campagne de sondage du canal ULB qui a été réalisée dans le domaine fréquentiel.

- ***Exploitation de mesures ULB fréquentielles à l'intérieur de bâtiments***

Des mesures ULB à large dynamique ont été réalisées dans le domaine fréquentiel avec un Analyseur de réseau vectoriel ou VNA (pour *Vector Network Analyser*) ([21]). Ces mesures ont été menées dans la bande [2:6]GHz au pas fréquentiel de 2.5MHz, et pour des environnements *indoor* représentatifs, à savoir:

- un environnement de type professionnel (bureau/laboratoire)
- un environnement de type résidentiel (appartement particulier européen)

Dans le cadre de cette campagne de mesures, le récepteur a été fixé en un point central de chaque bâtiment, et l'émetteur déplacé sur des cercles concentriques de rayons variables, allant de 1 m à 20 m. Autour de chaque position nominale occupée sur le cercle, une étude « petite échelle » a été réalisée avec quatre positions supplémentaires de mesure situées à 20cm de la position nominale initiale de l'émetteur. La gamme de distances ainsi explorée était tout à fait compatible avec la portée des systèmes ULB envisagée pour des applications *indoor* typiques. Les antennes ULB de métrologie utilisées en émission et en réception sont omnidirectionnelles dans le plan de travail. Par ailleurs, bien que les environnements pouvaient être raisonnablement considérés comme statiques lors de cette campagne, plusieurs mesures successives ont été enregistrées et moyennées pour chacune des

positions de l'émetteur (3 dans le cas du laboratoire, 9 dans le cas de l'appartement). Enfin, les configurations LOS, NLOS, et NLOS² ont été différencierées conformément à la description réalisée dans ce Chapitre. Une description complète des chaînes d'émission et de réception est disponible en [21].

Pour chacun des tons du balayage fréquentiel, la chaîne complète de mesure bénéficiait d'une dynamique totale de 143.63 dB, et d'une sensibilité de -127.8 dBm. Un tel dispositif de mesure permet tout à la fois d'explorer des portées importantes allant jusqu'à 20m (y compris en situation de non-visibilité), et donc de jouir d'excellentes conditions de rapport signal à bruit¹². Nous prétendons donc réduire dans une très large mesure les erreurs sur les distances estimées aux seuls effets du canal de propagation (obstructions et/ou effets de la bande de mesure sur l'évaluation de la position temporelle des trajets).

Afin de faciliter l'exploitation de ces mesures ULB fréquentielles et de nous donner une représentation temporelle des réponses de canaux correspondantes, un algorithme s'inspirant de techniques haute-résolution classiques ([24]), et dont une description détaillée figure en [25] et en Annexe 4, a été spécialement développé pour l'occasion.

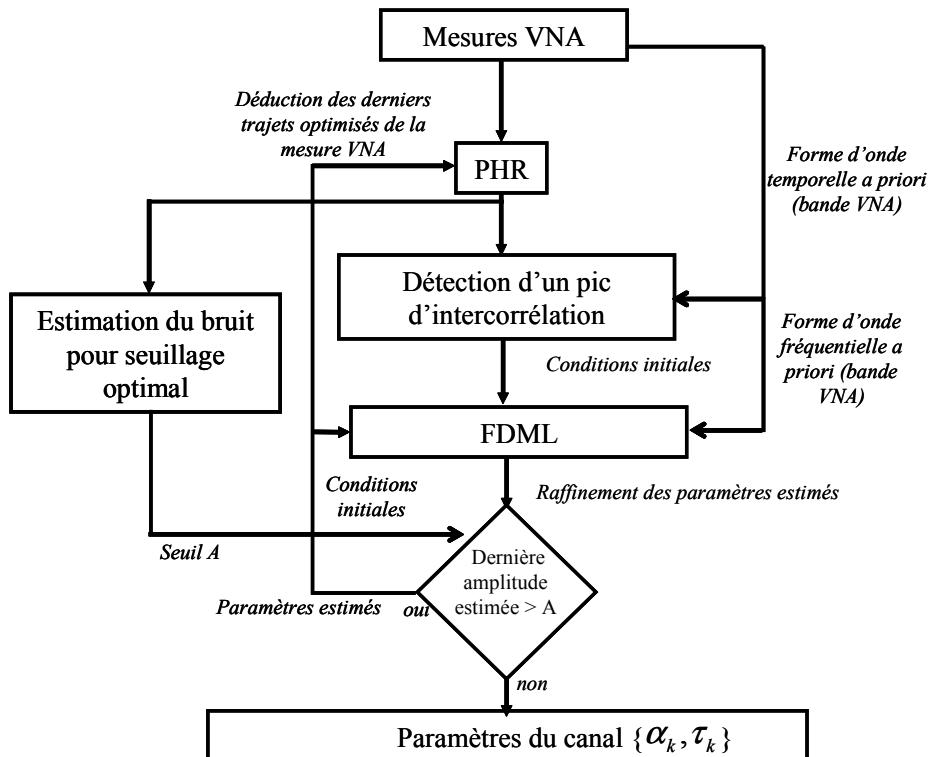


Figure 2 - 6 : Synopsis complet de l'algorithme haute-résolution PHR-FDML ([25]) utilisé pour l'exploitation de mesures ULB fréquentielles réalisées dans la bande [2:6]GHz ([21])

¹²Nous estimons que ces conditions sont largement plus favorables que celles rencontrées par d'éventuels dispositifs ULB réels, même bénéficiant de gains de traitement très importants.

Cette procédure itérative s'appuie d'une part sur une reconstruction passe-bande hermitienne du signal ou PHR (pour *PassBand Hermitian Reconstruction*), et d'autre part sur l'observation du critère de *maximum* de vraisemblance dans le domaine fréquentiel ou FDML (pour *Frequency Domain Maximum Likelihood*). A chaque itération, une reconstruction hermitienne est appliquée en préalable à la détection de tout nouveau trajet dans le domaine temporel. Elle permet entre autre de se donner après intercorrélation des conditions initiales pertinentes et viables pour la phase d'optimisation réalisant le critère du *maximum* de vraisemblance fréquentiel (Figure 2 - 6). A l'instar des modèles statistiques décrits précédemment ([9], [11]), la représentation temporelle sous-jacente repose dans ce cas sur une suite de Diracs pondérés, c'est-à-dire théoriquement sur la représentation à bande infinie :

$$h(t) = \sum_{k=0}^K \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (\text{Eq. 2 - 22})$$

A ce stade, il convient de discuter la validité et le bien-fondé de cette représentation dans notre contexte de travail. Un tel modèle n'a pas, à proprement parler, vocation de camper un canal de propagation « idéal ». En particulier, il ne s'agit pas de se doter d'une représentation de trajets « géométriques » à bande infinie (tout du moins, pas dans la conception habituelle des modèles statistiques¹³). L'historique¹⁴ et l'impact des interactions électromagnétiques subies pour un même trajet devraient idéalement être indissociables de la forme d'onde ULB elle-même, considérée dans toute sa bande. Nous cherchons ici bien davantage à nous donner « une image » du canal, en particulier tel que pourrait se le représenter un dispositif réel ULB « dans sa bande » (en l'absence d'un bruit de détection significatif). En d'autres termes, l'algorithme proposé vise principalement à préserver les effets de la bande de mesure sur l'erreur commise.

¹³La représentation « impulsionale » est généralement utilisée dans l'approche système pour se donner après coup la réponse composite du canal « réaliste », i.e. après convolution avec la forme d'onde unitaire qui serait reçue dans un cas mono-trajet idéal.

¹⁴Le parcours géométrique peut être lié à un temps de vol moyen en première approximation.

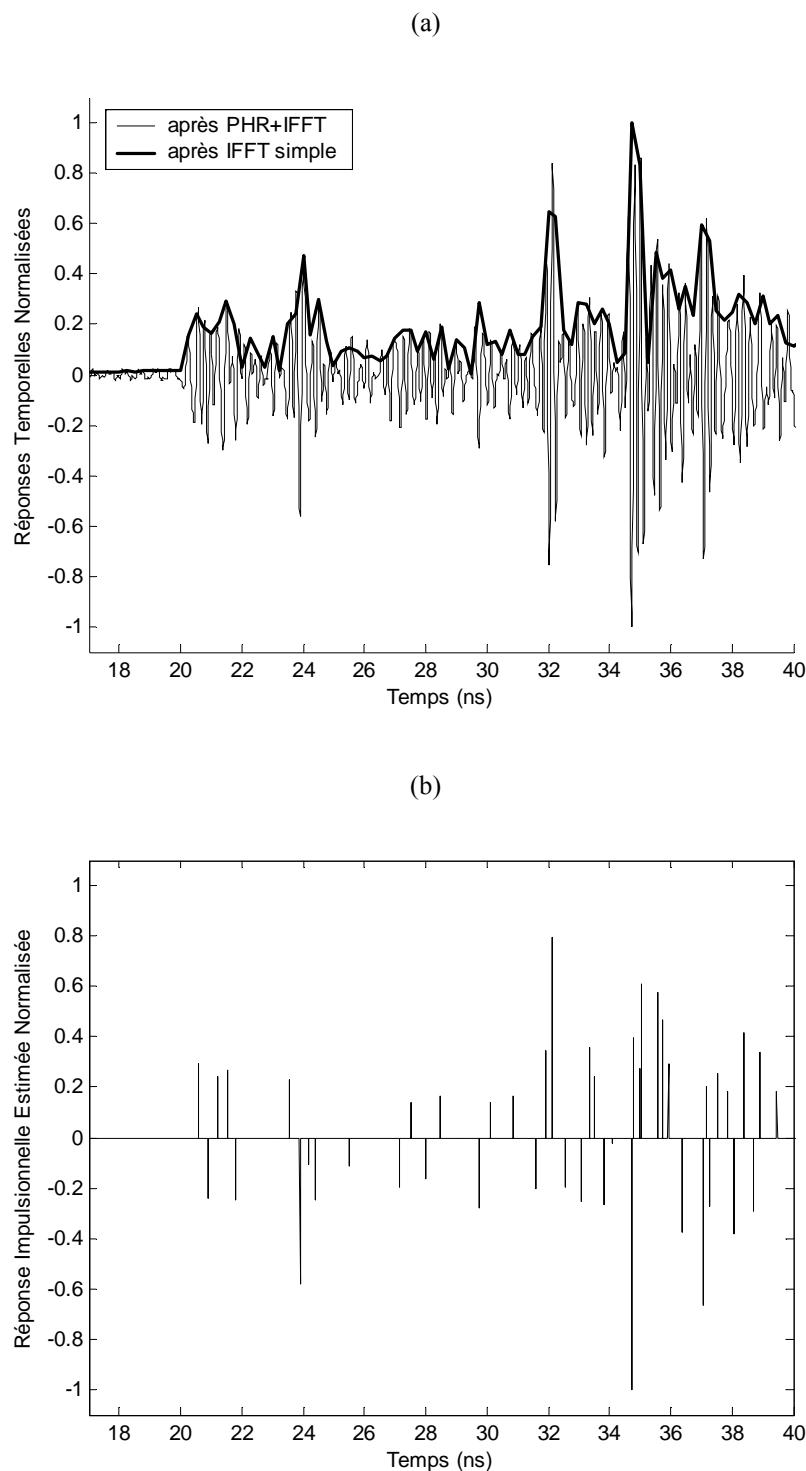


Figure 2 - 7 : Détail d'une forme d'onde temporelle (a) obtenue après reconstruction passe-bande hermitienne (PHR) d'une mesure fréquentielle ULB dans la bande [2:6]Ghz, et application d'un algorithme de Transformée de Fourier Discrète Inverse (IFFT). Réponse impulsionnelle associée (b) après application du critère de maximum de vraisemblance fréquentiel (FDML). La mesure initiale a été réalisée à 7m en situation de non-visibilité sévère (NLOS²)

Les Figures 2 - 7 (a) et (b) fournissent un exemple de réponse de canal ULB obtenue après application de l'algorithme complet PHR-FDML à une mesure fréquentielle réalisée dans la bande [2:6] GHz, à une distance de 7m en situation de non-visibilité sévère (NLOS²).

Après obtention des temps d'arrivée et amplitude $\{\alpha_k, \tau_k\}$ associés aux différents trajets pour chacune des mesures réalisées, nous sommes désormais en mesure de nous donner des réalisations réalistes pour les distances qui seraient « idéalement¹⁵ » estimées par un récepteur ULB réel doté de 4GHz de bande. La distance exacte et la nature du canal étant par ailleurs connues pour chaque position de mesure, nous associons à chacune de ces réalisations l'erreur correspondante, pour une configuration de canal donnée, et pour un type de trajets sélectionnés (e.g. le trajet plus fort ou le premier). Les Figure 2 - 8 et Figure 2 - 9 fournissent quelques exemples d'erreurs obtenues à partir des mesures réalisées dans la bande [2:6]GHz après application de l'algorithme haute résolution. Les erreurs sont représentées en fonction de la distance réelle et de la stratégie de détection des trajets.

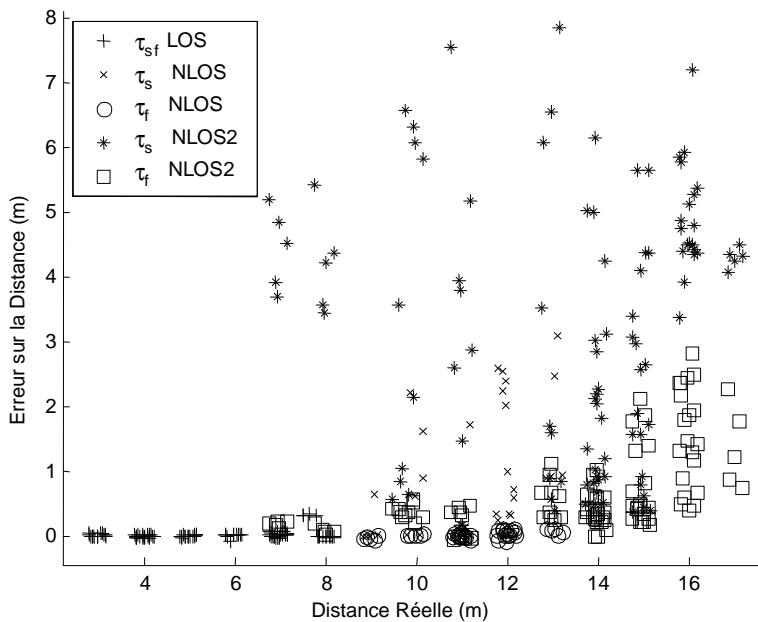


Figure 2 - 8 : Erreurs commises sur les distances estimées pour l'environnement de type résidentiel à partir de mesures ULB fréquentielles dans la bande [2:6]GHz ; τ_s et τ_f désignent respectivement les stratégies de détection du plus fort trajet estimé et du premier trajet estimé¹⁶)

Comme nous pouvions intuitivement nous y attendre, les erreurs commises en situation de visibilité demeurent faibles devant les erreurs commises en situations de non-visibilité pour les deux stratégies de détection et les deux types d'environnement envisagés. Par ailleurs, dans la mesure où le premier trajet coïncide le plus souvent avec le plus fort trajet, les deux stratégies donnent lieu à des résultats sensiblement équivalents. Pour les situations de non-visibilité en revanche (NLOS et NLOS²), la valeur moyenne des erreurs et leur dispersion autour de cette moyenne augmentent très clairement avec la distance réelle pour les deux stratégies de détection. Cette remarque corrobore d'ailleurs les

¹⁵La détection est ici décrétée « idéale », en occultant sciemment les problèmes liés au bruit de détection.

¹⁶ τ_{sf} renvoie à des situations pour lesquelles les deux stratégies donnent lieu au même résultat.

premiers résultats expérimentaux de mesure de distance ULB obtenus pour des environnements *indoor* ([26], [27]), mais aussi l'idée selon laquelle le « rayon équivalent de rétrodiffusion » des obstacles en milieu *indoor* ([28]) augmente avec la distance réelle.

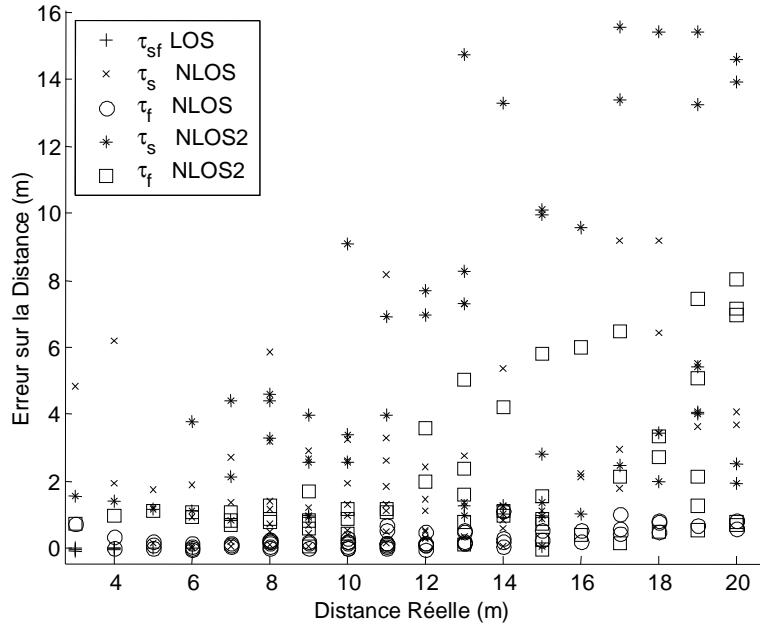


Figure 2 - 9 : Erreurs commises sur les distances estimées pour l'environnement de type « bureau/laboratoire » à partir de mesures ULB fréquentielles réalisées dans la bande [2:6]GHz; τ_s et τ_f désignent respectivement les stratégies de détection du plus fort trajet estimé et du premier trajet estimé

- **Paramètres de modèle expérimentaux**

Après une analyse « bilatérale » de la densité empirique (suivant une démarche analogue à celle décrite en [19] et [20]) des distances estimées associées aux premiers trajets expérimentaux observables, les paramètres statistiques des mixtures de base (Eq. 2 – 15) ont pu être déterminés (Tableau 2 – 1). Nous remarquons alors d'emblée que le paramètre statistique de la composante gaussienne obtenu expérimentalement semble en relative adéquation avec les résultats proposés en [20], donnant lieu à $\sigma_{LOS} = 0.0043$ dans le cas d'une bande de 4 GHz. En revanche, nos résultats expérimentaux semblent favoriser très nettement les contributions exponentielles, avec un poids approximativement égal à 0.70 pour les situations NLOS et NLOS², contre seulement 0.2 dans les situations OLOS du modèle proposé en [19]. En fin de compte, la valeur de 2.6 qui a été retenue pour le paramètre de la composante exponentielle des cas OLOS en [20] semble assez pessimiste dans le contexte ULB, alors qu'une valeur de 8.4 a été obtenue dans le pire cas de nos expérimentations NLOS². Les bonnes propriétés de pénétration des signaux ULB pour les environnements *indoor* pourraient donc une fois encore être pieusement invoquées, alors que l'outil de simulation utilisé en ([19]) ne permet pas de décrire assez finement les phénomènes d'interaction large bande. Pour conforter encore davantage cette idée, nous proposons de confronter dans un premier temps nos

résultats expérimentaux avec des modèles multi-trajets statistiques¹⁷ classiques. Typiquement, bien que le temps d'arrivée du premier trajet au sein d'un même groupe soit toujours considéré comme nul en [9] et [16], le temps d'arrivée du premier groupe (alors défini comme le délai supplémentaire enregistré par rapport à un trajet direct hypothétique) est modélisé pour les situations de non-visibilité comme une variable aléatoire suivant une loi de Chi-2:

$$T_{0,NLOS} = \sigma_l^2 (n_1^2 + n_2^2) \quad (\text{Eq. 2 - 23})$$

avec $\sigma_l = 1/\sqrt{2\Lambda}$ l'écart type du temps séparant les groupes de trajets, où Λ est le taux d'arrivée des groupes, n_1 et n_2 sont deux variables aléatoires gaussiennes centrées d'écart type égal à l'unité.

Cette modélisation, qui correspond au modèle de Poisson avec un premier groupe fictif affecté d'un délai supplémentaire nul, ne prend en compte ni l'effet de la bande, ni l'évolution de l'erreur avec la distance. Cependant, les valeurs prises par $T_{0,NLOS}$ peuvent constituer un précieux indicateur dans notre contexte. Aussi, pour les configurations de canal les plus défavorables (i.e. 15.3a - CM3 et 15.3a - CM4), et pour des distances réelles allant de 4m à 10m avec $\Lambda=0.667\text{GHz}$ en (Eq. 2 – 23), le délai supplémentaire moyen $1/\Lambda$ (ou biais moyen) associé au premier trajet observable serait égal à 1.5ns (ou encore 0.45m). Ce dernier résultat abonde également plutôt dans le sens des paramètres expérimentaux présentés dans le Tableau 2 – 1. Paramètres DP Gaussienne

Canaux	Paramètres composante Gaussienne	Paramètres composante exponentielle
LOS (125 mesures)	$W_{G_{LOS}} = 1$ $\sigma_{LOS} = 0.0068$	$W_{E_{LOS}} = 0$ /
NLOS (118 mesures)	$W_{G_{NLOS}} = 0.31$ $\sigma_{NLOS} = 0.0102$	$W_{E_{NLOS}} = 0.69$ $\lambda_{NLOS} = 47.013$
NLOS ² (100 mesures)	$W_{G_{NLOS^2}} = 0.26$ $\sigma_{NLOS^2} = 0.0129$	$W_{E_{NLOS^2}} = 0.74$ $\lambda_{NLOS^2} = 8.4331$

Tableau 2 - 1: Paramètres expérimentaux du modèle (Eq. 2 – 15/16) obtenus à partir de mesures ULB dans la bande [2:6]GHz (premier trajet observable)

¹⁷Nous rappelons à cette occasion que ces modèles statistiques envisagés semblent se prêter assez naturellement à une représentation exponentielle des erreurs de mesure de distance, les temps d'arrivée des groupes de trajets et les trajets eux-mêmes suivant des lois de Poisson.

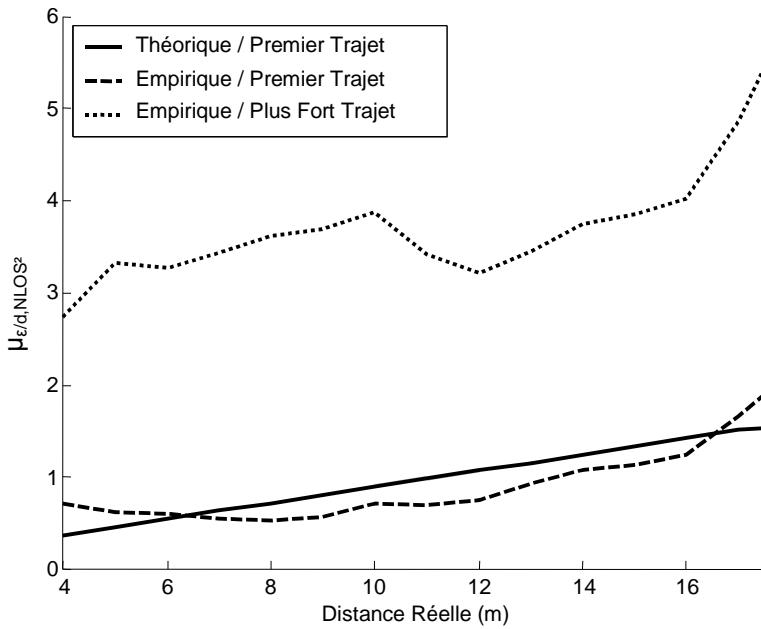


Figure 2 - 10 : Espérances théorique (d'après (Eq. 2 – 17) et Tableau 2 - 1) et empirique de l'erreur sur la distance estimée conditionnée à la distance réelle et à la configuration NLOS²

Pourachever de nous en convaincre, les Figure 2 - 10 et Figure 2 - 11 confrontent pour la configuration NLOS² les moments conditionnels empiriques de l'erreur (obtenus à partir de moyennes glissantes réalisées en fonction de la distance sur l'ensemble des réalisations d'erreurs pour les deux types d'environnements de mesure) et théoriques (après report des paramètres expérimentaux du Tableau 2 – 1 en (Eq. 2 – 17) et (Eq. 2 – 18)).

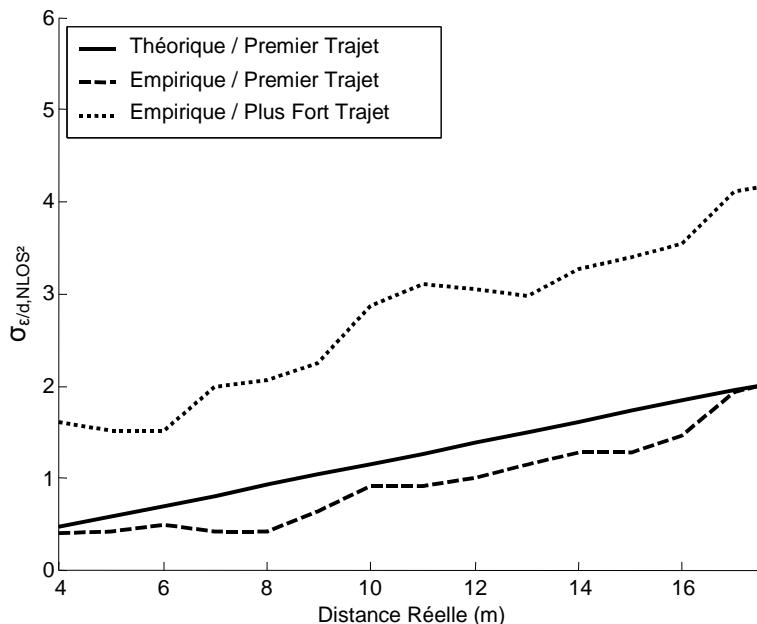


Figure 2 - 11 : Ecarts types théorique (d'après (Eq. 2 – 18) et Tableau 2 - 1) et empirique de l'erreur sur la distance estimée conditionnée à la distance réelle et à la configuration NLOS²

Les modèles théoriques sont donc ici des fonctions affines de la distance. Toutefois, des représentations alternatives, par exemple sous forme polynomiale, peuvent exister ([22]).

A titre indicatif, nous avons également représenté sur les Figure 2 - 10 et Figure 2 - 11 les moments empiriques après sélection du plus fort trajet. Sans autre considération pour l'algorithmie de positionnement statique ou dynamique, il apparaît alors clairement qu'une stratégie simple de sélection du plus fort¹⁸ trajet n'est pas très judicieuse dans ce cas. En particulier, afin de limiter les erreurs liées aux situations de non-visibilité sévères sur la mesure de distance à l'intérieur des bâtiments, les systèmes ULB de *ranging* viseront une détection systématique du premier trajet observable en réception. Toutefois, même en dépit d'une sélection idéale de ce trajet, un biais résiduel moyen d'environ 1m (resp. 2-3m) pour une portée de 10m (resp. 20m) est susceptible d'affecter les mesures de distances en raison de situations d'obstruction. Puisque ce biais demeure significatif et puisqu'il s'avère impossible à traiter à ce niveau, nous proposerons au Chapitre 5 de nous reposer plutôt sur la couche algorithmique de positionnement pour améliorer les performances finales de localisation. En particulier, nous envisagerons des algorithmes bénéficiant d'une connaissance statistique *a priori* de l'erreur commise sur les distances estimées.

Pour finir, dans la mesure où les différentes densités (Eq. 2 – 15) sont « typées » (Tableau 2 – 1), la constitution d'un modèle global¹⁹ du type (Eq. 2 - 21) passe par la prise en compte des différentes configurations de canal recensées lors de la campagne de mesures. Aussi, les positions de mesure en [21] étant uniformément distribuées sur des zones *indoor* typiques et leur nombre étant conséquent, la fréquence d'apparition de chaque configuration de canal²⁰ peut être considérée comme suffisamment significative, et interprétée en première approximation comme la probabilité de rencontrer une configuration de canal particulière à une distance donnée. Aussi, après optimisation, le meilleur accord entre les probabilités empiriques (Figure 2 - 12) et le modèle (Eq. 2 - 19) a été obtenu avec les paramètres $\zeta = 10.0$ et $\sigma_c = 4.593\text{m}$.

¹⁸La stratégie de sélection du plus fort trajet était jusqu'alors la plus répandue (et de loin) en situation de visibilité pour les systèmes de radiolocalisation s'appuyant sur l'estimation des temps d'arrivée (e.g. les systèmes GPS)

¹⁹Les systèmes réels en réception ne peuvent pas toujours faire la distinction entre des situations de non-visibilité proches en terme d'énergie ou de distribution des trajets, mais aux comportements bien tranchés en terme de biais sur le temps de vol (e.g. NLOS et NLOS²).

²⁰Cette fréquence d'apparition est calculée comme le nombre de mesures réalisées pour une configuration de canal donnée dans une fenêtre de distance réduite (e.g. +/-0.5m), normalisé par rapport au nombre total de mesures réalisées dans cette fenêtre (toutes configurations confondues).

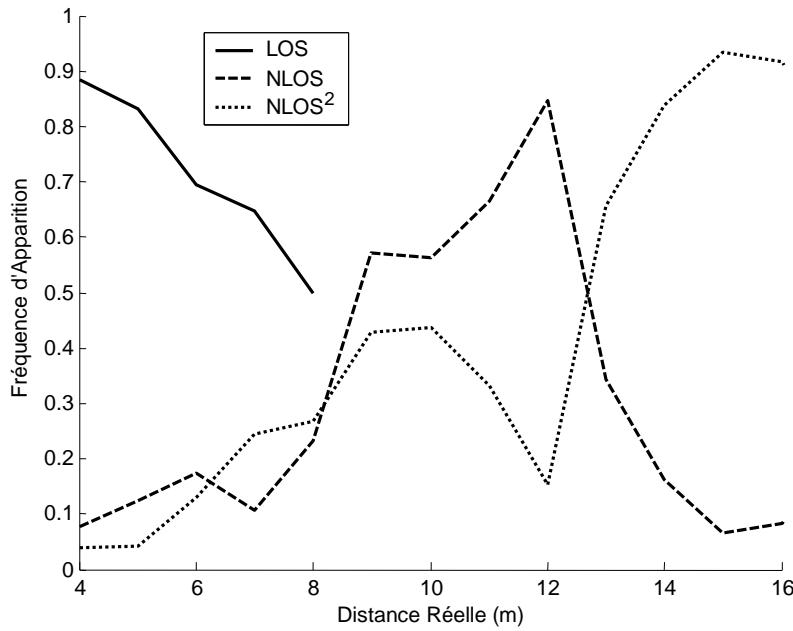
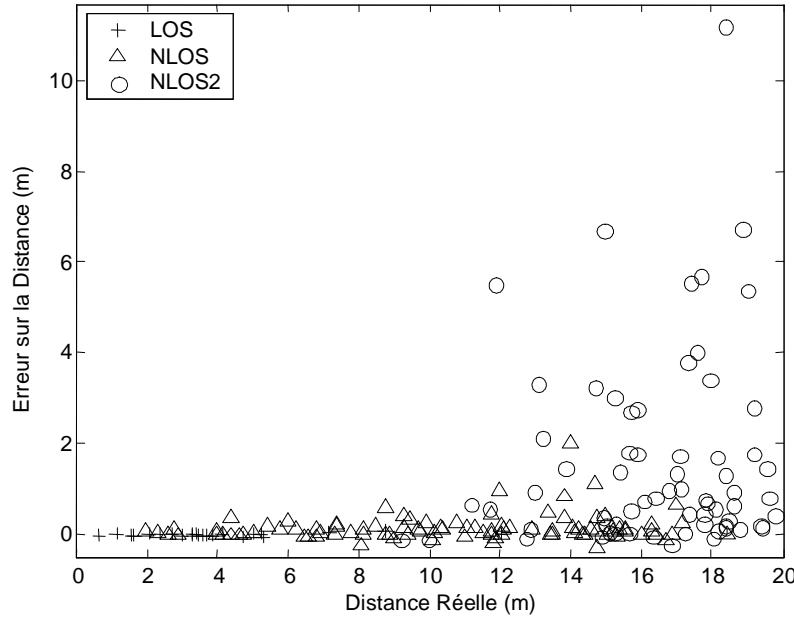


Figure 2 - 12 : Probabilités empiriques des différentes configurations de canal (ou fréquences d'apparition lors de la campagne de mesure [21]) en fonction de la distance

La Figure 2 - 13 fournit des exemples de réalisations d'erreurs $\varepsilon = \bar{d} - d$ obtenues avec le modèle décrit en (Eq. 2 - 21) et pour les paramètres statistiques reportés dans le Tableau 2 - 1.



2.2.5.2. Modélisation dynamique de l'erreur

2.2.5.2.1. Discréétisation de la valeur du biais et processus de « marche aléatoire »

Lorsque les processus impliqués dans la procédure de radiolocalisation sont discréétisés en temps au fil du déplacement des nœuds mobiles, l'évolution des biais affectant les distances estimées peut être considérée comme un processus purement déterministe tributaires de certains paramètres de mobilité (vitesses maximale/moyenne tolérée, taux de rafraîchissement des processus,...) et à la scène (géométrie, mobilier,...).

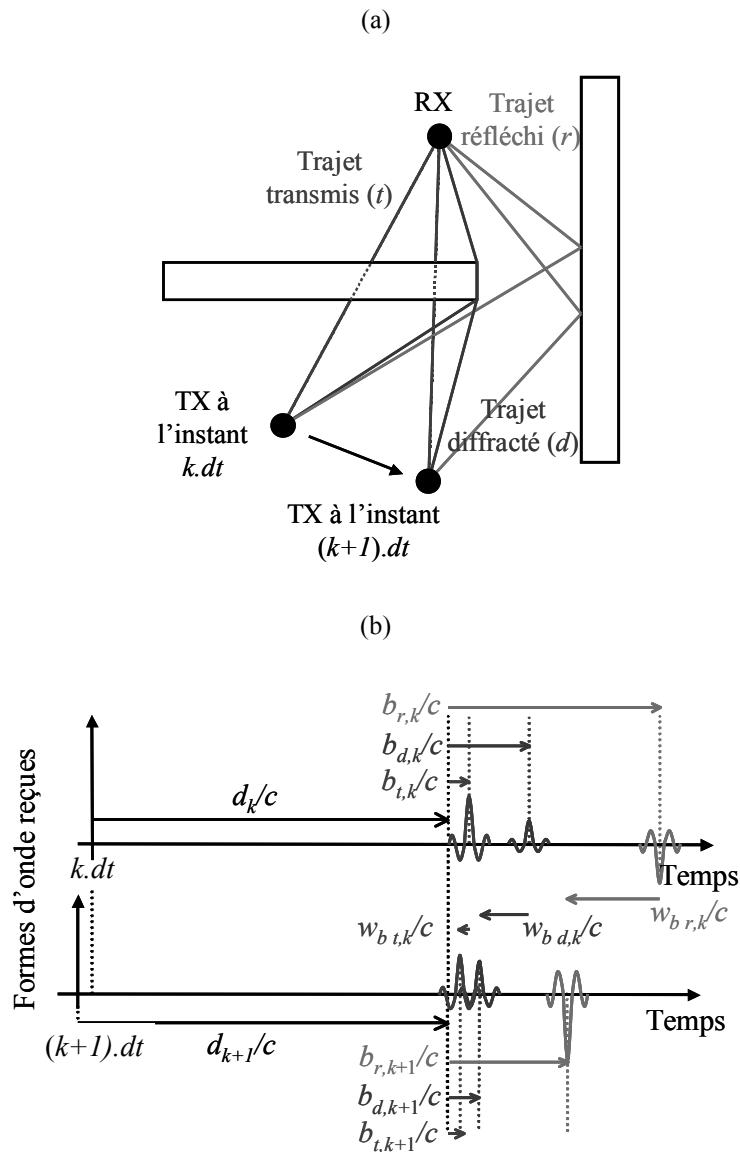


Figure 2 - 14 : Illustration du concept de corrélation spatiale des trajets ULB avec le déplacement d'un nœud mobile sur un cas simple mettant en jeu trois types d'interactions distinctes (a); modèle stochastique de « marche aléatoire » pour le biais affectant les métriques de localisation (b) sur ce même cas

Dans le cadre du suivi d'un trajet particulier (potentiellement secondaire), une différentiation entre le biais lié au canal et les autres bruits de mesure devient alors possible. Bien évidemment, puisqu'une connaissance et une description purement déterministes de la scène sont une nouvelle fois illusoires dans la plupart des cas, une approche semi-statistique doit être privilégiée.

Quel que soit le trajet considéré, compte tenu de la corrélation spatiale enregistrée au gré du déplacement du nœud mobile (Figure 2 - 14), la valeur des biais peut être modélisée comme un processus stochastique à états continus dont les échantillons dépendent d'une séquence de « bruit de biais ». Ce type de processus, qui est généralement plus connu sous le nom de « marche aléatoire » ou *random walk* ([29], [30]), peut être modélisé dans notre cas entre les instants k et $k+1$ comme :

$$b_{k+1} = b_k + w_{b,k} \quad (\text{Eq. 2 - 24})$$

où b_k et b_{k+1} représentent la valeur du biais aux instants k et $k+1$, et $w_{b,k}$ une variable aléatoire campant le « bruit de biais ».

2.2.5.2.2. Bruit de biais

Comme nous avons déjà eu l'occasion de nous en convaincre, le contexte de propagation *indoor* est en réalité très complexe. Outre les faibles évolutions enregistrées lors du suivi classique d'un trajet²¹, des transitions soudaines subies par les biais avec le déplacement du nœud mobile devraient idéalement être prises en compte (e.g. en raison d'obstructions temporaires, après apparition d'une surface métallique entre l'émetteur et le récepteur...). En conséquence, nous proposons ici de modéliser la densité de probabilité associée au bruit de biais comme une mixture, pour laquelle les transitions rapides sont comprises dans une composante exponentielle bilatérale, en marge d'une évolution gaussienne plus classique :

$$p_{w_b}(w_b) = W_G \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_G} e^{-\frac{(w_b)^2}{2\sigma_G^2}} + W_E \frac{1}{2\mu_E} e^{-\frac{1}{\mu_E}|w_b|} \quad (\text{Eq. 2 - 25})$$

où W_G et $W_E = 1 - W_G$ représentent les poids associés aux composantes gaussienne et exponentielle de la mixture, σ_G et μ_E sont les paramètres statistiques associés aux composantes gaussienne et exponentielle de la mixture.

Ce type de modélisation tranche ouvertement avec des formulations traditionnellement gaussiennes d'évolution du bruit de biais ([29]).

²¹Intuitivement, on comprend que pour un déplacement « raisonnable » du nœud, la valeur courante du biais (même issu de la sélection d'un trajet secondaire pour l'estimation du temps d'arrivée) est « à peu de chose près » la valeur du biais à l'instant précédent.

2.2.5.2.3. Paramètres de modèle expérimentaux

Pour un émetteur décrivant un mouvement linéaire dans le plan (Chapitre 5) à l'intérieur d'un bâtiment typique, des réponses impulsionales²² de canaux ont été générées vis-à-vis de récepteurs de référence à l'aide d'un outil de prédiction déterministe de la propagation ([4], [6]), en chacun des points occupés par l'émetteur sur les trajectoires de test²³. Une optimisation au sens des moindres carrés a ensuite été menée à partir des densités de probabilités empiriques de bruit de biais afin de déterminer les paramètres statistiques de (Eq. 2 - 25). Cette caractérisation a été réalisée pour l'environnement de la Figure 2 - 15, en envisageant des vitesses 1D maximales²⁴ de $1\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ à $4\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$, et des taux de rafraîchissement de 0.2s à 1s . A noter que seule l'évolution du plus fort trajet a été caractérisée, en supposant qu'il s'agissait là d'un trajet suffisamment représentatif. Aussi, l'utilisation des paramètres associés sera raisonnablement étendue à tout type de trajets et/ou d'autres stratégies de détections par la suite (Chapitre 5). Au regard de la Figure 2 - 16 et de la Figure 2 - 17, il apparaît clairement que les évolutions de W_G (et donc, $W_E = 1 - W_G$) et σ_G sont absolument conformes à l'intuition. Nous noterons par exemple comment W_G diminue lorsque le produit $dt \cdot v_{max}$ augmente, révélant la présence de transitions plus fréquentes lorsque la distance moyenne parcourue entre deux positions successives augmente.

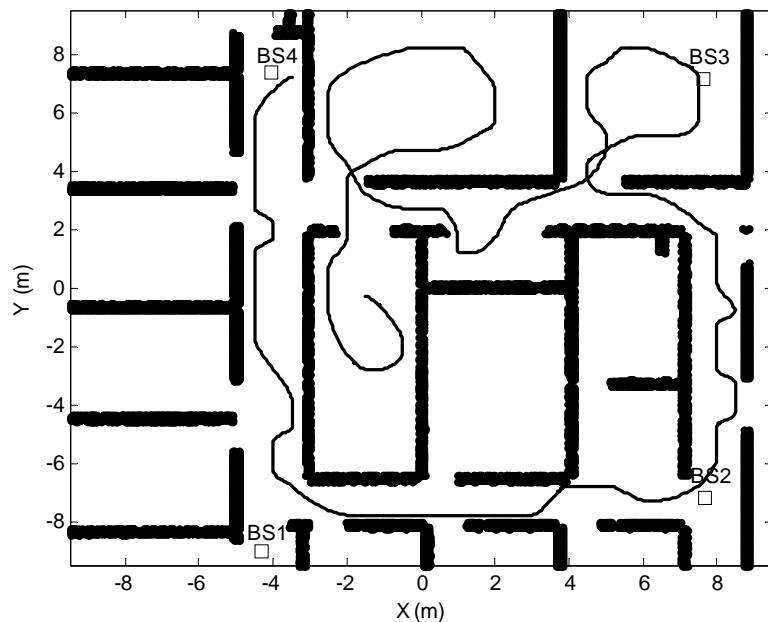


Figure 2 - 15 : Environnement indoor type pour la caractérisation des paramètres statistiques du modèle de bruit de biais (Eq. 2 - 25)

²²Nous « limitons » ici sciemment la puissance de l'outil de lancer/tracer de rayons ([4]), en se cantonnant aux seules réponses impulsionales (i.e. -non composites-) de canal. Nous nous basons donc uniquement sur une représentation en suite de Dirac, indépendamment de la bande et de la couche physique. Ces dernières seront de nouveau prises en considération avec l'algorithme de poursuite (Chapitre 5)

²³Nous rappelons que les processus sont ici discréétisés à pas de temps constant, comme nous le verrons au Chapitre 5.

²⁴Les vitesses 1D sont les vitesses maximales tolérées pour chacune des coordonnées cartésiennes x et y , conformément aux notations utilisées dans le Chapitre 5.

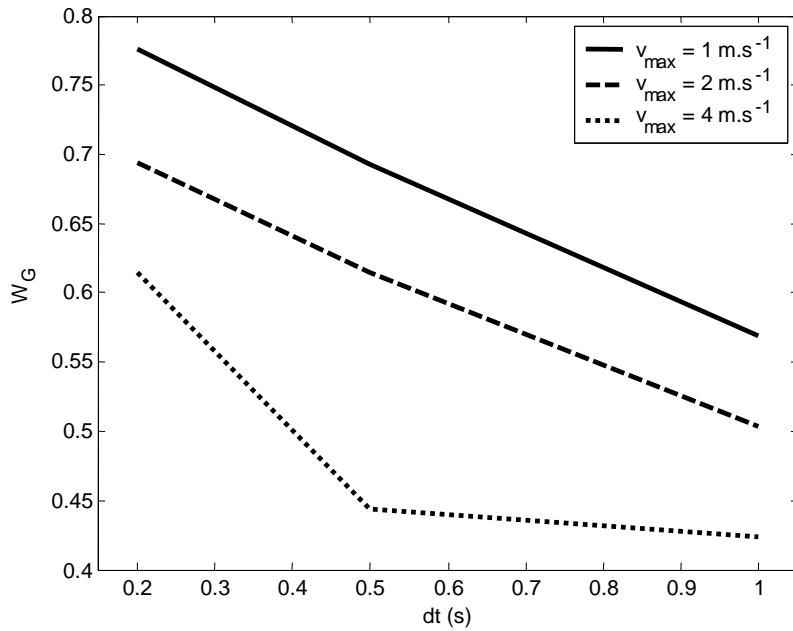


Figure 2 - 16 : Poids de la composante gaussienne dans le modèle en mixture de bruit de biais (Eq. 2 - 25), en fonction du taux de rafraîchissement et de la vitesse 1D maximale tolérée pour une stratégie de détection du plus fort trajet

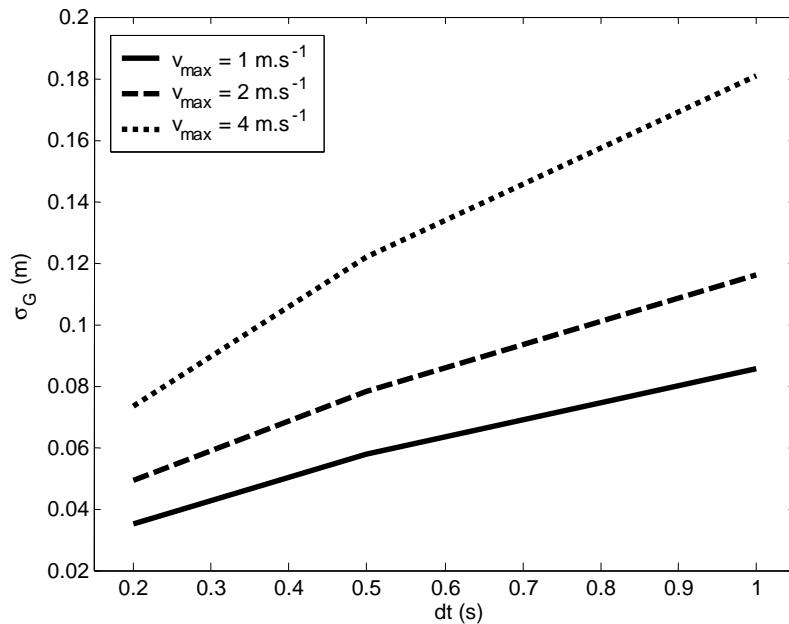


Figure 2 - 17 : Ecart type de la composante gaussienne du modèle en mixture de bruit de biais (Eq. 2 - 25), en fonction du taux de rafraîchissement et de la vitesse 1D maximale tolérée, pour une stratégie de détection du plus fort trajet

A titre de second exemple, des combinaisons (dt, v_{max}) menant à une même distance moyenne parcourue entre deux positions successives du nœud mobile donnent approximativement lieu à des paramètres σ_G et W_G similaires. De plus, une combinaison particulière $(dt, v_{max})_1$ mène à $\sigma_{G1} \approx ((dt, v_{max})_1$

$/(dt.v_{max})_2^{1/2} \sigma_{G2}$. Ce résultat nous fait dire que la variance associée à la composante gaussienne du bruit de biais est sensiblement proportionnelle à la distance parcourue hors transitions reconnues de ce biais (e.g. cas simple d'un mobile se déplaçant en ligne droite), et ce, par opposition au modèle statique (partie 2.2.5.1 de ce Chapitre) qui agglomèrera toutes les valeurs prises par le biais, transitions exponentielles comprises.

En fin de compte, μ_E semble relativement constant autour de 2m quel que soit le taux de rafraîchissement et la vitesse (avec seulement des fluctuations de quelques pourcents), ce qui nous incline à penser que l'amplitude des transitions²⁵ sporadiques survenues sur le biais suivent bien une seule et même distribution exponentielle, indépendamment de l'incrément spatial considéré. Un biais ne saurait en aucun cas être négatif dans notre modélisation, de sorte que toutes les occurrences négatives pourront être artificiellement forcées à zéro par la suite.

Concernant ce modèle, nous avons vu que la variance du bruit de biais b_k pour la composante gaussienne apparaît à première vue comme proportionnelle à k . Elle se trouverait donc non-stationnaire en l'absence de transition forte sur la valeur du biais. A ce sujet, il est important de noter que l'évolution en « marche aléatoire » retenue, tout du moins pour ce qui est de la composante gaussienne du bruit de biais, caractérise avant tout un comportement local ou « petite-échelle » du biais. En particulier, elle ne caractérise que son comportement entre deux événements de transition. Aussi, les algorithmes de poursuite qui seront proposés pas la suite (Chapitre 5) pourront procéder à une remise à jour adéquate de cette variance après détection d'éventuels événements de transition.

Enfin, le choix de retenir une composante exponentielle au sein de la mixture pour décrire les transitions constitue un nouveau parti pris de modélisation. Aussi, en dépit du bon accord trouvé entre les modèles théoriques posés *a priori* et les données expérimentales, d'autres modèles aussi judicieux (e.g. saut de Poisson,...) auraient tout aussi bien pu être adoptés.

²⁵Les variations brutales du biais résultent, nous le rappelons, de situations de blocage soudaines, ou encore du « saut » d'un trajet à un autre en raison de certaines occurrences de bruit qui peuvent faire en sorte que la détection soit différée, voire anticipée.

2.3. Propagation ULB mono-trajet en milieu extérieur – L'exemple de l'environnement enneigé

Dans cette partie, nous aborderons le problème de la modélisation de l'impact du canal de propagation ULB pour un environnement extérieur des plus spécifiques. Aussi, nous rapporterons les résultats d'une première campagne de sondage temporel du canal ULB réalisée dans un environnement enneigé. Dans l'optique d'adresser à la fois les problématiques de localisation et de communication dans un *scenario* d'avalanche, des liaisons radio ULB mixtes, mettant en jeu une antenne d'émission ensevelie et une antenne de réception aérienne, ont été caractérisées ([31]). A partir de ces mesures, nous proposerons des modèles simples de propagation ([32]). Ces modèles, qui s'appuient sur l'adaptation de concepts bande-étroite classiques et sur des résultats hérités de l'optique géométrique, visent à décrire les pertes moyennes de propagation subies par l'onde ULB, ainsi que le biais déterministe susceptible d'affecter le temps de vol (et donc la mesure de distance *in fine*) après la traversée du manteau neigeux. Les paramètres de modèle expérimentaux extraits des mesures ULB seront dans un premier temps confrontés à des résultats bande-étroite obtenus pour des conditions analogues de propagation. Nous formulerais enfin un certain nombre de recommandations pour des systèmes ULB bas-débit opérant dans ce type d'environnement. Le secours²⁶ aux victimes d'avalanche, basé sur de tels systèmes fonctionnant en dessous de 1GHz, constitue l'application la plus évidente en lien avec ces mesures et cette modélisation.

2.3.1. Modèles de propagation ULB avec antennes d'émission ensevelies

Les modèles que nous utilisons pour décrire la propagation des signaux ULB dans la neige reposent pour la majeure partie sur des résultats hérités de l'optique géométrique, ainsi que sur la généralisation de concepts habituellement dédiés aux signaux bande-étroite, à l'instar de la caractérisation des pertes de propagation moyennes dans le cas WPAN *indoor*. Dans ce qui suit, nous ferons systématiquement référence à la liaison radio décrite schématiquement sur la Figure 2 - 18. Cette représentation prétend figurer assez fidèlement une situation type de recherche de victime d'avalanche, impliquant un émetteur enseveli. La liaison ULB correspondante doit dans notre modélisation mettre en jeu un trajet réfracté unique²⁷.

²⁶Nous entendons par « secours » à la fois le relais d'informations physiologiques et de positionnement.

²⁷Nous savons depuis le début de ce chapitre qu'une telle représentation ne saurait être complètement conforme à la réalité.

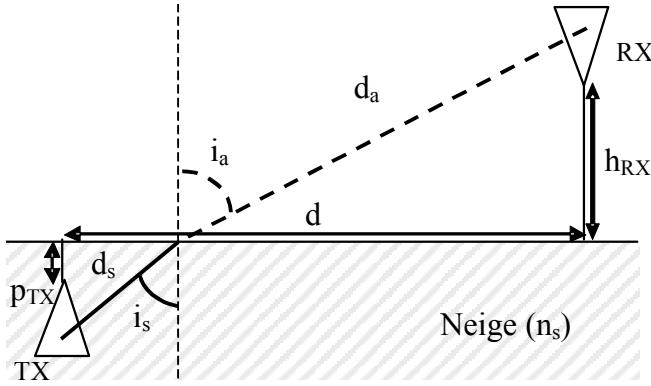


Figure 2 - 18 : Géométrie d'une liaison radio ULB impliquant une antenne d'émission ensevelie sous le manteau neigeux

2.3.1.1. Modèle de temps de vol

Dans l'optique de modéliser finement les métriques de radiolocalisation (TOA/TDOA) dans notre contexte de localisation ULB de victimes d'avalanches, le « biais » déterministe affectant le temps de vol estimé ou TOF pour *Time Of Flight*, et de manière équivalente les distances²⁸ estimées, doivent être correctement prise en compte. Ce soi-disant biais résulte en fait des effets cumulés de la traversée du manteau neigeux, et d'une approximation 2D d'un problème 3D.

En premier lieu, nous invoquons la loi de Snell-Descartes pour décrire le phénomène de réfraction à l'interface neige-air :

$$\sin(i_a) = n_s \sin(i_s) \quad (\text{Eq. 2 - 26})$$

où i_s (resp. i_a) est la déviation angulaire du rayon incident par rapport à la normale à l'interface dans la neige (resp. dans l'air), et n_s la partie réelle de l'indice de réfraction de la neige.

En conséquence, la distance au sol entre l'émetteur et le récepteur, qui pourrait être estimée par un système ULB est modélisée comme :

$$\tilde{d} = n_s \cdot d_s + d_a + \eta \quad (\text{Eq. 2 - 27})$$

où $\eta \sim N(0, \sigma_\eta^2)$ est une variable aléatoire gaussienne et centrée représentant l'incertitude sur les instants de détection (l'écart type est fonction du rapport signal à bruit et de la bande du signal), d_s (resp. d_a) la distance géométrique parcourue dans la neige (resp. dans air), n_s l'indice de réfraction de la neige.

A partir de (Eq. 2 - 26) et au prix de quelques développements trigonométriques supplémentaires, il est possible d'établir les expressions analytiques de d_s et d_a en tant que fonctions de l'indice de réfraction de la neige n_s , de la distance 2D réelle d , de la hauteur de l'antenne d'émission h_{RX} et de la profondeur d'ensevelissement de l'antenne de réception p_{TX} .

²⁸Le système de localisation que nous envisageons à pour vocation de détecter et positionner la victime dans le plan X-Y. La distance de référence, et qui sera considérée comme « réelle », est donc la distance au sol devant être parcourue par le sauveteur pour rejoindre la victime.

Par soucis d'alléger les notations, ces expressions ne seront pas développées ici mais simplement désignés par $d_s(d, h_{RX}, p_{TX}, n_s)$ et $d_a(d, h_{RX}, p_{TX}, n_s)$. Par ailleurs, notons que n_s représente en fait la partie réelle de l'indice complexe de réfraction, dans la mesure où la neige humide est un milieu particulièrement dispersif ([33] à [36]). Cependant, pour des paramètres diélectriques de neige classiques, la partie réelle de la permittivité peut être directement approximée par :

$$\epsilon_r \approx n_s^2 \quad (\text{Eq. 2 - 28})$$

2.3.1.2. Pertes de propagation

Comme dans le cas de la prédiction du temps de vol, l'utilisation de modèles d'atténuation réalistes est primordiale dans l'optique de spécifier la dynamique et la sensibilité des systèmes de localisation ULB pour des *scenarii* d'avalanche typiques. En s'appuyant sur la théorie géométrique de la réfraction, et sur la formule de Friis appliquée à la fréquence géométrique de l'impulsion transmise, et donc, au prix d'approximations bande-étroite supplémentaires, les pertes totale sur la puissance moyenne transmise peuvent être simplement modélisées comme (en supposant l'efficacité de réflexion et de polarisation des antennes égales à l'unité et le facteur de perte de polarisation nulle) :

$$A = E\left[\frac{P_{RX}}{P_{TX}}\right] = G_{TX}(i_s)G_{RX}(i_a)T^2(i_s, i_a)\left(\frac{c}{4\pi f_0 n_s d_s}\right)^2 \exp\left(-\frac{4\pi f_0 n'_s d_s}{c}\right)\left(\frac{n_s d_s}{n_s d_s + d_a}\right)^2 \quad (\text{Eq. 2 - 29})$$

où $G_{TX}(i_s)$ et $G_{RX}(i_a)$ sont les gains des antennes d'émission et de réception (fonctions des angles d'élévation respectifs, et donc, fonction des angles d'incidence et réfracté) ; $T(i_s, i_a)^2$ représente le coefficient de transmission en énergie de Fresnel dans le cas d'un champ magnétique transverse ou TM pour *Transverse Magnetic field* :

$$T(i_s, i_a)^2 = \left(\frac{2 \cos(i_s) \sin(i_a)}{\sin(i_s + i_a) \cos(i_s - i_a)}\right)^2 \frac{\cos(i_a)}{n_s \cos(i_s)}; \quad (\text{Eq. 2 - 30})$$

f_0 est la fréquence centrale définie comme $\sqrt{f_{\min} f_{\max}}$ avec f_{\min} et f_{\max} représentant respectivement les bornes inférieure et supérieure du spectre du signal ULB transmis (dans une définition à -10dB de la densité spectrale de puissance) ; $n_s d_s / (n_s d_s + d_a)$ représente le « transport » du champ électrique dans l'air depuis l'interface jusqu'à l'antenne de réception; enfin, n'_s est la partie imaginaire de l'indice de réfraction de la neige, responsable de pertes d'absorption supplémentaires. Le lien entre cette dernière et la partie imaginaire de la permittivité peut être établi comme :

$$n'_s = \text{Im}\left\{\sqrt{\epsilon_r + j\epsilon_i}\right\} \Leftrightarrow \epsilon_i = \sqrt{(2n'^2_s + \epsilon_r)^2 - \epsilon_r^2} \quad (\text{Eq. 2 - 31})$$

2.3.1.3. Réalisations réalistes et paramètres de modèle expérimentaux

2.3.1.3.1. Exploitation de mesures ULB temporelles en milieux enneigés

Une campagne de sondage temporel du canal ULB a été menée dans un environnement enneigé à près de 3000 m en juillet 2004. Cette campagne a fait l'objet d'une contribution auprès des instances de normalisation du standard bas-débit IEEE 802.15.4a ([31]). En l'absence d'une décision favorable récente émanant des instances de régulation européennes (ETSI pour *European Telecommunications Standards Institute*, [37]) concernant l'allocation de la partie basse du spectre (i.e. en dessous de 1GHz) pour des applications ULB de sécurité et/ou de surveillance à l'extérieur des bâtiments, ces mesures ont été réalisées dans la bande haute (i.e. entre 3.1GHz et 10.6GHz), sur la base du masque édicté par les instances de régulations américaines ou FCC ([14]). Bien que ce choix soit clairement moins favorable en terme d'atténuation, nous rappelons que l'objectif principal de l'étude est avant tout de valider un certain nombre d'hypothèses posées *a priori*, en gardant bien à l'esprit que les résultats obtenus pourront aisément être étendus aux composantes fréquentielles basses après coup.

- **Chaîne de mesure et environnements explorés**

Dans le cadre de ces mesures, un générateur d'impulsion a été associé à l'émission à deux filtres supplémentaires de mise en forme afin de générer une première impulsion dans la bande [3.1:4.5]GHz (définition à -10dB de la valeur maximale de la densité spectrale de puissance) et de fréquence centrale $f_0=3.8\text{GHz}$. Ensuite, à l'aide d'un amplificateur de puissance, la tension maximale de l'impulsion a été ajustée jusqu'à la tension crête d'une sinusoïde équivalente de puissance moyenne 30dBm. A l'autre bout de la chaîne de mesure, on trouve en réception un oscilloscope numérique large bande ou DSO (pour *Digital Sampling Oscilloscope*), doté d'un taux d'échantillonnage temps-réel de 20Gsps. Une interpolation supplémentaire en $\sin(x)/x$ a été appliquée afin de jouir d'une précision temporelle plus importante (jusqu'à 5ps). Pour des considérations de dynamique et de rapport signal à bruit, un amplificateur faible bruit ou LNA (pour *Low Noise Amplifier*) a été utilisé à l'entrée de l'oscilloscope et le signal reçu a été intégré sur 16 mesures successives. Enfin, les antennes d'émission et de réception, qui ont été reliées au reste de l'instrumentation à l'aide de câbles de 3 m de long, sont omnidirectionnelles, avec un gain nul de 2.9GHz à 12GHz dans la plan horizontal ([38]). Au final, ce sondeur temporel, qui se veut conforme au schéma de la Figure 2 - 18, dispose d'une dynamique de 74dB, avec un rapport signal à bruit supérieur à 25dB. Il permettrait par exemple de couvrir des scénarios en espace libre jusqu'à 30m. Une description beaucoup plus détaillée de la chaîne de mesure utilisée est disponible en [31] et [32].

La façon la plus commode de calibrer ce type de sondeur temporel consiste à réaliser préalablement une mesure de référence en chambre anéchoïque. Si les chaînes utilisées à l'émission jusqu'aux antennes sont rigoureusement identiques dans le cas des mesures de sondage et de référence, elles diffèrent en revanche en réception. Aussi, dans le cas de la mesure de référence comme dans celui de la campagne de mesures, tous les composants impliqués dans la chaîne en amont de l'oscilloscope doivent être déconvolus (câbles, amplificateurs...). Ces composants peuvent être préalablement

caractérisés dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Le signal final obtenu en chambre anéchoïque, et pour lequel les pertes de propagation (hormis les antennes) ont été compensées, sera considéré par la suite comme le signal de référence (Figure 2 - 19).

Enfin, bien que l'étude puisse facilement être généralisée à des configurations non-planes, l'environnement exploré à l'occasion de la campagne de mesures est raisonnablement considéré sans pente en première approximation (avec moins de 2° d'inclinaison), au regard des portées envisagées. L'épaisseur totale de neige pour cette expérimentation variait de 0.5m à 1.8m. Les antennes d'émission ont été systématiquement ensevelies sous la neige de façon à être en accord avec le mode actif de localisation à base de mesures de TDOA décrit dans le Chapitre 1. La profondeur p_{TX} de l'antenne enfouie était comprise entre 20cm et 1m, les distances 2D au sol d (plan X-Y) entre 2m à 6m, et la hauteur de l'antenne de réception h_{RX} a été fixée soit à 10cm soit à 1m. Le nombre total N_m de mesures réalisées s'élève à 30.

- **Réalisations réalistes**

Après un rapide examen des formes d'onde ULB obtenues avec une antenne d'émission ensevelie, le modèle à un rayon unique diffracté que nous présentions dans la partie 2.3.1 de ce Chapitre (Figure 2 - 18) nous semble plus que jamais réalistes.

En effet, comme nous pouvons nous en convaincre avec l'exemple de la Figure 2 - 19, la quasi-totalité des mesures réalisées fait apparaître que les formes d'onde transmises à travers le manteau neigeux sont assez peu dégradées et globalement préservées en réception, notamment par rapport au cas de l'espace libre. De surcroît, le support temporel ou l'étalement de l'impulsion demeure également inchangé.

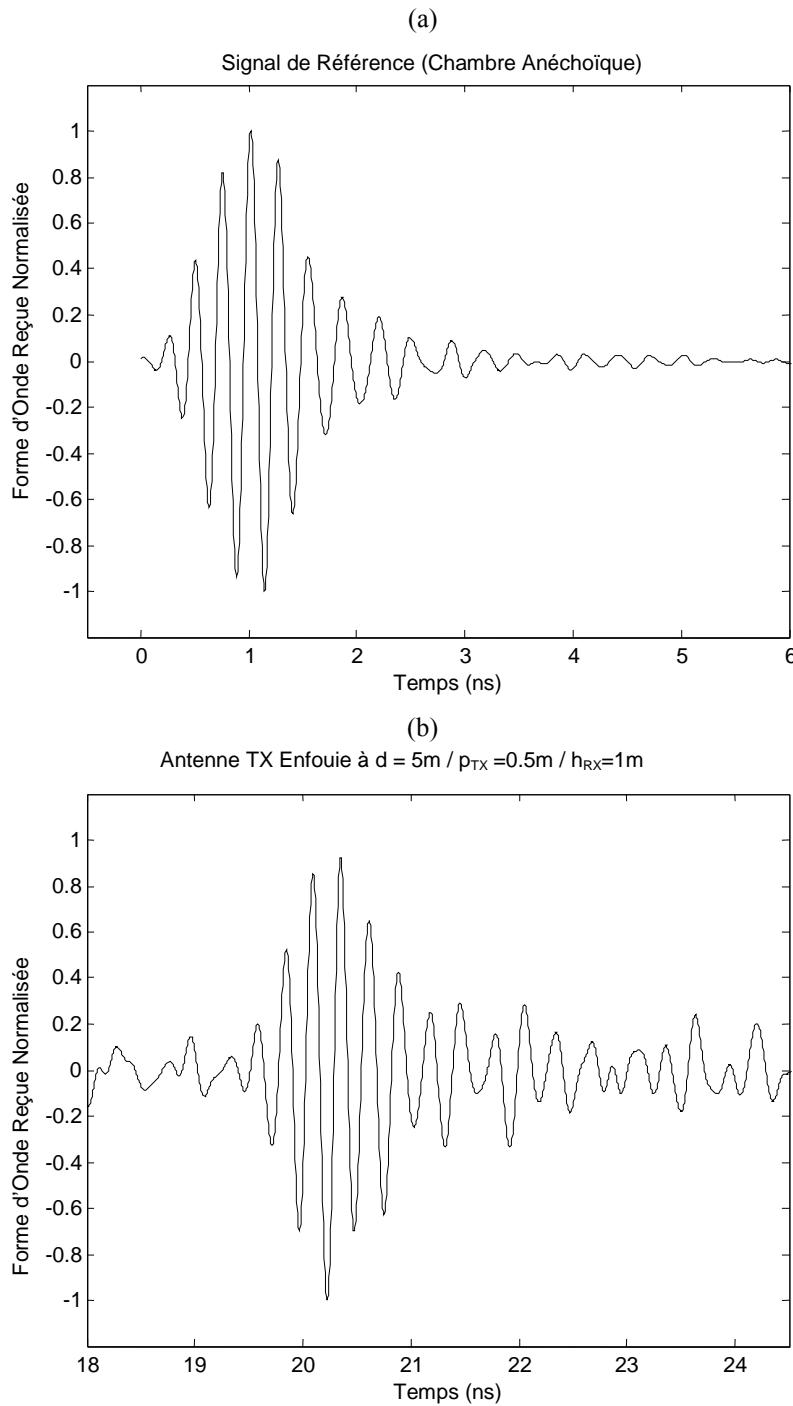


Figure 2 - 19 : Signal de référence normalisé obtenu en chambre anéchoïque (a), et exemple de signal reçu avec une antenne d'émission ensevelie (b) à $d=5\text{m}$, avec $h_{RX}=1\text{m}$ et $p_{TX}=0.5\text{m}$

2.3.1.3.2. Paramètres de modèle expérimentaux

- ***Partie réelle de la permittivité de la neige et pseudo-distances***

Pour chacune des N_m mesures réalisées, le temps d'arrivée des impulsions a été estimé en déterminant la position temporelle du maximum de la fonction d'intercorrélation entre le signal de référence et le signal reçu (Figure 2 - 19). Il serait tout à fait légitime d'objecter qu'une telle méthode n'est pas pleinement satisfaisante pour caractériser le comportement d'un récepteur réel ULB. Toutefois, un

large panel de techniques alternatives (détection d'amplitude, d'énergie, etc.) ont donné lieu à des résultats tout à fait similaires. L'acquisition au niveau de l'oscilloscope étant par ailleurs déclenchée par le générateur d'impulsion, il a donc été possible après calibration à partir de la référence en chambre anéchoïque d'associer aux temps d'arrivée les pseudo-distances correspondantes \tilde{d}_i , $i=1..N_m$.

Une procédure d'optimisation (Eq. 2 - 32) au sens des moindres carrés a ensuite été mise en œuvre afin de déterminer la valeur expérimentale de la partie réelle de l'indice de réfraction de la neige donnant lieu au meilleur accord entre le modèle *a priori* (Eq. 2 - 27) et ces donnés \tilde{d}_i .

$$n_{s,opt} = \arg \min_{\hat{n}_s} \sum_{i=1}^{N_m} (\tilde{d}_i - \hat{n}_s d_s(d_i, h_{RX,i}, p_{TX,i}, \hat{n}_s) - d_a(d_i, h_{RX,i}, p_{TX,i}, \hat{n}_s))^2 \quad (\text{Eq. 2 - 32})$$

Le test de non-gaussianité de Lilliefors appliqué aux résidus issus de l'optimisation s'est avéré ne pas être significatif aux seuils de 1% à 20%, de sorte qu'une hypothèse gaussienne pour η ne puisse être rejetée pour (Eq. 2 - 27) (Figure 2 - 20). En fin de compte, l'écart type empirique des résidus a également été calculé sous cette dernière hypothèse gaussienne.

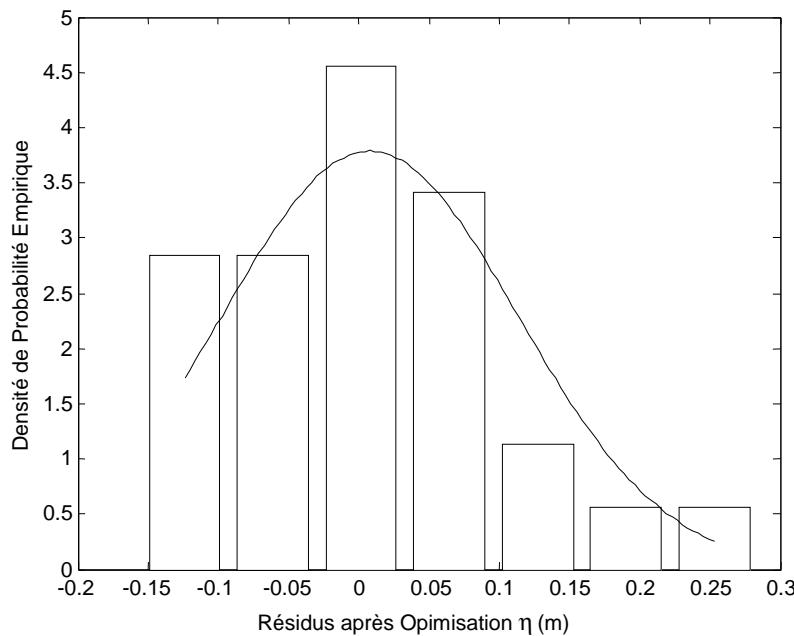


Figure 2 - 20 : Résidus obtenus sur les pseudo-distances après optimisation à partir des mesures ULB

Lorsque nous considérons les résultats expérimentaux reportés dans le Tableau 2 - 2, la partie réelle de la permittivité de la neige (responsable, nous le rappelons, d'une surestimation des distances estimées) est absolument conforme aux résultats attendus pour une situation bande-étroite équivalente. En effet, des études de propagation menées avec une fréquence pure de 3.78GHz ([33] à [36]) pour ces mêmes conditions de neige humide ont donné lieu à une permittivité réelle de $\epsilon_r=3.8$ (resp. 2.7), avec une densité de fraction sèche de 0.5g/cm^3 une teneur en eau de 12% (resp. 6%). Il est important de

noter que la campagne de mesure a été réalisée en juillet, c'est-à-dire dans des conditions de « neige d'été ». Comme la permittivité dépend directement de la densité de neige humide, ces conditions représentent clairement un pire cas, tant au niveau de l'atténuation que de l'estimation du temps de vol. Pendant cette période de l'année, le manteau neigeux est en effet sujet à des cycles de transformation liés aux variations importantes de température enregistrées dans une même journée. Aussi, ces phénomènes sont particulièrement visibles sur les résultats obtenus entre 11h30 et 13h30 à mesure que la neige devient plus humide. Au bout du compte, quelle que soit la série de mesures considérée, l'écart type des résidus obtenus après optimisation est approximativement constant, et sensiblement conforme aux résolutions attendues pour la bande [3:5]GHz de mesure. Ce dernier résultat tend à conforter encore davantage les hypothèses simples de propagation retenues.

	Toutes les mesures	9h30 à 11h00	11h30 à 13h00	13h00 à 13h30
$n_{s,opt}$	1.6931	1.6713	1.6679	1.9667
$\tilde{\epsilon}_r$	2.8666	2.7932	2.7819	3.8678
σ_η	0.1053	0.0710	0.1088	0.1280

Tableau 2 - 2 : Valeurs expérimentales pour la partie réelle de l'indice de réfraction de la neige et permittivité réelle associée (à partir de mesures ULB réalisées dans la neige dans la bande [3:5]GHz)

- **Partie imaginaire de la permittivité de la neige et pertes de propagation**

Au-delà de l'étude portant sur les temps de vol, nous proposons également d'exploiter la campagne de mesures pour valider le modèle de pertes de propagation proposé en 2.3.1.2. Les pertes moyennes ont été empiriquement calculées en formant le rapport entre l'énergie estimée du signal reçu \tilde{E}_{rec} par rapport à l'énergie du signal de référence²⁹ E_{ref} pour lequel les pertes de propagation ont déjà été compensées:

$$\tilde{A}_{dB} = \tilde{E}_{rec}/E_{ref} \quad (\text{Eq. 2 - 33})$$

Pour l'ensemble des mesures, les gains des antennes d'émission et de réception en (Eq. 2 - 29) ont été prise en compte pour leur élévation propre, dépendant des angles incident et réfracté. En fin de compte, de manière à déterminer la valeur expérimentale de la partie imaginaire de la permittivité de la neige donnant lieu au meilleur accord entre le modèle *a priori* (Eq. 2 - 29) et les réalisations \tilde{A}_{dbi} , $i=1..N_m$, une optimisation au sens des moindres carrés a été menée dans ce cas également.

²⁹Le signal de référence a été obtenu en chambre anéchoïque à une distance parfaitement maîtrisée et qui plus est, avec des antennes comprises dans un même plan, i.e. avec des angles d'élévation de 90° pour lesquels le gain est nul. Le signal obtenu a alors été normalisé en énergie pour compenser uniquement l'effet des pertes de propagation. Après normalisation, seules subsistent donc au niveau du signal de référence les pertes liées aux composantes radio fréquence des chaînes d'émission et de réception, antennes comprises (même si leur gain est en l'occurrence nul sous l'élévation considérée).

$$n'_{s,opt} = \arg \min_{\hat{n}'_s} \sum_{i=1}^{N_m} (\tilde{A}_{dB_i} - A_{dB}(d_i, h_{RX,i}, p_{TX,i}, n_{s,opt}, \hat{n}'_s))^2 \quad (\text{Eq. 2 - 34})$$

Au même titre que la partie imaginaire de l'indice de réfraction, les paramètres de modèle obtenus, qui sont reportés dans le Tableau 2 - 3, semblent en accord avec les résultats bande-étroite attendus pour une fréquence égale à la fréquence géométrique de l'impulsion ULB transmise ([33] à [36]). Ces résultats font en effet état de $\varepsilon_i=0.27$ (resp. 0.68) à 3.78GHz pour une densité de fraction sèche de 0.5g/cm³, et une teneur en eau de 6% (resp. 12%).

	Toutes les données	9h30 à 11h00	11h30 à 13h00	13h00 à 13h30
$n'_{s,opt}$	0.0866	0.0718	0.1062	0.1336
$\tilde{\varepsilon}_i$	0.2928	0.2355	0.3499	0.6588

Tableau 2 - 3 : Valeur expérimentale pour la partie imaginaire de l'indice de réfraction de la neige permittivité imaginaire associée (à partir des mesures réalisées dans la neige dans la bande [3:5]GHz)

2.3.2. Implications pour les systèmes de localisation ULB dans les environnements enneigés

En considérant que les modèles de propagation proposés, et en particulier les approximations bande-étroite- se trouvent confortés et légitimés par des résultats expérimentaux conformes à nos attentes, nous souhaitons maintenant élargir la discussion, avec la prédition du comportement des pseudo-distances estimées et des pertes de propagation pour différentes bandes de fonctionnement ULB. Les quelques considérations qui suivent comprennent quelques recommandations et soulignent les enjeux majeurs pour les systèmes ULB de localisation/communication bas-débit susceptible d'opérer sur le théâtre d'avalanches.

2.3.2.1. Atténuation et sensibilité des dispositifs ULB

En guise de première illustration, les pertes moyennes de propagation calculées d'après (Eq. 2 - 29) en fonction de la distance d , ont été confrontées aux pertes d'un *scenario* d'espace libre pour des fréquences géométriques de $f_0=0.5$ GHz (Figure 2 - 21, a)) et $f_0=3.8$ GHz (Figure 2 - 21, b)). Ces exemples de fréquences géométriques correspondent approximativement à l'occupation par des systèmes ULB des bandes basse (e.g. entre 100MHz et 1GHz) et haute (typiquement, entre 3.1GHz et 5.1GHz) du spectre, sur la base de la définition du masque de la FCC ([14]). De plus, comme les pertes d'absorption ne dépendent pas réellement de la densité de fraction sèche de la neige, la valeur assez représentative de 0.5g/cm³ a été retenue. En fin de compte, les antennes sont supposées isotropes, à une profondeur de $p_{TX}=1$ m à l'émission et une hauteur de $h_{RX}=1$ m en réception.

En considérant les courbes de la Figure 2 - 21, b), les composantes fréquentielles les plus hautes souffrent de pertes de propagation importantes, qui dépendent fortement de la teneur en eau de la neige w_p . En effet, de forts pourcentages en eau (conformes aux conditions réalistes de neige rencontrées au sein des avalanches « de fonte ») donnerait lieu à des atténuations rédhibitoires, et ce

même à courte portée (e.g. avec plus de 130dB de pertes à 10m pour $w_p=6\%$). Seule l'hypothèse de neige « sèche » semble être viable (e.g. avec 90dB de pertes à 20m pour $w_p=2\%$) dans cette gamme de fréquences.

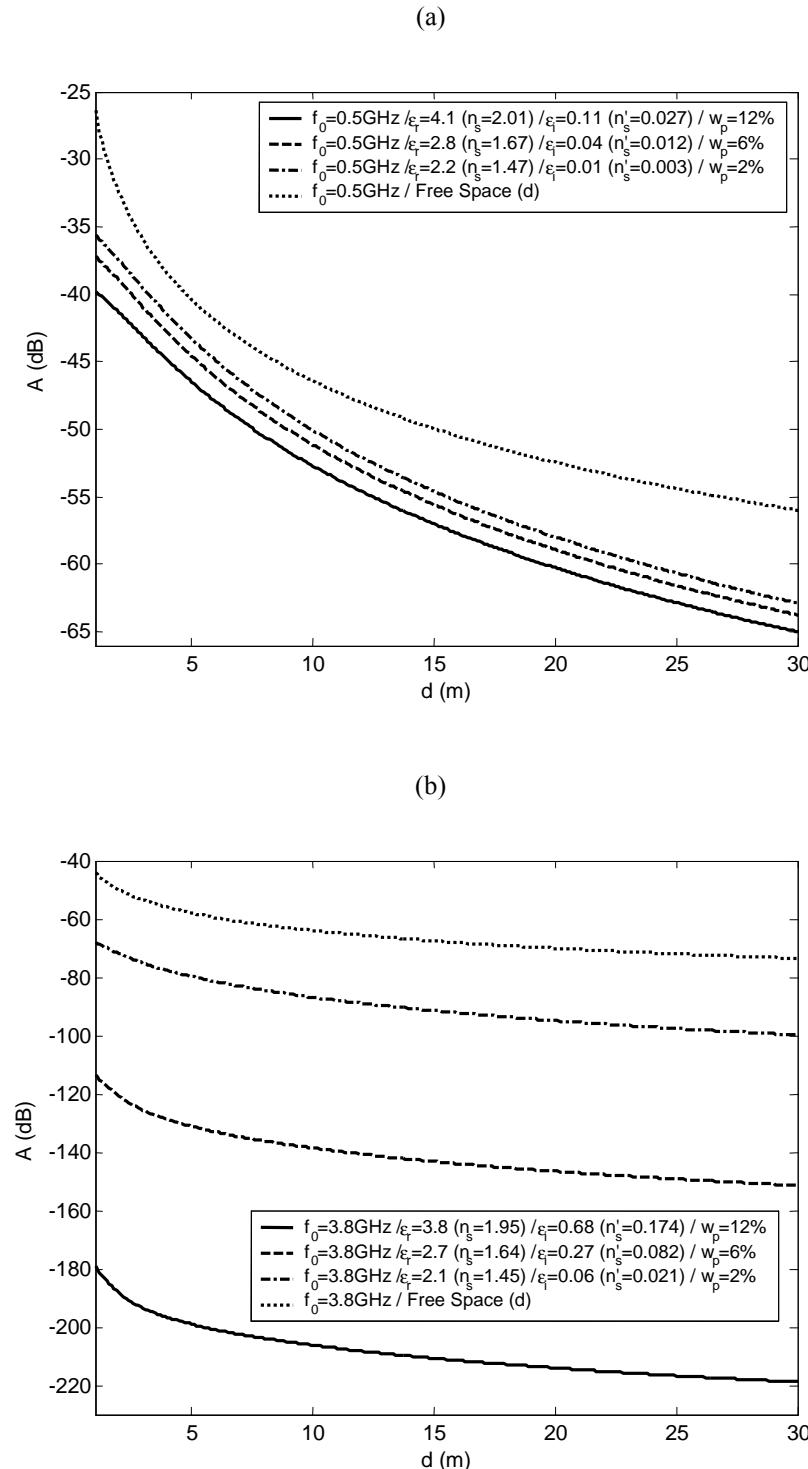


Figure 2 - 21 : Pertes de propagation moyennes subies par une forme d'onde ULB pour des fréquences géométriques de $f_0=0.5\text{GHz}$ (a) et $f_0=3.8\text{GHz}$ (b), avec une antenne d'émission enfouie sous la neige à $p_{TX}=1\text{m}$ et une antenne de réception à une hauteur de $h_{RX}=1\text{m}$, en fonction de la portée d , et des paramètres diélectriques de la neige (d'après Eq. 2 - 29)

De plus, la large dispersion rencontrée dans les valeurs d'atténuation pourrait rendre délicate l'adaptabilité de la sensibilité des récepteurs ULB pour des applications réelles. *A contrario*, les composantes fréquentielles les plus basses (i.e. en dessous de 1GHz) semblent être largement plus favorables (Figure 2 - 21, a)) en terme d'atténuation, quelle que soit l'humidité de la neige (e.g. avec 65dB à 30m pour un pire cas avec $w_p=12\%$). Finalement, un écart sensiblement constant, et de l'ordre de 4/5 dB, est observé entre les meilleur et pire cas, ce qui nous semble de nature à faciliter grandement l'ajustement des grandeurs du système (e.g. paramètres de modulation) et la mise en œuvre de liaison adaptative. Cependant, alors que nous recommandons l'usage de systèmes ULB en dessous de 1GHz pour la localisation de victimes d'avalanche, quelques points durs subsistent. Typiquement, la question de la réglementation en Europe dans le cas d'applications liées à la sécurité dans la bande basse, apparaît comme un verrou ([37]). Une autre difficulté majeure repose bien entendu dans la capacité à réaliser des antennes ULB compactes dans la gamme de fréquences considérée.

2.3.2.2. Mesure des temps d'arrivée et positionnement

A titre de second exemple, la Figure 2 - 22 illustre à partir de la relation (Eq. 2 - 27) le comportement moyen des pseudo-distances estimées ($d_a + n_s \cdot d_s$) ainsi que les premières dérivées, en fonction de la distance d . Il convient à ce stade de remarquer que la partie réelle de la permittivité de la neige est sensiblement constante avec la fréquence, de sorte que les résultats présentés sont indifféremment valables pour les parties hautes ou basses du spectre.

Comme nous pouvions nous y attendre (Figure 2 - 22, a)), l'indice de réfraction a un impact substantiel sur les pseudo-distances lorsque la profondeur d'ensevelissement devient significative. Dans ce cas, une connaissance, ne serait-ce qu'assez grossière (e.g. en fonction de la saison) des conditions de neige rencontrées pourrait bien être requise pour compenser les « biais » déterministes affectant les mesures de pseudo-distances. De plus, pour des valeurs typiques de p_{TX} et h_{RX} , la pseudo-distance estimée souffre de variations importantes à très courte portée (Figure 2 - 22, b)). Dès lors, comme la distance d augmente, le soi-disant « biais » total devient asymptotiquement constant et égal à la profondeur d'ensevelissement.

Comme nous le verrons par la suite (Chapitre 4), la connaissance *a priori* de la dynamique des mesures de pseudo-distances avec la distance réelle doit permettre à un algorithme de positionnement de jouir d'une précision nettement plus importante que des algorithmes « aveugles ».

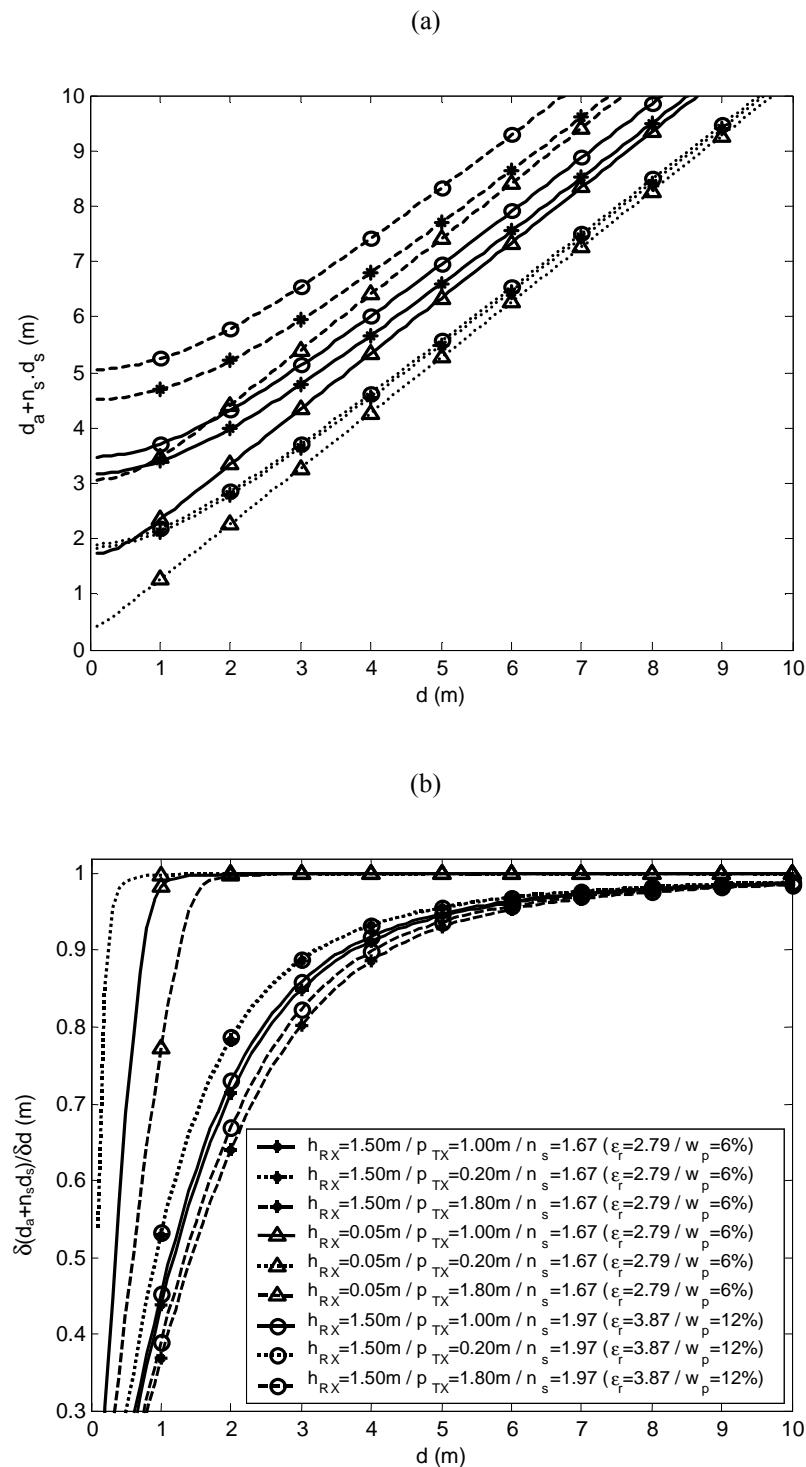


Figure 2 - 22: Pseudo-distances estimées (a) et premières dérivées (b) en fonction de la distance d , de la profondeur p_{TX} , de la hauteur h_{RX} , et des paramètres diélectriques (d'après (Eq. 2 - 27))

2.4. Conclusion

Dans ce deuxième Chapitre, nous avons tout d'abord évoqué les grands types d'interaction susceptibles d'affecter la forme d'onde ULB à l'intérieur des bâtiments, en discutant leur impact sur l'estimation des distances dans le problème de radiolocalisation. Nous sommes également revenus sur les modèles statistiques de canaux ULB les plus communément usités. Au regard de ces derniers, nous avons jugé qu'une modélisation alternative des erreurs directement imputables au canal (ou de manière équivalente, des distances estimées) s'imposait. Un premier modèle statique a donc été proposé pour les milieux *indoor*. Le modèle de base s'appuie sur une mixture permettant de tenir compte à la fois de la configuration de canal et de la distance réelle. Nous avons ensuite choisi d'exploiter, à l'aide d'un algorithme haute-résolution, une campagne de mesures fréquentielles réalisées dans la bande [2:6]GHz dans des environnements représentatifs. Les résultats expérimentaux obtenus nous ont permis d'une part de nous donner des paramètres de modèle réalistes, et d'autre part d'illustrer l'importance de la stratégie observée en réception concernant le type de trajets sélectionnés. En particulier, nous avons montré comment la sélection du premier trajet observable s'imposait en situation de non-visibilité, afin de limiter l'erreur commise sur les distances estimées. Nous avons enfin envisagé une modélisation dynamique du biais en milieu *indoor*, en optant pour une forme de « marche aléatoire ». Des paramètres de modèle ont là aussi été déterminés à partir de simulations issues d'un outil déterministe de prédiction de la propagation. Dans un second temps, en nous basant sur des mesures temporelles ULB réalisées avec une antenne d'émission ensevelie sous la neige, nous avons établi et validé des modèles de propagation simples permettant de décrire le comportement des pseudo-distances estimées en fonction de la géométrie, et des caractéristiques diélectriques du manteau neigeux.

Compte tenu de la nature des erreurs que nous avons pu mettre en évidence pour chacun des environnements envisagés, nous estimons qu'une attention particulière doit être portée pour l'appropriation d'une forme de « connaissance *a priori* » (i.e. une prise en compte du canal, et une modélisation précise des métriques) dans le problème de localisation ULB. Nous estimons aussi que cet effort doit avantageusement accompagner les tentatives d'amélioration des performances intrinsèques des systèmes ULB (algorithmes de détection, architecture, etc.), comme nous le verrons au Chapitre suivant. Enfin, nous prétendons que les différents modèles que nous avons proposés sont de nature à étayer des stratégies de positionnement et de poursuite adaptées dans le contexte ULB, comme nous le verrons dans les Chapitres 4 et 5.

2.5. Références bibliographiques du Chapitre 2

- [1] B. Uguen, F. Tchoffo-Talom, "Site-Specific UWB Channel Modeling", *UWB Summit*, Bercy, décembre 2003
- [2] I. Opperman, M. Hämäläinen, J. Linatti, "UWB, Theory and Applications", Wiley, 2004
- [3] I. Opperman, "UWB Positioning Systems", *UWB Summit*, Bercy, décembre 2003
- [4] F. Tchoffo-Talom, B. Uguen, E. Plouhinec, G. Chassay, "A site-Specific Tool for Ultra Wideband Channel Modeling", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004
- [5] F. Tchoffo-Talom, B. Uguen, F. Sagnard, E. Plouhinec, G. Chassay, "Study of Interactions Effects on Ultra Wideband Signals Propagation", *International Workshop on UWB Systems*, Oulu, juin 2003
- [6] B. Uguen, E. Plouhinec, Y. Lostanlen, G. Chassay, "A Deterministic Ultra Wideband Channel Modeling", *IEEE conference on Ultra Wideband Systems and Technologies 2002*, pp. 1-5, Baltimore, mai 2002
- [7] M. Hassan-Ali, K. Pahlavan, "A New Statistical Model for Site-Specific Indoor Radio Propagation Prediction Based on Geometric Optics and Geometric Probability", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.1, no.1, janvier 2002
- [8] R. C. Qiu, "A Study of the Ultra-Wideband Wireless Propagation Channel and Optimum UWB Receiver Design", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, is. 9, pp. 1628-1637, décembre 2002
- [9] F. Molish, J. R. Foerster, M. Pendergrass, "Channel Models for Ultra Wideband Personal Area Networks", *IEEE Personnal Communications Magazine*, vol. 10, pp. 14-21, décembre 2003
- [10] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, "Antennas for All Applications", Third Edition, McGraw- Hill, pp. 36-37, 2002
- [11] A. F. Molish et al., "A Comprehensive Model for Ultrawideband Propagation Channels", à paraître
- [12] A. F. Molish et al., "IEEE 802.15.4a Channel Model – Final Report", *Rapport Technique IEEE 802.15-04-0662-02-004a*, 2005
- [13] R. C. Qiu, I. Lu, "Multipath Resolving with Frequency Dependence for Broadband Wireless Channel Modeling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, is. 1, pp. 273-285, janvier 1999
- [14] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", *Federal Communications Commission*, adopté en février 2002, révisé en avril 2002
- [15] A. Saleh, R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128-137, février 1987
- [16] J. Foerster et al., "IEEE 802.15.3a Channel Modeling Sub-committee Report", *Rapport Technique IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, février 2003
- [17] S. Dubouloz, M. Pelissier, B. Denis, M. Sambuq, L. Ouvry, "Energy Characteristics of UWB Channel Models Applied to System Design", *IEEE International Conference on Ultra-wideband*, Zurich, septembre 2005
- [18] M. Sambuq, "Modélisation et Performances d'une Architecture de Réception Non-Cohérente de Signaux ULB", Mémoire de projet de fin d'Etude, CEA/LETI-ENAC, juillet 2005

- [19] B. Alavi, K. Pahlavan, "Modeling of the Distance Error for Indoor Geolocation", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2003*, vol. 1, pp. 668-672, mars 2003
- [20] B. Alavi, K. Pahlavan, "Bandwidth Effect on Distance Error Modeling for Indoor Geolocation", *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2003*, vol. 3, pp. 2198-2202, septembre 2003
- [21] J. Keignart, N. Daniele, "Channel Sounding and Modeling for Indoor UWB Communications", *IWUWBS 2003*, Oulu, juin 2003
- [22] B. Denis, J. Keignart, N. Daniele, "Impact of NLOS Propagation upon Ranging Precision in UWB Systems", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies*, pp. 379-383, Reston, novembre 2003
- [23] B. Denis, N. Daniele, "NLOS Ranging Error Mitigation in a Distributed Positioning Algorithm for Indoor UWB Ad-Hoc Networks", *International Workshop on Wireless Ad hoc Networks 2004*, Oulu, mai 2004
- [24] S. Marco, "Les Méthodes à Hautes Résolutions", Edition Hermès, 1998
- [25] B. Denis, J. Keignart, "Post-processing Framework for Enhanced UWB Channel Modeling from Band-limited Measurements", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies*, Reston, pp. 260-264, novembre 2003
- [26] G. R. Opshaug, P. Enge, "GPS and UWB for Indoor Navigation", *ION GPS 2001*, Salt Lake City, septembre 2001
- [27] R.J. Fontana, "Experimental Results from an Ultra Wideband Precision Geolocation System", *EuroEM*, Edinburgh, mai 2000
- [28] S. Al-Jazzar, J. Caffery, Jr., "ML & bayesian TOA Location Estimators for NLOS Environments", *IEEE Vehicular Technology Conference 2002-Fall*, Vancouver, vol. 2, pp. 1178 – 1181, septembre 2002
- [29] M. Najjar, J. M. Huerta, J. Vidal, J. A. Castro, "Mobile Location with Bias Tracking in Non-Line-Of-Sight", *IEEE ICASSP'04*, Montreal, vol. 3, pp. iii-956-9, mai 2004
- [30] A. Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", McGraw-Hill International Edition, Electrical Engineering Series, Second Edition, pp. 212-213, 1984
- [31] J. Keignart, N. Daniele, "UWB Channel Measurements in Snow Covered Environment", *Cont. 15-04-0449-00-004a*, Channel Subcommittee IEEE802.15.4a, août 2004
- [32] B. Denis, J. Keignart, N. Daniele, "UWB Measurements and Propagation Models for Snowy Environments", *IEEE International Conference on Ultra-wideband*, Zurich, Suisse, septembre 2005
- [33] M. Tiuri, A. Sihvola, E. Nyfors, M. Hallikainen, "The Complex Dielectric Constant of Snow at Microwave Frequencies", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 9, is. 5, pp. 377-382, décembre 1984
- [34] C. Matzler, H. Aebsicher, E. Schanda, "Microwave Dielectric Properties of Surface Snow", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 9, is. 5, pp. 366-371, décembre 1984
- [35] M. Hallikainen, F. Ulaby, M. Abdelrazik, "Dielectric Properties of Snow in the 3 to 37 GHz Range", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, Is. 11, pp. 1329-1340, novembre 1986
- [36] C. Matzler, "Microwave Permittivity of Dry Snow", in *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, vol. 34, is. 2, pp. 573-581, mars 1996
- [37] <http://www.etsi.org/>
- [38] C. Delaveaud, J. Keignart, "UWB Antennas", *Ultra Wide Band Summit 2003*, Bercy, décembre 2003

Chapitre 3 : Détection des impulsions ULB

" Caligula : - Tu penses que je suis fou.

Helicon : - Tu sais bien que je ne pense jamais,
je suis bien trop intelligent pour ça.

Caligula : - Oui, enfin ! Mais je ne suis pas fou
et même je n'ai jamais été aussi raisonnable.
Simplement, je me suis senti tout d'un coup un
besoin d'impossible."

Albert Camus, Caligula, 1944

3.1. Introduction

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, les métriques de radiolocalisation préconisées dans le contexte ULB sont de nature temporelle. Le problème général de l'estimation du temps d'arrivée d'une impulsion ULB peut alors se réduire concrètement au niveau du récepteur à un problème de détection. Dans ce troisième Chapitre, nous nous intéresserons à des architectures de récepteur ULB bas-coût et basse-consommation dans ce contexte. Puisque la détectabilité du premier trajet observable peut s'avérer critique en fonction de la sensibilité de ces récepteurs, nous porterons plus particulièrement notre attention sur des considérations énergétiques. L'évaluation de deux grandes familles de récepteurs constitue par ailleurs un autre parti pris de l'étude. Nous envisagerons d'une part l'exemple d'une architecture cohérente à échantillonnage rapide et quantification sur un bit, et d'autre part une architecture non-cohérente basée sur l'intégration de l'énergie disponible dans des fenêtres de courte durée. En raison de leur caractère sous-optimal, nous verrons que ces solutions permettent de préserver une faible complexité.

Dans un premier temps, nous ferons un bref rappel sur les techniques traditionnelles de détection/estimation des impulsions ULB dans le contexte de radiolocalisation. Nous proposerons ensuite un cadre général d'évaluation des architectures, en définissant notamment les critères de détection, les formes d'ondes, et les types d'environnement étudiés. Nous présenterons par la suite chacune des deux architectures, en établissant les expressions analytiques des probabilités de détection en présence de bruit conditionnées à une position temporelle du détecteur et à une réalisation de canal. Enfin, nous intégrerons des modèles semi-analytiques tenant compte de manière plus réaliste de la contribution énergétique du canal (e.g. la modélisation de la contribution énergétique relative du premier trajet). A cette occasion, nous évaluerons l'influence de certains paramètres critiques en lien avec la modulation ou le système (bande, période de répétition des impulsions, nombre d'intégrations ou d'accumulations...).

3.2. Techniques classiques de détection des impulsions dans un contexte d'estimation de temps d'arrivée

Nous commençons par rappeler que les signaux ULB transmis sont généralement composés de trains d'impulsions de courte durée codées et/ou modulées. Conformément à une description classique de ces signaux impulsionnels, nous considérons alors l'exemple d'une séquence $s(t)$ non-modulée, codée en amplitude et en position :

$$s(t) = \sum_{j=0}^{L-1} a_j p(t - jT_f - c_j T_c) = p(t) * \sum_{j=0}^{L-1} a_j \delta(t - jT_f - c_j T_c) = p(t) * b(t) \quad (\text{Eq. 3 - 1})$$

où $*$ représente le produit de convolution.

Cette séquence, qui peut par exemple représenter un préambule de synchronisation connu, se compose d'une série de L impulsions unitaires $p(t)$ émises à la période nominale T_f ou période de répétition des impulsions (PRP pour *Pulse Repetition Period*). L'amplitude (e.g. la polarité) et le décalage temporel par rapport à la position nominale (saut en temps ou TH pour *Time Hopping*) de ces impulsions sont respectivement définis par les séquences de code $\{a_j\}$ et $\{c_j\}$. T_c représente la durée des intervalles de temps adressables par une impulsion particulière au sein d'une même PRP.

Dans un *scenario* mono-trajet simple, nous supposons alors que le signal reçu $r(t)$ correspond à une version de $s(t)$ atténuee, retardée d'un délai τ , et affectée par un bruit additif gaussien et centré $n(t)$ de puissance σ^2 :

$$r(t) = \alpha s(t - \tau) + n(t) \quad (\text{Eq. 3 - 2})$$

Dans ce qui suit, sans perte de généralité et afin d'alléger les notations, nous posons $\alpha=1$.

Sous de telles hypothèses, le détecteur au sens du *maximum* de vraisemblance de la séquence reçue $r(t)$ se base sur l'interprétation de la fonction d'intercorrélation de $r(t)$ avec le signal de référence attendu $s(t)$. Par conséquent, l'estimateur $\hat{\tau}$ du temps d'arrivée τ de la séquence d'impulsions est déterminé comme la valeur de décalage temporel qui maximise cette fonction de corrélation ([1]) :

$$\hat{\tau} = \arg \max_t x(t) \quad (\text{Eq. 3 - 3})$$

où

$$x(t) = r(t) * s(-t) = y(t) + w(t) \quad (\text{Eq. 3 - 4})$$

et

$$y(t) = R_{pp}(t) * R_{bb}(t) * \delta(t - \tau) \quad (\text{Eq. 3 - 5})$$

$R_{pp}(t)$ et $R_{bb}(t)$ sont respectivement les fonctions d'autocorrélation de l'impulsion $p(t)$ et de la séquence de code $b(t)$.

Nous notons par ailleurs que $R_{pp}(0)=E_p$ (énergie de l'impulsion unitaire) et que $R_{bb}(0)=L$ (nombre d'impulsions comprises dans la séquence¹ transmise). La valeur maximale prise par $y(t)$ est obtenue pour $t=\tau$, c'est-à-dire lorsque $y(\tau)=E_p L$. Par ailleurs, sous les hypothèses de bruit considérées, $w(t)$ est un processus aléatoire gaussien centré de variance $E_p L \sigma^2$.

En pratique, la fonction d'intercorrélation (Eq. 3 – 4) peut être implémentée à l'aide d'un filtre analogique adapté à la séquence $s(t)$ ([1] et Figure 3 - 1), ou encore sous la forme d'un corrélateur glissant.

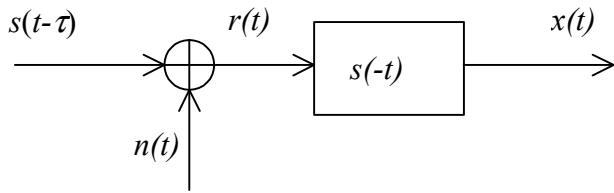


Figure 3 - 1 : Exemple de corrélateur analogique à base de filtre adapté à la séquence d'impulsions transmises (représentation simplifiée d'un filtre non causal)

A partir de ce schéma de base, une première approche sous-optimale, consiste à déterminer le premier instant pour lequel $x(t)$ excède un seuil de détection ξ , c'est-à-dire :

$$\hat{\tau} = \arg \min_t \{x(t) > \xi\} \quad (\text{Eq. 3 - 6})$$

Le terme “premier” implique ici implicitement la causalité du filtre. Même si elle ne permet pas d'obtenir des performances optimales en terme d'erreur d'estimation sur les temps d'arrivée, les stratégies basées sur le franchissement d'un seuil sont très souvent plébiscitées en raison de leur simplicité d'implémentation ([2]).

Que ce soit dans sa forme optimale (Eq. 3 – 3) ou sous-optimale (Eq. 3 – 6), la solution à base d'intercorrélation constitue la base pratique d'une grande majorité de récepteurs ULB réels. Typiquement, pour l'architecture de récepteur ULB proposée en [3] et [4], une valeur de corrélation analogique entre le signal reçu et une séquence d'impulsions analogiques de référence est obtenue pour certain instant de déclenchement de la séquence de référence. En faisant ensuite varier cet instant, il est possible de se donner une représentation des impulsions reçues. La granularité entre les différents instants de départ de la séquence de référence conditionne alors la précision temporelle de cette représentation.

¹Idéalement, les séquences de code $\{a_j\}$ et $\{c_j\}$ sont choisies de telle sorte que $R_{bb}(t)$ soit proche d'une fonction de Dirac. Dans ce qui suit, nous ne discuterons pas cette assertion, les propriétés d'intercorrélation et d'autocorrélation n'étant pas l'objet premier de notre étude.

En l'absence de connaissance concernant la forme d'onde reçue, l'opération de corrélation suggérée en (Eq. 3 - 4) peut alors être simplement réalisée entre les signaux reçus et la séquence directe de code $b(t)$ ([5], Figure 3 - 2). La complexité d'un tel schéma est évidemment moindre que dans le cas d'une intercorrélation classique.

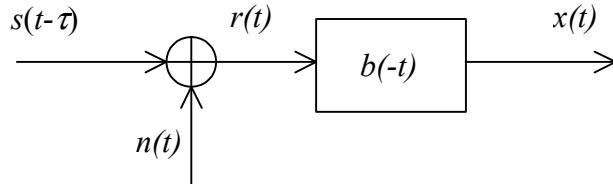


Figure 3 - 2 : Implémentation sous-optimale du corrélateur analogique à base de filtre adapté à la séquence de code

Cette idée a par exemple été reprise avec le principe d'architecture décrit en [6] où une valeur de corrélation analogique est obtenue entre une séquence reçue de doublets d'impulsions et un signal numérique de référence (correspondant à la séquence de codage de polarité des doublets) pour différents décalages temporels de ce dernier (e.g. avec des décalages réalisés à l'aide de registres à décalage). Cette technique parallélisée permet de se donner au terme d'une seule séquence transmise (contrairement à [3]) une version discrétisée de la fonction de corrélation analogique. Notons que d'autres estimateurs rapides et simples pour le temps d'arrivée ont été décrits dans la littérature ([7], [8]).

De fait, dans le contexte d'estimation de temps d'arrivée, il est fréquent de travailler plutôt à partir d'une version discrétisée de la fonction de corrélation, par exemple en choisissant directement l'échantillon le plus fort ([9]). D'autres approches basées sur des techniques d'interpolation reposent par exemple sur une fonction de type sinus cardinal. Suivant la fonction utilisée pour l'interpolation, des contraintes supplémentaires peuvent se présenter, comme la nécessité de disposer d'une fréquence d'échantillonnage supérieure à la fréquence de Nyquist, ce qui est parfois difficile à assurer en pratique. Enfin, des travaux récents ([10]) basés sur une formulation au sens du *maximum* de vraisemblance, ont proposé d'atténuer l'effet de l'erreur d'estimation « petite échelle » sur le temps d'arrivée estimé dans le cas d'une fréquence d'échantillonnage réduite.

Contrairement aux cas précédents, dans des systèmes ULB purement numériques ([5], [11], et [12]), seule une version échantillonnée du signal reçu est disponible avant corrélation. Il est alors nécessaire d'implémenter numériquement le corrélateur, ou le filtre adapté ([13]). Le schéma de principe du récepteur demeure inchangé, à ceci près que les signaux décrits sont maintenant tous numériques (Figure 3 - 3) et traités en bande de base.

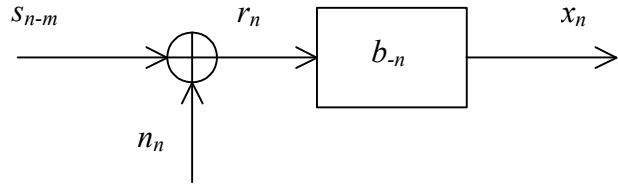


Figure 3 - 3 : Implémentation numérique du filtre adapté à la séquence de code

Ainsi, si m définit le délai (en nombre d'échantillons) affectant l'arrivée de la séquence connue, la séquence transmise peut être réécrite sous la forme :

$$s_n = \sum_{j=0}^{L-1} a_j p_{n-c_j} = p_n * \sum_{j=0}^{L-1} a_j \delta_{n-c_j} = p_n * b_n \quad (\text{Eq. 3 - 7})$$

et la séquence reçue :

$$r_n = \alpha s_{n-m} + n_n \quad (\text{Eq. 3 - 8})$$

où p_n est la version échantillonnée de l'impulsion $p(t)$. n_n sont des échantillons de bruit additif et gaussien de variance σ^2 . Les séquences $\{a_j\}$ et $\{c_j\}$ sont respectivement les séquences de code en amplitude (e.g. polarité) et en temps (en nombre d'échantillons) utilisés pour la séquence transmise.

Pour l'implémentation proposée en [5] et [11], aucun filtre adapté à la forme de l'impulsion n'est envisagé. Le signal de sortie x_n peut alors s'exprimer comme suit :

$$x_n = r_n * b_{-n} = \sum_{j=0}^{L-1} a_j r_{n+c_j} = y_n + q_n \quad (\text{Eq. 3 - 9})$$

avec pour le signal utile :

$$y_n = s_{n-m} * b_{-n} = p_n * b_n * \delta_{n-m} * b_{-n} = p_n * R_{bb}(n) * \delta_{n-m} \quad (\text{Eq. 3 - 10})$$

où $R_{bb}(n)$ est la fonction d'autocorrélation de la séquence numérique b_n , et q_n est un bruit gaussien centré de variance $L\sigma^2$.

Pour des environnements denses en multi-trajets, l'intégralité des techniques et principes qui viennent d'être présentés peuvent être adaptés ou améliorés pour la détection du premier trajet observable au sein d'une réponse reçue. D'autres solutions palliatives plus spécifiques sont également envisagées. Par exemple, on peut faire appel à des techniques de suppression d'interférences inter-impulsions en se basant sur la reconnaissance des impulsions transmises. A ce titre, une méthode non-linéaire et itérative d'estimation des trajets propose l'application d'un critère de *maximum de vraisemblance généralisé* (GML pour *Generalized Maximum Likelihood*) ([14], [15]). Les trajets sont estimés en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre le signal reçu et le signal peu à peu recomposé à partir des trajets déjà estimés ou détectés à partir de l'analyse de la fonction d'intercorrélation. Si cette méthode semble relativement efficace pour traiter les situations de collision entre le premier trajet observable et les composantes multi-trajets proches, elle peut néanmoins s'avérer très lourde en terme

de temps de traitement dans la mesure où elle repose principalement sur une procédure itérative et sur des phases d'optimisation. Toutefois, du point de vue pratique, sa plus grande limitation réside encore dans la nécessité de disposer d'une fréquence d'échantillonnage élevée ([14]). D'autres méthodes exploitant une décomposition en sous-espace de signaux ([16]) requièrent la génération de plusieurs matrices de corrélation et de leurs inverses, et pour finir, un très grand nombre de multiplications matricielles pour parvenir à l'estimation finale. Typiquement, la décomposition en valeurs propres est une forme de technique de décomposition en sous-espace ([17]). D'autres techniques telles que l'application du critère de la variance minimum [18] ou des tests d'hypothèse binaire ([20]), peuvent aussi être appliquées. Celles-ci présentent des avantages certains, mais leur formulation s'appuie généralement sur la prédiction de la forme d'onde analogique ou des échantillons du signal reçu. Une grande charge de calcul est également requise pour ces solutions. Dès lors, elles ne sauraient véritablement être préconisées dans le cas des systèmes ULB².

Au bout du compte, ce sont principalement les solutions ULB les plus rudimentaires qui sont parvenues concrètement à s'imposer dans ce contexte d'estimation de temps d'arrivée. A titre d'exemple représentatif, selon l'architecture proposée en [21], [22] et [23], le basculement de l'état d'une diode tunnel sensible aux charges électriques et utilisée dans un mode bistable permet de déclencher une base de temps et donc, de déterminer l'instant d'arrivée d'une impulsion unique à forte puissance pic.

²La tendance actuelle pour les dispositifs ULB est plutôt à la réduction de la complexité au niveau du récepteur.

3.3. Cadre d'évaluation d'architectures ULB bas-coût et basse-complexité

3.3.1. Formulation du problème général de détection

Dans un cadre général d'estimation des temps d'arrivée, les meilleures performances sont susceptibles d'être obtenues pour une détection systématique du premier trajet. Dans ce qui suit, nous considérons que cette détection constitue même un objectif implicite pour les récepteurs ULB évalués. En conséquence, nous reformulons ici le problème initial d'estimation comme un problème de détection, en nous focalisant principalement sur des considérations énergétiques. Du reste, la plupart des techniques d'estimation qui ont pu être proposées dans le contexte ULB (e.g. [14], [15]) fondent également la définition de leurs seuils optimaux et/ou de leurs critères d'arrêt en terme de performances de détection (e.g. la probabilité de manquer le premier trajet). En dépit d'une telle stratégie, nous gardons à l'esprit qu'une caractérisation de l'erreur d'estimation est toujours possible après coup.

Les deux architectures que nous allons évaluer doivent répondre à des exigences de basse complexité, de bas-coût, et de basse-consommation. Aussi, des techniques simples de franchissement de seuil à partir de processus discrétilisés (version échantillonnée du signal reçu dans un cas, ou énergie collectée pour une position temporelle de fenêtre d'intégration dans l'autre cas) sont envisagées en vue de la détection du premier trajet observable.

Dans ces conditions, nous définissons :

- la probabilité de ne rien détecter pour une zone de signal utile (en particulier lorsque le détecteur se trouve en situation d'être sensible au premier trajet observable) ou P_{MD} (pour *Probability of Missed Detection*). Cette probabilité est par construction conditionnée à l'énergie utile associée à la « position temporelle » courante du détecteur.
- la probabilité de fausse alarme anticipée P_{EFA} (pour *Probability of Early False Alarm*) ou probabilité de commettre une fausse alarme « en amont » du premier trajet observable au sein d'une fenêtre d'observation³ de dimension connue.

En lien avec la nature de l'erreur commise sur les temps d'arrivée estimés, nous pouvons nous interroger sur la signification de ces deux quantités. La probabilité P_{EFA} est typiquement associée à une erreur négative, dont la densité de probabilité est fonction du niveau de bruit, de la position du seuil de détection, de la bande, et de l'échantillonnage appliqué au processus observé. En l'absence d'une fausse alarme anticipée, la probabilité P_{MD} caractérise les détections tardives du premier trajet

³Le concept de « fenêtre d'observation » renvoie ici à la période pour laquelle le récepteur est potentiellement sensible au signal reçu dans un contexte d'estimation de temps d'arrivée.

observable, et donc l'introduction d'un biais positif sur les temps d'arrivée estimés. La densité de cette nouvelle erreur est typiquement fonction du profil d'énergie du canal. « Dire que l'on manque fréquemment » le premier trajet observable ne présente à première vue qu'un intérêt limité du point de vue du problème d'estimation. Malgré tout, la caractérisation des performances de détection constitue précisément une première étape en vue de l'établissement d'expressions analytiques plus complètes concernant l'erreur d'estimation. En tout état de cause, ces problèmes de modélisation sont unanimement reconnus comme des questions difficiles à traiter, typiquement en raison de la dépendance statistique des variables mises en jeu (corrélation des processus gaussiens de bruit après filtrage, temps d'arrivée et amplitudes des trajets dans la réponse de canal, etc.). Sur ce point, certains travaux se contentent d'ailleurs d'une caractérisation *a posteriori* (e.g. [24]), ou alors se cantonnent à l'erreur « petite échelle » sous des hypothèses simplifiées (e.g. cas mono-trajet), somme toute assez peu réalistes pour les environnements envisagés.

Par ailleurs, comme dans la plupart des problèmes de détection classiques, différents critères peuvent être appliqués, comme par exemple :

- un critère de taux de fausse alarme constant, pour lequel on cherche à minimiser la probabilité de manquer le signal.
- un critère de la probabilité minimale d'erreur, qui tend à minimiser diverses combinaisons de P_{MD} et P_{EFA} .

Théoriquement, pour les stratégies que nous envisageons en réception, deux degrés de liberté subsisteraient pour nous permettre de réaliser l'un de ces critères: la durée pendant laquelle le récepteur est sensible aux observations (e.g. « en amont » d'un point temporel de synchronisation), ainsi que le seuil de détection.

Il convient de s'interroger également sur les implications au niveau système de l'observation d'un critère particulier. Par exemple, des critères faisant explicitement mention de la probabilité de manquer le signal utile imposent une forme de connaissance *a priori* concernant les densités de probabilité du temps d'arrivée et de l'amplitude/énergie des impulsions⁴ ([14], [15]). Très concrètement, il est difficilement envisageable de disposer d'une telle connaissance *a priori* au niveau d'un récepteur réel. Aussi, nous pouvons nous ramener à un critère plus simple de taux de fausse alarme constant, avec :

- la présence d'un trajet utile systématique pour l'observation réalisée (suite à une synchronisation grossière conduite avec succès).
- le seuil de détection comme seule variable d'ajustement, les performances de détection étant conditionnées à une profondeur constante de la durée d'observation (conduisant à une estimation du pire cas de taux de fausse alarme)

⁴Cette connaissance se doit d'être au moins relative, typiquement par rapport au point de synchronisation.

- aucune connaissance *a priori* requise au niveau du récepteur pour le positionnement du seuil, si ce n'est concernant la puissance du bruit dans la bande (même si nous caractérisons *a posteriori* les performances P_{MD} en intégrant des modèles spécifiques d'énergie sur le canal après avoir fixé la sensibilité du récepteur)

3.3.2. Formes d'onde envisagées

Conformément aux recommandations récentes formulées dans le contexte de standardisation ULB bas-débit ([25]), nous nous intéressons ici en priorité à deux sous-bandes fréquentielles positionnées dans la bande haute : d'une part la sous-bande n°2 ([3.705:4.199]GHz), et d'autre part la sous-bande n°4 ([3.211:4.693]GHz). Dans le domaine temporel, la forme d'onde unitaire utilisée correspond typiquement à un cosinus fenêtré par une porte gaussienne (Figure 3 - 4) :

$$p(t) = A \cos(2\pi f_0 t) e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad (\text{Eq. 3 - 11})$$

où

$$\tau = \frac{1}{\alpha B \sqrt{2\pi}} \quad (\text{Eq. 3 - 12})$$

avec $\alpha=0.6016$ définissant la fréquence de coupure à -3dB du *maximum* de la densité spectrale de puissance (selon [26], Figure 3 - 5).

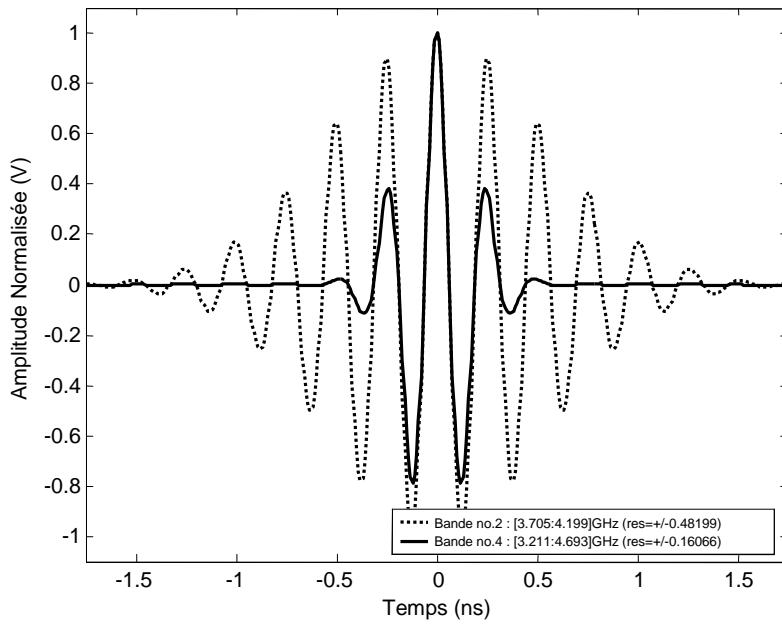


Figure 3 - 4 : Exemples de formes d'onde temporelles testées (la résolution spatiale mentionnée entre parenthèse est l'équivalent spatial d'un demi-support temporel de l'impulsion)

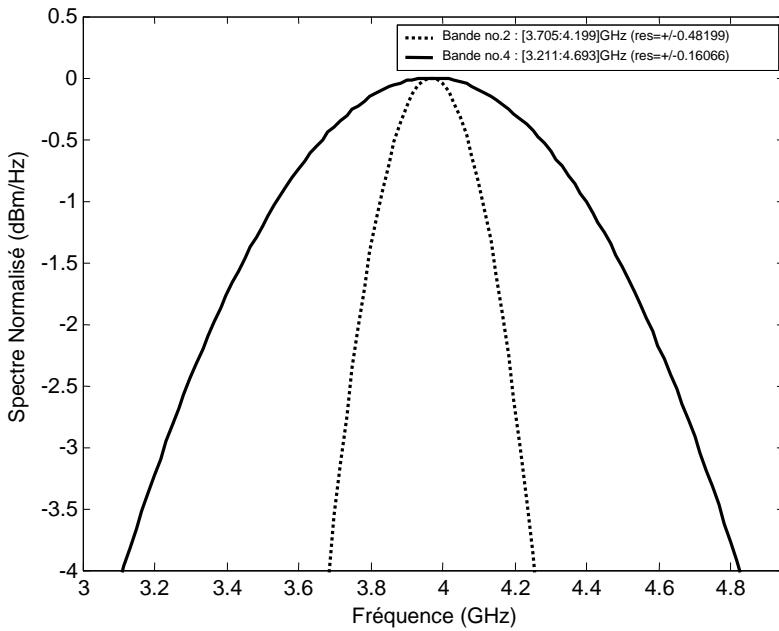


Figure 3 - 5 : Exemples de spectres normalisés pour les formes d’onde testées (la résolution spatiale mentionnée entre parenthèse est l’équivalent spatial du support temporel de l’impulsion)

En première approximation, la résolution *res* est ici définie comme le support temporel effectif de la forme d’onde, c’est-à-dire :

$$res = +/\sqrt{2} \frac{3\tau c}{\sqrt{2}} \quad (\text{Eq. 3 - 13})$$

où *c* est la vitesse de propagation de l’onde dans le vide.

3.3.3. Caractéristiques énergétiques des canaux envisagés

De manière à évaluer les performances des récepteurs pour des environnements réalistes, deux modèles statistiques représentatifs de canaux ULB ont été pris en compte ([27], Chapitre 2) : IEEE 15.4a - CM1 (environnement *indoor* résidentiel en visibilité) et CM8 (environnement *indoor* industriel en non-visibilité). A partir de ces différentes configurations de canaux, il est pertinent dans notre contexte de chercher à caractériser l’énergie disponible dans des fenêtres de courte durée en fonction de l’énergie totale étalée sur l’ensemble du canal ([29]). Cette modélisation permet de faire le lien après coup avec d’autres paramètres impliqués dans l’analyse du bilan de liaison, et donc de spécifier des paramètres critiques du système et/ou de « modulation » (e.g. le rapport-cyclique, la largeur de bande, etc.). Une analyse plus poussée des réponses composites de canaux ULB a donc révélé que la contribution relative de l’énergie contenue dans une fenêtre de durée T_i équivalente à la largeur de l’impulsion et ouverte aux instants $T_l = \tau_0 - T_i / 2 + lT_i$ (avec τ_0 l’instant d’arrivée du premier trajet, et *l* entier) (Figure 3 - 6) suivait une loi log-normale (Eq. 3 – 14), conformément à [28].

$$p_{R_l}(r_l) = \frac{1}{r_l \sigma_l \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln(r_l) - \mu_l)^2}{2\sigma_l^2}} \quad (\text{Eq. 3 - 14})$$

où $R_l = E_l/E_c$, $E_l = \int_{T_l}^{T_l+T_i} c^2(t) dt$ et $E_c = \int_{\tau_0-T_i/2}^{\infty} c^2(t) dt$, si $c(t)$ renvoie à la réponse composite de canal, et τ_0 à l'instant d'arrivée du premier trajet observable.

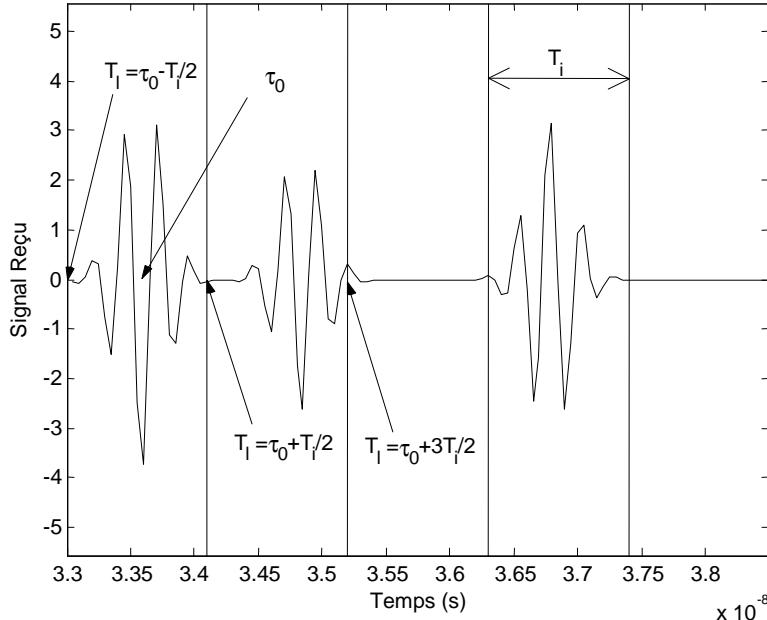


Figure 3 - 6 : Positions temporelles testées T_l pour la caractérisation de l'énergie relative r_l comprise dans des fenêtres de durée T_i

Notons que la loi $p_{R_l}(r_l)$ peut également être écrite sous la forme $p_{E_l}(E_l)$ pour une valeur donnée E_c . Les paramètres statistiques μ_l et σ_l de la loi (Eq. 3 – 14) ont donc été caractérisés à partir de réponses composites⁵ simulées pour les deux bandes envisagées, avec différents instants d'ouverture de la fenêtre, et pour les deux configurations de canaux 15.4a - CM1 et CM8. La Figure 3 - 7 représente des exemples de densités obtenus sur le canal 15.4a - CM1. Nous notons alors que pour une position de fenêtre correspondant à l'arrivée du premier trajet observable (i.e. $T_l = \tau_0 - T_i / 2$), la bande la moins large (i.e. n°2) semble donner lieu à une contribution énergétique relative moyenne légèrement plus favorable, au prix d'une plus grande dispersion, comme une manifestation directe de la largeur temporelle de la fenêtre d'intégration⁶. Pour les positions de fenêtres suivantes (e.g. la deuxième position testée, avec $T_l = \tau_0 + T_i / 2$) nous notons la grande perte énergétique enregistrée par rapport à la position associée au premier trajet. En situation de non-visibilité (15.4a - CM8), nous

⁵Les effets de *small scale fading* ne peuvent être éludés dans ce cas, ni reporté au niveau du bilan de liaison.

⁶Pour une position temporelle T_l donnée, une partie de l'énergie captée par la fenêtre de durée T_i est susceptible de provenir de trajets suivants. Aussi, plus cette fenêtre est grande (i.e. plus la bande fréquentielle est étroite), plus on est à même d'intercepter l'énergie d'autres trajets.

avons cependant pu noter des écarts nettement moins prononcés entre les différentes positions successives testées.

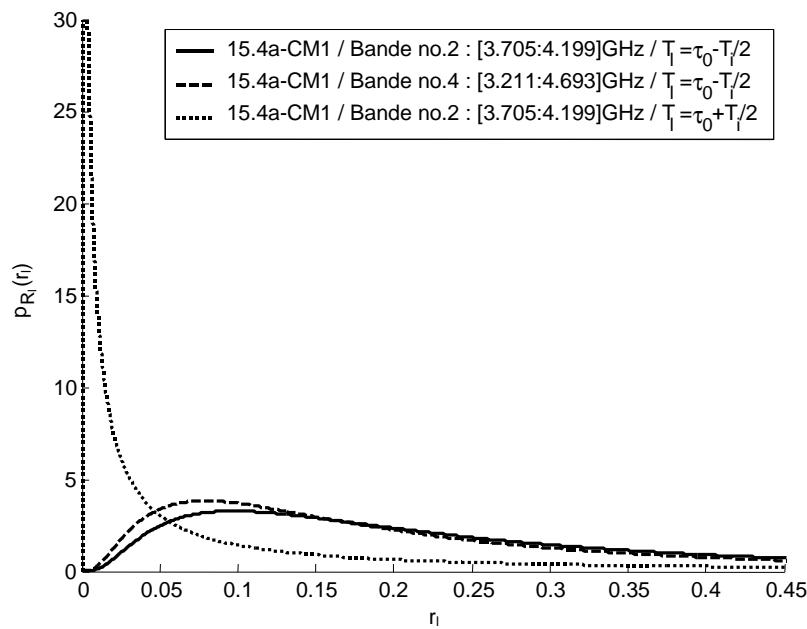


Figure 3 - 7 : Densité de probabilité de la contribution énergétique relative ($R_l=E_l/E_c$) suivant l'instant du début d'intégration T_l et en fonction de la bande, dans le cas du canal IEEE 15.4a – CM1

3.4. Architectures non-cohérentes à base de détection d'énergie

3.4.1. Principe de base

Les solutions ULB dites « non-cohérentes⁷ » basées sur une détection de l'énergie ont récemment connu un regain d'intérêt dans le monde des communications ULB ([30] à [37]). Ces dernières tendent à relâcher les contraintes ordinaires de synchronisation et/ou d'estimation de canal, souvent critiques pour des approches cohérentes, compte tenu de la largeur temporelle des impulsions utilisées et des non-linéarités introduites par le canal (au sens large, i.e. partie RF comprise). Par ailleurs, dans l'optique de maintenir un faible coût et une faible complexité des systèmes, les méthodes non-cohérentes permettent généralement de préserver une large part analogique au niveau du récepteur ainsi que des cadences d'horloge moins élevées, alors même que certaines solutions cohérentes réclament au contraire une synthèse de fréquence rapide à un endroit de la chaîne de réception⁸.

Le premier récepteur que nous allons présenter repose donc sur un principe simple de collecte d'énergie ([24], [33], et [35]) (Figure 3 - 8). Il comprend un filtre passe-bande (filtrage dans la bande de l'impulsion), suivie par un quadrateur (mise au carré du signal), et une batterie d'intégrateurs disposés en parallèle permettant d'intégrer l'énergie du signal sur une durée T_i à la granularité temporelle D . Même si seule la partie du récepteur dédiée à l'estimation du temps d'arrivée a été représentée sur la Figure 3 - 8, nous pouvons très bien imaginer par ailleurs une seconde partie du récepteur reposant sur le même principe de collecte d'énergie, disposant d'une seule branche d'intégration, et dédiée aux opérations de démodulation et à la synchronisation grossière. Dans l'optique d'optimiser le rapport signal à bruit, et/ou la précision temporelle, les durées d'intégration doivent être ajustées différemment pour les fonctionnalités de démodulation et de localisation. Typiquement, la durée d'intégration utilisée pour la communication correspondra à l'étalement significatif du canal ; cette durée d'intégration attend une valeur optimale selon la configuration du canal ([29], [30], [31]). La durée d'intégration pour la localisation peut quant à elle coïncider avec la largeur temporelle de l'impulsion, de façon à être sensible à l'énergie d'un seul trajet et réduire la contribution du bruit.

Par ailleurs, la branche de communication permet de délivrer un certain nombre d'informations utiles à la branche de localisation, comme par exemple une référence temporelle grossière pour l'arrivée du signal. En d'autres termes, la branche de localisation peut se focaliser sur une zone particulière du signal reçu « en amont » de cette référence de synchronisation. Dans l'optique de réduire le risque de fausse alarme avant l'arrivée du premier trajet, on choisit d'inhiber le détecteur sur les zones où aucun

⁷Un amalgame est souvent réalisé dans la littérature entre solutions « asynchrones » et « non-cohérentes ».

⁸La « radio numérique » (*soft radio*), qui consiste à échantillonner le signal analogique très tôt dans la chaîne de réception, et à réaliser l'intégralité des traitements en bande de base.

signal utile ne saurait être observé. Enfin, dans la mesure où la durée d'intégration est supposée longue sur la branche de démodulation, les variables de décision correspondantes permettent de se donner une bonne estimation empirique de la densité spectrale monolatérale de bruit ([38]) en cas de signal uniquement bruité, ce qui facilite grandement le positionnement du seuil de détection sur chacune des branches envisagées.

En terme de modulation ce type d'architecture permet de supporter différents formats (OOK pour *On Off Keying*, PPM pour *Pulse Position Modulation*, etc.), ainsi que des stratégies de codage par exemple de type « saut de temps » (TH pour *Time Hopping*). Pour les systèmes non-cohérents basés sur de la détection d'énergie, la détection d'une impulsion unique (i.e. détection mono-coup) est souvent assez problématique dans la mesure où le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne est limitée par la régulation et/ou la technologie. A partir de la connaissance d'une séquence de code particulière, l'instant initial d'intégration peut être commandé et la valeur issue de chacune des branches est échantillonnée au rythme de la période moyenne de répétition des impulsions. A l'exemple de stratégies cohérentes, il est alors possible de procéder en bande de base à une série d'accumulations de l'énergie au fil de la séquence transmise. Au terme de ce processus d'accumulation, le premier décalage temporel (i.e. la première des branches d'intégration) délivrant un résultat supérieur au seuil de détection correspond au temps d'arrivée estimé. Dans ce cas, si les branches d'intégration sont décalées dans le temps d'un délai D , la mesure de temps d'arrivée elle-même sera réalisée à la granularité D .

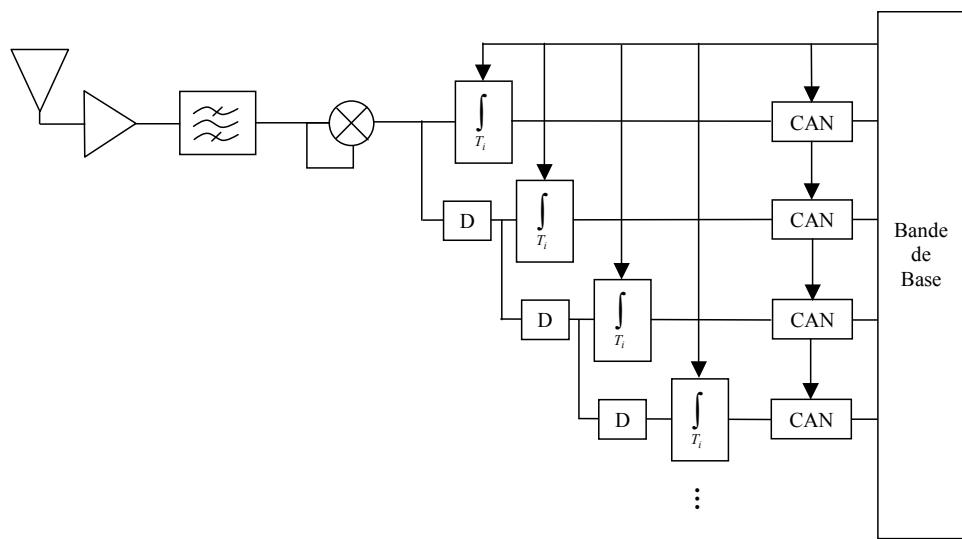


Figure 3 - 8 : Exemple d'architecture simplifiée de récepteur non-cohérent à base de détection d'énergie

Des travaux assez récents ont permis de représenter les performances empiriques d'estimation du temps d'arrivée de systèmes ULB non-cohérents basés sur une stratégie similaire d'accumulation d'énergie à partir de simulations réalisées sur des canaux IEEE 802.15.3a ([24]). D'autres travaux de référence dédiés au contexte de communications ULB haut-débit communications à base de modulations OOK ([33]) ont proposé d'adapter l'étude analytique disponible en [38], en proposant notamment un calcul simple du seuil optimal de détection. Cependant, ces différentes études ne

prennent pas en compte une description statistique suffisamment réaliste de l'énergie disponible dans des petites fenêtres d'intégration ([29]), et en particulier dans des fenêtres dont la position temporelle correspond à la position attitrée du premier trajet observable. Nous proposons donc ici d'introduire les distributions (Eq. 3 - 14) dans l'analyse des performances de détection.

3.4.2. Performances de détection

3.4.2.1. Variable de décision

Dans un cas général, soit x la sortie d'un intégrateur d'énergie (e.g. sur l'une des branches de la Figure 3 - 8), pour laquelle nous considérons les deux hypothèses:

$$\begin{cases} H_0 : x = \int_0^{T_i} n^2(t) dt \\ H_E : x = \int_0^{T_i} [s(t) + n(t)]^2 dt \end{cases} \quad (\text{Eq. 3 - 15})$$

où $n(t)$ est un bruit additif gaussien à moyenne nulle (résultant du filtrage d'un bruit blanc additif gaussien de densité spectrale de puissance $N_0/2$ dans une bande de largeur B) dont la fonction d'autocorrélation est $R_n(\tau) = E[n(t)n(t+\tau)] = N_0 B \text{sinc}(B\tau) \cos(2\pi f_c \tau)$, et $s(t)$ est le signal utile dont l'énergie vue sur le support temporel T_i est :

$$E = \int_0^{T_i} s^2(t) dt \quad (\text{Eq. 3 - 16})$$

Du fait de l'utilisation de fenêtres d'intégration courtes, l'énergie intégrée dans une seule fenêtre ne peut être simplement caractérisée par ses deux premiers moments statistiques, dans la mesure où l'approximation gaussienne n'est pas valide. En particulier, nous savons que la dimensionnalité de l'espace des signaux à énergie finie dont la bande fréquentielle B et un étalement temporel T est de $2BT+1$. Par soucis de simplifier les notations, nous considérons dans ce qui suit que ce nombre est un entier pair égal à $2M$. Il est alors possible de démontrer ([38]) que les densités de probabilité associées à la variable x sous les deux hypothèses précédentes sont des fonctions Chi-2 à $2M$ degrés de liberté, respectivement centrée et non-centrée:

$$\begin{cases} p_0(x) = \frac{1}{N_0} \frac{(x/N_0)^{M-1}}{(M-1)!} e^{-\frac{x}{N_0}}, x > 0 \\ p_E(x) = \frac{1}{N_0} \left(\frac{x}{E} \right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-\frac{x+E}{N_0}} I_{M-1} \left(2 \frac{\sqrt{xE}}{N_0} \right), x > 0 \end{cases} \quad (\text{Eq. 3 - 17})$$

3.4.2.2. Détection manquée

En elle-même, la densité $p_E(x)$ est un indicateur de la probabilité de manquer le premier trajet observable dans notre problème de localisation. La variable correspondante est en réalité conditionnée à une réalisation de canal, et en particulier à la quantité d'énergie E_l disponible pour une position temporelle donnée du détecteur. Dans ces conditions, on peut montrer que la probabilité conditionnelle de manquer le signal utile pour une seule impulsion émise adopte la forme ([33], [38]) :

$$P_{MD/E_l} = 1 - Q_M \left(\sqrt{2E_l / N_0}, \sqrt{2\xi / N_0} \right) \quad (\text{Eq. 3 - 18})$$

où ξ est le seuil de détection et E_l l'énergie collectée par le détecteur pour une position T_l de la fenêtre, N_0 la densité spectrale monolatérale du bruit, $Q_m(\cdot)$ la fonction de Marcum Q généralisée définie par:

$$Q_m(a, b) = \frac{1}{a^{m-1}} \int_b^{+\infty} x^m \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_{m-1}(ax) dx \quad (\text{Eq. 3 - 19})$$

Dans le cas où N_{ac} accumulations d'énergie sont réalisées au fil d'une séquence d'impulsions, nous pouvons écrire :

$$P_{MD/E_l} = 1 - Q_{M'} \left(\sqrt{2N_{ac}E_l / N_0}, \sqrt{2\xi / N_0} \right) \quad (\text{Eq. 3 - 20})$$

où M' est maintenant égal à $2BN_{ac}T_i+1$

En fin de compte, en intégrant les modèles (Eq. 3 – 14), nous nous donnons pour cette même position la probabilité:

$$P_{MD,I} = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{MD/E_l} p_{E_l}(E_l) dE_l \quad (\text{Eq. 3 - 21})$$

Une extension de l'expression (Eq. 3 - 21) prévoit de prendre en compte conjointement les positions de fenêtre testées successivement, en supposant une indépendance des variables de décision :

$$P_{MD} = \prod_{l=0}^m P_{MD,I} \quad (\text{Eq. 3 - 22})$$

Cette dernière grandeur caractérise la probabilité de ne pas détecter la présence d'impulsions sur un support temporel équivalent à $(m+1)T_i$ dans le cas où les décisions sont prises à partir de fenêtres d'intégration strictement adjacentes (i.e. $D=T_i$). En l'absence d'une fausse alarme anticipée, elle coïncide également avec la probabilité de commettre une erreur d'estimation du temps d'arrivée supérieure à $(m+1)T_i$.

3.4.2.3. Fausse alarme

Dans le cas où la portion de signal intégrée dans la fenêtre est seulement composée de bruit, on montre que la probabilité de détecter la présence d'une impulsion pour une position de fenêtre donnée est de la forme ([38]):

$$P_{FA} = e^{-\xi/N_0} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{\xi}{N_0} \right)^k \quad (\text{Eq. 3 - 23})$$

avec les mêmes notations que précédemment

Si N_{ac} accumulations de l'énergie contenue dans des fenêtres d'intégration sont réalisées au fil de la séquence transmise pour cette position uniquement bruitée, l'expression de la fausse alarme devient alors :

$$P_{FA} = e^{-\xi/N_0} \sum_{k=0}^{M'-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{\xi}{N_0} \right)^k \quad (\text{Eq. 3 - 24})$$

où $2M'$ est égal $2BN_{ac}T_i+1$, avec les mêmes notations que précédemment

A partir de l'expression qui précède, pour accéder à l'expression de la probabilité de fausse alarme dans une durée T_{obs} d'observation couverte par le récepteur en amont du premier trajet observable, notée P_{EFA} , il nous faut considérer conjointement les différentes valeurs relevées après accumulation sur chacune des branches de la Figure 3 - 8. Aussi, nous envisageons le cas particulier où $D=T_i$. Dans ce cas, les positions de fenêtre testées sont adjacentes (i.e. sans recouvrement), et les différentes variables mises en jeu peuvent être considérées comme indépendantes. Nous obtenons au final l'approximation :

$$P_{EFA} \approx 1 - (1 - P_{FA})^{T_{obs}/T_i} \quad (\text{Eq. 3 - 25})$$

Avec T_{obs} un multiple entier de T_i .

3.5. Architecture cohérente à échantillonnage direct et quantification sur 1 bit

3.5.1. Principe

A partir de la relation initiale (Eq. 3 - 11), l'architecture décrite en [5], [11], et [12] propose de réaliser aussitôt après un filtrage passe-bande (dans la bande de l'impulsion) un échantillonnage direct du signal puis une quantification sur un bit, typiquement à l'aide d'un comparateur, avant de procéder à une série d'intégrations cohérentes au fil d'une séquence d'impulsions. En pratique, un seul et même bloc réalise les fonctions d'échantillonnage et de comparaison ([12], [39]). En particulier, une boucle à verrouillage de délai ou DLL (pour *Delay-Locked Loop*) pilotée par une horloge externe (e.g. à 1.25 GHz) génère les différents instants de comparaison avec une granularité temporelle très faible (e.g. 50ps). A la sortie des comparateurs, le flux d'échantillons passés sur un bit (e.g. 20 Gsamp.s⁻¹ pour un signal occupant toute la bande haute [3.1:10.6]GHz) peut d'abord être stocké dans un tampon (*buffer*). L'intégralité du contenu du tampon est ensuite délivrée à un rythme plus lent à la bande de base (conversion série/parallèle). En fin de compte, après la série d'intégrations cohérentes, le temps d'arrivée est estimé comme le premier échantillon dont la valeur absolue excède un seuil de détection. Notons que le problème général de détection de trajets (y compris concernant le premier observable) sur ce modèle constitue un pré-requis indispensable pour la constitution d'un filtre adapté au canal, et peut donc avantageusement s'appuyer sur des algorithmes d'acquisition/estimation de canal, tels que ceux décrits en [5]. La solution complète qui vient d'être sommairement décrite ici a d'ailleurs fait l'objet d'une proposition pertinente de couche physique, initialement dans un contexte ULB haut-débit IEEE 802.15.3a ([11]).

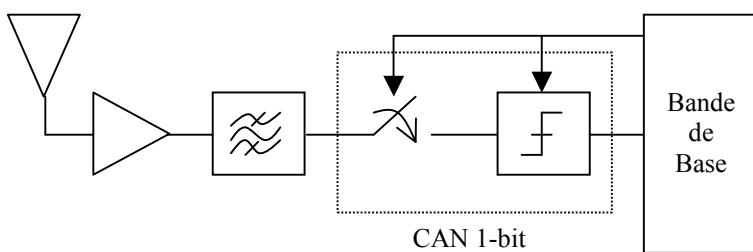


Figure 3 - 9 : Schéma bloc du récepteur à échantillonnage direct et quantification sur 1 bit

3.5.2. Performances de détection

3.5.2.1. Variable de décision

Dans le cas général, soit $x(t)$ un signal présenté à l'entrée d'un échantillonneur 1 bit. Ce signal se compose d'un signal utile $s_i(t)$ et d'un bruit $n(t)$ additif, gaussien, centré, de variance $\sigma_n^2 = N_0 B$ (résultant du filtrage d'un bruit blanc additif gaussien dans la bande de l'impulsion). Le signal $s_i(t)$ est alors défini selon deux hypothèses comme :

$$\begin{cases} H_0 : s_0(t) = 0 \\ H_1 : s_1(t) = A \end{cases} \quad (\text{Eq. 3 - 26})$$

Le signal $s_1(t)$ peut être associé à une impulsion ULB, alors que $s_0(t)$ caractérise l'absence de signal utile. Imaginons maintenant que $s_i(t)$ soit composé d'un train de N impulsions consécutives (Eq. 3 - 1), et que la variable r résulte du processus d'intégration cohérente de ces impulsions. Comme il a pu être montré en [5], lorsque N est suffisamment grand, la valeur r prise à la sortie du bloc d'intégration suit une distribution approximativement gaussienne, avec pour premiers moments conditionnels :

$$\mu_{r|s_i=s_0} = N\mu_{z|s_i=s_0} = 0 \quad (\text{Eq. 3 - 27})$$

$$\mu_{r|s_i=s_1} = N\mu_{z|s_i=s_1} = 2N\Delta \quad (\text{Eq. 3 - 28})$$

$$\sigma_{r|s_i=s_0}^2 = N\sigma_{z|s_i=s_0}^2 = N \quad (\text{Eq. 3 - 29})$$

$$\sigma_{r|s_i=s_1}^2 = N\sigma_{z|s_i=s_1}^2 = N(1-4\Delta^2) \quad (\text{Eq. 3 - 30})$$

où $\Delta = \frac{1}{2} - Q(\sqrt{D})$, $Q(\sqrt{D}) = Q\left(\frac{A}{\sigma_n}\right)$, et $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$

Notons que la distribution de la variable r est en réalité binomiale. Toutefois, dans notre contexte d'estimation des temps d'arrivée, la faible détectabilité des impulsions unitaires réclame un grand nombre d'intégrations N , pour lesquelles l'approximation gaussienne est absolument justifiée. Nous remarquons par ailleurs qu'en présence de signal utile, le détecteur rentre en régime non-linéaire pour les fortes valeurs de rapport signal à bruit (notamment avec une saturation des trajets, Eq. 3 - 28), et qu'en présence de bruit uniquement, la puissance de bruit après intégration cohérente est constante pour une longueur de séquence donnée (i.e. indépendamment de la puissance du bruit analogique à l'entrée de l'échantillonneur, Eq. 3 - 29) ([40]). Ce dernier point tend à faciliter le positionnement des seuils de détection optimaux dans l'optique de respecter un critère de fausse alarme constante.

Compte tenu des remarques qui précèdent, la densité de probabilité *a posteriori* de la variable de sortie r est alors:

$$p_{r|s_i=s_0} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} e^{-\frac{r^2}{2N}} \quad (\text{Eq. 3 - 31})$$

$$p_{r|s_i=s_1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N(1-4\Delta^2)}} e^{-\frac{(r-2N\Delta)^2}{2N(1-4\Delta^2)}} \quad (\text{Eq. 3 - 32})$$

3.5.2.2. Détection manquée

En appliquant maintenant un seuil de détection ξ à la valeur absolue du résultat de l'intégration cohérente, on démontre ([5]) que la probabilité de manquer l'impulsion d'amplitude A, conditionnée à cette même amplitude, est de la forme:

$$P_{MD/A} = Q\left(\frac{2N\Delta - \xi}{\sqrt{N(1-4\Delta^2)}}\right) - Q\left(\frac{2N\Delta + \xi}{\sqrt{N(1-4\Delta^2)}}\right) \quad (\text{Eq. 3 - 33})$$

avec des notations identiques à celles utilisées pour les relations (Eq. 3 – 27) à (Eq. 3 – 30).

A ce stade, nous proposons d'exprimer la détectabilité d'une impulsion (jusque là exprimée par rapport à l'amplitude maximale) en fonction de son énergie, notamment afin d'exploiter des modèles du type (Eq. 3 – 14). Dans le cas d'une forme d'onde temporelle définie comme un cosinus fenêtré par une porte gaussienne, nous rappelons alors que la relation approchée entre le carré de l'amplitude maximale de l'impulsion et la puissance moyenne P est de la forme ([26]):

$$A^2 \approx \left(1.6 \frac{PRP}{\tau} + 0.04\right)P \approx 1.6 \frac{PRP}{\tau} P \quad (\text{Eq. 3 - 34})$$

Nous aboutissons alors à la relation:

$$\frac{A^2}{N_0 B} \approx 1.6 \frac{E}{\tau N_0 B} \quad (\text{Eq. 3 - 35})$$

En utilisant la relation (Eq. 3 - 12) avec $\alpha=0.6016$, la relation précédente se réduit à:

$$\frac{A^2}{N_0 B} \approx 4.27 \frac{E}{N_0} \quad (\text{Eq. 3 - 36})$$

L'incorporation de (Eq. 3 - 36) dans la relation (Eq. 3 - 33) nous permet alors d'établir l'expression de P_{MD/E_l} , et finalement d'aboutir à une expression équivalente à celle qui a été obtenue dans le cas de la détection d'énergie:

$$P_{MD,l} = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{MD/E_l} p_{E_l}(E_l) dE_l \quad (\text{Eq. 3 - 37})$$

Aussi, de la même façon que précédemment, pour le cas⁹ où les décisions sont prises tous les T_i (soit un échantillon par impulsion), une extension de (Eq. 3 - 37) prévoit de prendre en compte les différents trajets successifs rencontrés au début de la réponse de canal, avec une même incidence sur la qualité de l'estimation du temps d'arrivée :

$$P_{MD} = \prod_{l=0}^m P_{MD,l} \quad (\text{Eq. 3 - 38})$$

Cette expression renvoie bien évidemment à un pire cas en terme de détection manquée si l'on dispose d'un plus grand nombre d'échantillons pour fonder l'estimation du temps d'arrivée.

3.5.2.3. Fausse alarme

A partir de l'équation (Eq. 3 – 31), la probabilité de fausse alarme marginale P_{FA} pour un échantillon particulier est de la forme :

$$P_{FA} = 2Q\left(\frac{\xi}{\sqrt{N}}\right) \quad (\text{Eq. 3 - 39})$$

En fin de compte, puisque le récepteur est « sensible » au signal bien avant l'arrivée du premier trajet observable et permet de couvrir une durée d'observation T_{obs} « en amont » de ce trajet, il nous faut dans ce cas également considérer conjointement tous les échantillons testés pour la période d'écoute. Le nombre d'échantillons exclusivement bruités pendant la durée T_{obs} est fonction de la fréquence d'échantillonnage appliquée. Aussi, même si celle-ci est en pratique bien supérieure, nous considérons le cas où les décisions sont prises pour des échantillons indépendants. En particulier, nous savons que le nombre d'échantillons indépendants pour un bruit filtré dans la bande B observés pendant la durée d'observation T_{obs} est de $2BT_{obs}+1$, de sorte que $P_{EFA} \approx 1 - (1 - P_{FA})^{2BT_{obs}+1}$. Malgré tout, dans le cadre spécifique de notre évaluation, afin de préserver des conditions équitables de comparaison (en terme d'énergie requise et non en terme d'erreur d'estimation) pour les deux architectures envisagées, mais aussi pour demeurer en adéquation avec la formulation de la probabilité P_{MD} , nous faisons ici le choix de considérer que les décisions sont prises à la granularité T_i , c'est-à-dire que

$$P_{EFA} \approx 1 - (1 - P_{FA})^{T_{obs}/T_i} \quad (\text{Eq. 3 - 40})$$

⁹Ce cas est particulièrement défavorable dans la mesure où les solutions à base d'échantillonnage disposent d'ordinaire d'une granularité bien plus fine pour décrire le signal.

3.6. Energie requise et portée

A partir des expressions établies précédemment, nous proposons maintenant d'illustrer plus concrètement les performances de détection attendues pour les deux récepteurs envisagés, en fonction du nombre d'intégrations (ou d'accumulations), de la configuration de canal, de l'énergie étalée sur l'intégralité du canal, et de la tolérance sur le l'erreur positive d'estimation¹⁰ (à travers l'indice m des positions de fenêtre prises en compte pour le calcul de la probabilité P_{MD}). Les exemples qui suivent se présentent sous la forme de courbes ROC (pour *Receiver Operating Curves*), pour lesquelles chaque point renvoie aux probabilités P_{MD} et P_{EFA} obtenues pour une position donnée du seuil de détection. L'objectif implicite est donc dans ce cas la minimisation conjointe de ces deux probabilités (courbes « tassées » vers le bas et la gauche). Pour lever toute ambiguïté sur cette représentation, nous notons que ces courbes échappent au cadre de détection habituel, c'est-à-dire à un problème de décision binaire, les probabilités impliquées ne portant pas sur des positions temporelles communes du détecteur.

Sur les Figure 3 - 10 et Figure 3 - 11, nous évaluons l'influence du choix de la bande et de l'énergie totale étalée sur le canal pour les deux types de récepteurs et le canal en visibilité 15.4a - CM1. Comme nous avons déjà eu l'occasion de le mentionner, la bande n°2 (plus étroite) semble à première vue légèrement plus favorable en terme d'énergie totale requise, au détriment de la précision temporelle du détecteur (si celle-ci est ramenée à la largeur de l'impulsion). Nous remarquons ensuite que dans la formulation proposée pour les probabilités P_{MD} et P_{EFA} , le critère de détection manquée semble globalement plus difficile à observer que le critère de fausse alarme, soulignant par la même occasion l'importance de l'apport énergétique des premiers trajets observables pour des récepteurs sous-optimaux dans un contexte d'estimation de temps d'arrivée. Nous notons par ailleurs la supériorité assez nette du récepteur 1 bit. En tout état de cause, pour des rapports signaux à bruits raisonnables (de l'ordre de 15dB), une détection assez fiable (de l'ordre $P_{MD}=P_{EFA}=10^{-2}/10^{-3}$) de l'impulsion sur la seule position attitrée du premier trajet observable (i.e. $m=0$) semble envisageable pour les deux récepteurs, et ce pour un nombre assez restreint d'impulsions.

¹⁰Nous rappelons que la probabilité P_{MD} est définie comme la probabilité de manquer l'arrivée des impulsions pour $(m+1)$ positions de test adjacentes du détecteur. Autrement dit, en l'absence de fausse alarme, elle caractérise la probabilité de commettre une erreur positive d'estimation supérieure à $(m+1)T_i$

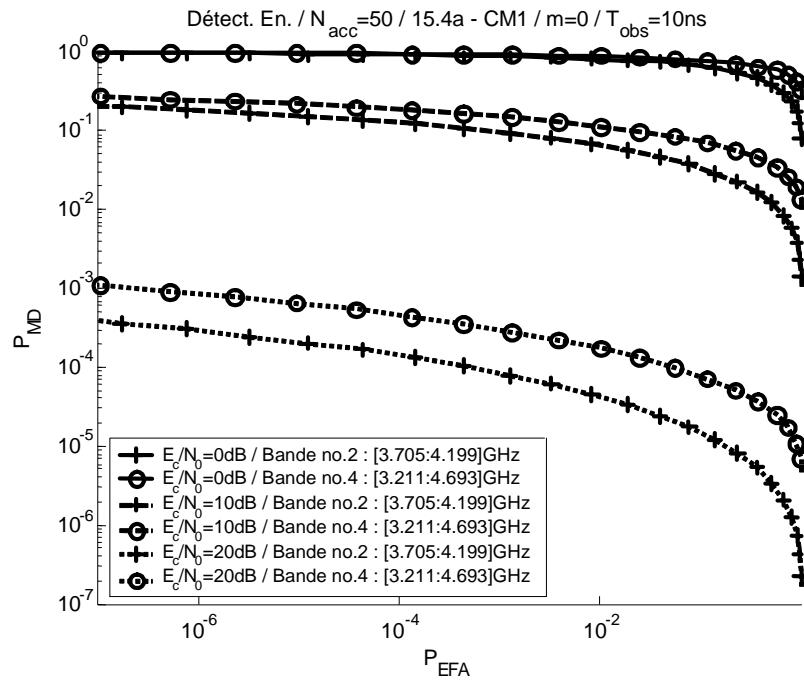


Figure 3 - 10 : Performances de détection de l'architecture à base de **détection d'énergie** pour le canal 15.4a – **CM1** après accumulation de l'énergie de $N_{acc}=50$ impulsions successives, en fonction de la **bande** et de l'**énergie étalée sur l'intégralité du canal** (d'après (Eq. 3 – 23) avec $m=0$, et (Eq. 3 – 26) avec $T_{obs}=10\text{ns}$)

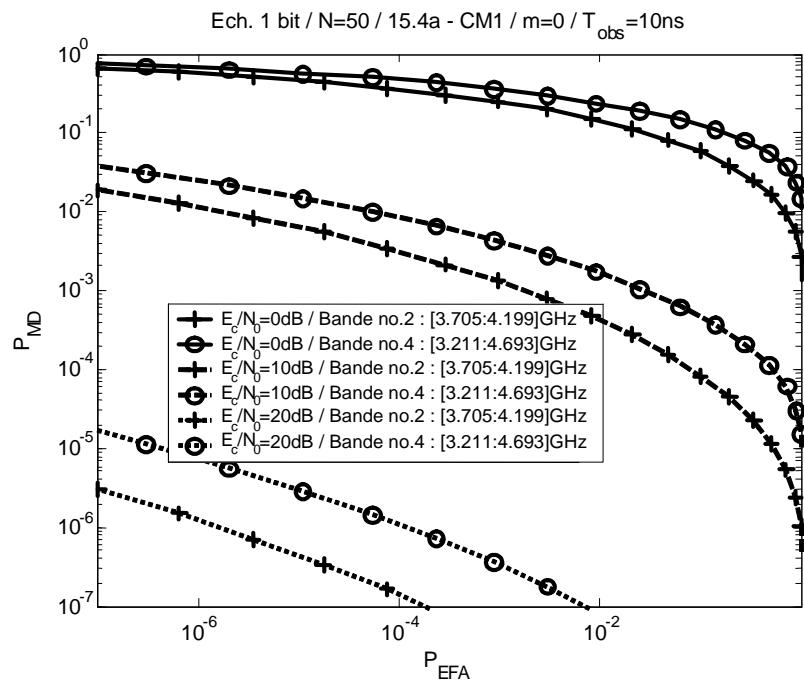


Figure 3 - 11 : Performances de détection de l'architecture à base d'**échantillonnage et quantification sur 1 bit** pour le canal 15.4a – **CM1** avec intégration cohérente de $N=50$ impulsions successives, en fonction de la **bande** et de l'**énergie étalée sur l'intégralité du canal** (d'après (Eq. 3 – 23) avec $m=0$, et (Eq. 3 – 26) avec $T_{obs}=10\text{ns}$)

Sur les Figure 3 - 12 et Figure 3 - 13, nous illustrons maintenant l'incidence du nombre d'impulsions utilisées dans la séquence et de la tolérance admise pour l'erreur d'estimation (indice m) dans le cas du canal en non-visibilité très fortement étalé (600ns) (15.4a – CM8). Nous notons alors pour les deux stratégies qu'en dépit de rapports E_c/N_0 très conséquents (de l'ordre d'une vingtaine de dB, ou plus), un grand nombre d'impulsions est requis pour assurer ne serait-ce que des performances de détection modestes ($P_{MD}=P_{EFA}=10^{-1}$), et ce même en relâchant fortement les contraintes sur la précision admise pour le temps d'arrivée (i.e. en augmentant la valeur de l'indice m , et donc la durée totale couverte pour le test de détection manquée). En fin de compte, l'énergie requise par des récepteurs sous-optimaux dans le cas d'un canal en non-visibilité aussi défavorablement étalé semble particulièrement critique, voire même rédhibitoire, suivant le choix de la période de répétition des impulsions et la durée maximale autorisée pour les séquences.

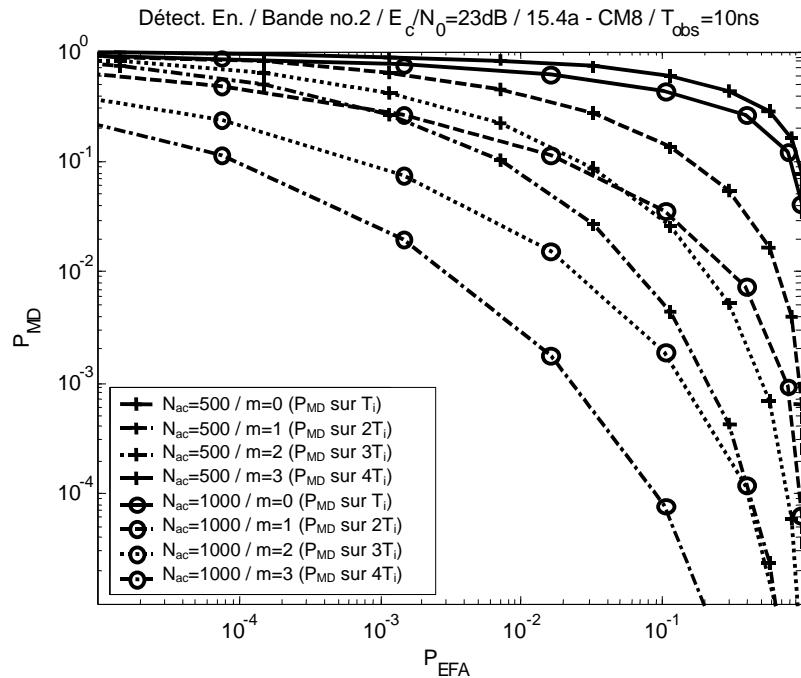


Figure 3 - 12 : Performances de détection de l'architecture à base de **détection d'énergie** pour la bande n°2, le canal 15.4a – **CM8**, et un rapport signal à bruit $E_c/N_0=23$ dB (défini à partir de l'énergie étalée sur l'intégralité du canal) en fonction du **nombre d'accumulations** et de la **tolérance sur l'erreur d'estimation** positive du temps d'arrivée (d'après (Eq. 3 – 23), et (Eq. 3 – 26) avec $T_{obs}=10$ ns)

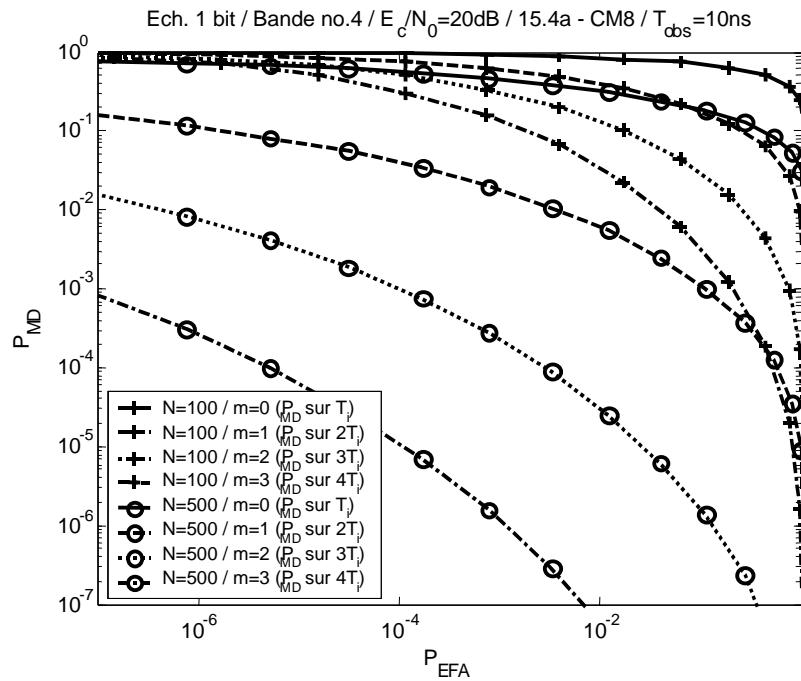


Figure 3 - 13 : Performances de détection de l'architecture à base d'*échantillonnage et quantification sur 1 bit* pour la bande n°4, le canal 15.4a – **CM8**, et un rapport signal à bruit $E_c/N_0=20\text{dB}$ (défini à partir de l'énergie étalée sur l'intégralité du canal) en fonction du **nombre d'intégrations** et de la **tolérance sur l'erreur d'estimation** positive du temps d'arrivée (d'après (Eq. 3 – 23), et (Eq. 3 – 26) avec $T_{obs}=10\text{ns}$)

A ce stade, le rapport E_c/N_0 n'est pas le seul indice représentatif des récepteurs envisagés, et une étude complémentaire du bilan de liaison s'impose afin d'établir un lien plus clair avec d'autres grandeurs critiques, telles que la période de répétition des impulsions ou la portée. Nous définissons dans un premier temps la puissance moyenne reçue comme :

$$P_{RX} = P_{TX} G_a G_{pl} = p_{FCC} B G_a G_{pl} \quad (\text{Eq. 3 - 41})$$

où P_{TX} est la puissance transmise, G_a le produit des gains des antennes d'émission et de réception, G_{pl} les pertes de propagation, B la largeur de la bande du signal transmis, p_{FCC} la densité spectrale de puissance autorisée par la FCC ([41]). Comme nous l'avons annoncé au Chapitre 2, les pertes de propagation seront ici simplement modélisées comme :

$$G_{pl_{dB}} = -\alpha \cdot 10 \cdot \log_{10}(d) - 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4\pi f_c}{c}\right) \quad (\text{Eq. 3 - 42})$$

En réalité, compte tenu de la forme d'onde utilisée, des pertes supplémentaires de l'ordre de 2,3dB sont occasionnées par rapport au cas idéal d'un gabarit spectral rectangulaire ([26]). Cette perte sera prise en compte par la suite en définissant la puissance réellement transmise comme :

$$P_{TX,\text{Real}_{dB}} = P_{TX_{dB}} - 2.3\text{dB} \quad (\text{Eq. 3 - 43})$$

La puissance de bruit est quant à elle déterminée en intégrant la densité spectrale de puissance sur la totalité de la bande, soit la puissance $N_0 B$.

A puissance moyenne reçue constante, en introduisant maintenant la période de répétition des impulsions PRP , nous obtenons au final :

$$\left(\frac{E_c}{N_o} \right)_{dB} = P_{TX,Real_dB} + G_{a\ dB} + G_{pl\ dB} + 10\log(PR_P) - N_{o\ dB} - M_{dB} \quad (\text{Eq. 3 - 44})$$

avec $N_o=-174\text{dBm/Hz}$ la densité spectrale monolatérale de puissance du bruit, et M_{dB} une marge supplémentaire intégrant le facteur de bruit des éléments RF de la chaîne de réception, les pertes d'implémentation, et les effets de *shadowing*.

En nous basant sur cette dernière relation, la distance maximale (i.e. la portée) offrant des pertes de propagation compatibles avec un rapport minimal E_c/N_0 permettant d'assurer un certain niveau de performances de détection (avec arbitrairement $P_{MD}=P_{EFA}$) peut être déterminée pour une période de répétition des impulsions et une longueur de séquence. Typiquement, les résultats reportés dans le Tableau 3 - 1 correspondent à l'utilisation de $PRP=130\text{ns}$ et $PRP=32.5\text{ns}$ (durées préconisées pour les en-têtes de synchronisation/acquisition dans le contexte de standardisation bas-débit, [41]) dans le cas du canal en visibilité 15.4a – CM1 avec $\alpha=1.8$ et $M_{dB}=10\text{dB}$.

15.4a - CM1	N / N _{acc}	Bande	$P_{MD}=P_{EFA}=10^{-1}$		$P_{MD}=P_{EFA}=10^{-2}$	
			PRP=130ns	PRP=32.5ns	PRP=130ns	PRP=32.5ns
Détection d'Energie	50	2	29.4m	13.6m	13.6m	6.31
	50	4	42.6m	19.7m	22.5m	10.4m
	100	4	54.9m	25.5m	27.2m	12.6m
Echantillonnage 1 bit	50	2	92.8m	42.9m	33.3m	15.4m
	50	4	104.2m	48.2m	58.6m	27.13m

Tableau 3 - 1 : Portée théorique de systèmes ULB sous-optimaux pour la détection d'impulsions dans un contexte d'estimation de temps d'arrivée en visibilité (canal IEEE 15.4a - CM1)

3.7. Conclusion

Dans ce Chapitre, nous avons choisi d’appréhender le problème d’estimation des temps d’arrivée sous la forme d’un problème de détection, pour deux exemples d’architectures de récepteurs ULB à faible complexité et faible coût. A cette occasion, nous avons introduit dans l’expression analytique des diverses probabilités de détection mises en jeu des modèles permettant de prendre en compte de manière plus réaliste les contributions énergétiques du canal.

Les premiers résultats présentés nous auront permis de mettre en évidence les difficultés habituellement rencontrées par les systèmes réels pour être sensibles à une impulsion unitaire de faible énergie. Cette remarque vaut particulièrement pour les canaux hostiles en non-visibilité et très étalés (e.g. IEEE 802.15.4a – CM8), pour lesquels une procédure d’estimation fiable des temps d’arrivée semble même compromise. Néanmoins, nous avons bien noté qu’une dégradation délibérée de la précision d’estimation, notamment en tolérant l’introduction de biais positifs plus importants sur la mesure des temps d’arrivée, était de nature à faciliter le problème de détection. Ce point précis motivera d’ailleurs certaines des stratégies de positionnement ou de poursuite proposées dans les Chapitres suivants. Nous avons enfin pu constater qu’une stratégie de réception basée sur une simple détection d’énergie offrait des résultats sensiblement dégradés par rapport à une autre architecture sous-optimale basée sur un échantillonnage 1 bit du signal reçu.

En lien avec la formulation proposée dans ce Chapitre, des travaux sont actuellement en cours pour établir un lien analytique avec l’erreur d’estimation dans un contexte multi-trajets réaliste.

3.8. Références bibliographiques du Chapitre 3

- [1] J. Proakis, "Digital Communications", McGraw-Hill, 1995
- [2] I Opperman, UWB, "Theory and Applications", Wiley, 2004
- [3] L.W. Fullerton, "System and Method for Position Determination by Impulse Radio", *Brevet Américain*, no. 6133876, octobre 2000
- [4] Time Domain Corporation, "Ultra Wideband (UWB) Radios for Precision Location", *white paper*
- [5] M. Frigerio, "Synchronization Algorithms and Sequences for a Low Complexity Ultra-Wideband Impulse Radio Receiver", *Tesi di Laurea*, Politecnico Milano, 2001
- [6] R. A. Fleming, C. E. Kushner, "Spread Spectrum Localizer", *Brevet Américain*, no. 5.748.891, mai 1998
- [7] G. Jacovitti and G. Scarano, "Discrete Time Techniques for Time Delay Estimation", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 41, no. 2, pp. 525-533, février 1993
- [8] R. Cusani, "Performance of Fast Time Delay Estimators", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 37, no. 5, pp. 757-759, mai 1989
- [9] M. Parrilla, J. Anaya, C. Fritsch, "Digital Signal Processing Techniques for High Accuracy Ultrasonic Range Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 6, pp. 759-763, août 1991
- [10] Y. Qi, R. Kohno, "Mitigation of Sampling-induced Errors in Delay Estimation", *IEEE International Conference on Ultra wideband 2005*, Zurich, septembre 2005
- [11] D. Helal, P. Rouzet, "STMicroelectronics Proposal for IEEE 802.15.3a Alt PHY", Proposition de couche physique 0313mP802-15 auprès des instances de normalisation du standard IEEE 802.15.3a, juillet 2003
- [12] D. Lachartre, G. Masson, D. Morche, C. Mounet, "A 20GHz 1-bit Digitizer for Ultra-Wideband Applications" *IEEE European Solid-State Circuit Conference*, Grenoble, septembre 2005
- [13] R. E. Boucher and J. C. Hassab, "Analysis of Discrete Implementation of Generalized Cross-correlator", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 29, no. 3, pp. 609-611, juin 1981
- [14] J.-Y. Lee, A. R. Sholtz, "Ranging in a Dense Multipath Environment Using a UWB Radio Link", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1677-1683, décembre 2002
- [15] J.-Y. Lee, "Ultra-Wideband Ranging in Dense Multipath Environments", *PhD Dissertation*, Faculty of the Graduate School University of Southern California, mai 2002
- [16] A. Jakobsson, A. Lee Swindlehurst, P. Stoica, "Subspace-based Estimation of Time Delays and Doppler Shift", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 9, pp. 2472-2483, septembre 1998
- [17] T. Manabe, H. Takai, "Superresolution of Multipath Delay Profiles Measured by PN Correlation Method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, is. 5, pp. 500-509, mai 1992
- [18] J. Vidal, N. Najar, R. Jativa, "High Resolution Time-of-Arrival Detection for Wireless Positioning Systems", *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, pp. 2283-2287, septembre 2002

- [19] J. Vidal, R. E. Jativa, "First Arriving Path Detection for Subscriber Location in Mobile Communication Systems", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing 2002*, vol. 3, pp. 2733-2736, mai 2002
- [20] C. Mazzucco, U. Spagnolini, G. Mulas, "A Ranging Technique for UWB Indoor Channel Based on Power Delay Profile Analysis", *IEEE Vehicular Technology Conference 2004 – Spring*, vol. 5, pp. 2595-2599, may 2004
- [21] R.J. Fontana, "Ultra Wideband Precision Geolocation System", *Brevet Américain*, no. 6054950, 2000
- [22] R. J. Fontana, "Experimental Results from an Ultra Wideband Precision Geolocation System", *EuroEM*, Edinburgh, mai 2000
- [23] R. J. Fontana, "Ultra-Wideband Precision Asset Location System", *IEEE conference on Ultra Wideband Systems and Technology*, Baltimore, pp. 147-150, mai 2002
- [24] A. Rabbachin, I. Oppermann, "Synchronisation Analysis for UWB Systems with a Low Complexity Energy Collection Receiver", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004
- [25] IEEE 802.15.4a, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [26] S. de Rivaz, B. Denis, J. Keignart, M. Pezzin, N. Daniele, D. Morche, "Performances Analysis of a UWB Receiver using Complex Processing", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies (UWBST'03)*, pp. 229-233, Reston, novembre 2003
- [27] A. F. Molish et al., "A Comprehensive Model for Ultrawideband Propagation Channels", à paraître
- [28] H. Liu, "Error Performance of a Pulse Amplitude and Position Modulated Ultra-Wideband System over Lognormal Fading Channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 11, novembre 2003
- [29] S. Dubouloz, M. Pelissier, B. Denis, M. Sambuq, L. Ouvry, "Energy Characteristics of UWB Channel Models Applied to System Design", *IEEE International Conference on Ultra-wideband*, Zurich, septembre 2005
- [30] M. Weisenhorn, W. Hirt, "Robust Noncoherent Receiver Exploiting UWB Channel Properties", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004
- [31] S. Dubouloz, B. Denis, S. de Rivaz, L. Ouvry, "Performance Analysis of LDR UWB Non-Coherent Receivers in Multipath Environments ", *IEEE International Conference on Ultra-wideband*, Zurich, septembre 2005
- [32] A. Rabbachin, R. Tesi, I. Oppermann, "Bit Error Rate Analysis for UWB Systems with a Low Complexity, Non-Coherent Energy Collection Receiver", *IST Mobile Summit 2004*, Lyon, juillet 2004
- [33] S. Paquelet, L-M. Aubert, B. Uguen, "An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004
- [34] R.T. Hoctor, H.W. Tomlinson, "An Overview of Delay-Hopped, Transmitted-Reference RF Communications", *2001CRD198*, janvier 2004
- [35] A. Rabbachin, L. Stoica, S. Tiuraniemi, I. Oppermann, "A Low Cost, Low Power UWB Based Sensor Network", *International Workshop on Wireless Ad Hoc Networks 2004*, Oulu, mai-juin 2004
- [36] L. Stoica, S. Tiuraniemi, A. Rabbachin, I. Oppermann, "An Ultra Wideband TAG Circuit Transceiver Architecture", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004
- [37] T. Zasowski, F. Althaus, A. Wittneben, "An Energy Efficient Transmitted Reference Scheme for Ultra Wide Band Communications", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004

- [38] P. A. Humblet, M. Azizoglu, “On the Bit-Error Rate of Lightwave Systems with Optical Amplifiers”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, pp. 1576-1582, novembre 1991
- [39] M. Pélissier, B. Denis, D. Morche, “A Methodology to Investigate UWB Receiver Sensitivity to Clock Jitter”, *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies*, pp. 126-130, Reston, novembre 2003
- [40] B.Denis, “UWB localization techniques”, *Ultra Wide Band Summit 2003*, Bercy, décembre 2003
- [41] FCC 02-48, “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems”, *Federal Communications Commission*, adopté en février 2002, révisé en avril 2002

Chapitre 4 : Positionnement ULB

"Nous sommes tous responsables de tout et de tous
devant tous, et moi plus que tous les autres"

Fedor Dostoeïevski

4.1. Introduction

Dans ce quatrième chapitre, nous nous proposons d'aborder le problème du positionnement de nœuds statiques au sein de réseaux sans-fil ULB. Si les solutions algorithmiques qui seront décrites peuvent dénoter vis-à-vis des techniques classiquement envisagées pour les systèmes de localisation ULB, chacune d'elles doit néanmoins nous permettre d'illustrer quelques principes élémentaires, souvent malmenés ou occultés, de nature à améliorer la précision de positionnement. Au nombre de ces idées, nous proposons notamment de mettre à profit :

Une forme de connaissance *a priori* plus précise, qu'elle soit statistique ou déterministe, propre à la couche physique ULB, et relative à l'obtention des métriques de base (e.g. modèles de temps de vol ou de distances mesurés, constitution d'une base de données, etc.)

Les nouvelles formes adoptées par les réseaux, qui offrent des perspectives attrayantes en terme de quantité d'information disponible (voire de redondance d'information) et de réduction de la complexité, avec la mise en jeu de procédures distribuées et coopératives entre les nœuds

La diversité temporelle autorisée par la bonne résolution ULB, avec l'exploitation de trajets secondaires utiles au problème de localisation lors de la phase d'estimation des temps d'arrivée

Les solutions mises en lumière donnent également à voir les différentes stratégies de modélisation qu'il convient d'adopter suivant le type d'environnement rencontré dans un problème classique de radiolocalisation. Typiquement, nous nous trouvons acculés à une modélisation statistique des erreurs liées au canal pour des milieux *indoor* multi-trajets complexes, quand une modélisation déterministe semble raisonnablement envisageable dans le cas d'un environnement mono-trajet prédictible (e.g. le trajet réfracté par le manteau neigeux dans un contexte de localisation ULB de victimes d'avalanches) (Chapitre 2). Par ailleurs, nous précisons que nous ne chercherons ni à comparer les diverses solutions entre elles, ni à détailler outre mesure les outils mathématiques ou les techniques connexes qui leur sont associés, mais plutôt à illustrer les concepts généraux qui viennent d'être évoqués.

Dans un premier temps, nous effectuerons un bref rappel sur les techniques habituellement envisagées pour la résolution du problème de positionnement.

Comme une première réponse aux difficultés rencontrées par ces techniques, nous décrirons alors un algorithme adapté aux réseaux ULB distribués de type *ad hoc*, prenant en compte les modèles statistiques raffinés de distances mesurées qui ont été proposés au Chapitre 2 pour les milieux *indoor*. Cet algorithme repose sur une utilisation généralisée des procédures TWR-TOA décrites au Chapitre 1, ainsi que sur une maximisation distribuée et potentiellement « asynchrone » de la vraisemblance conjointe des mesures de distances disponibles dans le réseau.

Nous chercherons ensuite à exploiter l'intégralité des réponses du canal *indoor* ULB, afin de jouir au mieux de la diversité temporelle permise par la résolution ULB. Nous préconiserons en particulier

d'étendre la procédure d'estimation des temps d'arrivée aux trajets secondaires, et l'utilisation de réseaux de neurones pour interpréter les réponses « résolues » comme des signatures globalement caractéristiques de la position d'un émetteur ULB vis à vis de récepteurs fixes.

Enfin, nous présenterons un algorithme de positionnement basé sur une procédure OWR-TDOA (Chapitre 1) et dédié au contexte plus spécifique de recherche de victimes d'avalanche. Les modèles de temps de vol ULB présentés au Chapitre 2 dans le cas d'un trajet réfracté par la neige seront pris en compte. En accord avec ces modèles, nous verrons également comment la linéarisation des différences de distance après un développement en série de Taylor ou TSE (pour *Taylor Series Expansion*) permet d'établir l'expression analytique de l'estimateur de la position de la victime au sens des moindres carrés.

4.2. Algorithmes classiques de positionnement à partir de métriques temporelles

Nous revenons dans un premier temps sur des formes algorithmiques classiques permettant de restituer la position relative et/ou absolue de nœuds mobiles¹ à partir de mesures de temps d'arrivée et de différences de temps d'arrivée. Dans ce contexte, il est fréquent d'opposer les approches centralisées, très largement représentées, en particulier dans le domaine de la radiolocalisation ULB, et les approches distribuées, encore demeurées relativement confidentielles mais pressenties pour s'imposer au sein des futurs réseaux ULB *ad hoc*. Tout au long de ce Chapitre, nous nous intéresserons uniquement à un problème 2D, étant bien entendu que les formulations algorithmiques décrites peuvent s'étendre au cas 3D.

4.2.1. Algorithmes de positionnement centralisés

A partir de mesures de temps d'arrivée² (ou de manière équivalente de mesures de distances), de simples calculs de triangulation peuvent être menés pour retrouver la position absolue d'un nœud à partir de nœuds de référence. Par exemple, nous savons depuis le Chapitre 1 qu'il est possible de s'appuyer sur une interprétation géométrique du problème en déterminant l'intersection de trois cercles comme l'exacte solution d'un jeu de trois équations quadratiques. Malgré tout, dans le cas de mesures bruitées, les cercles ne trouvent plus nécessairement d'interception unique, donnant lieu à la notion de zone d'incertitude. Dès lors, lorsque le système est surdimensionné (i.e. le nombre de nœuds de référence mis en œuvre est supérieur au nombre *minimum* théoriquement requis pour assurer l'unicité de la solution « géométrique »), certaines méthodes d'optimisation au sens des moindres carrés ([1]) peuvent être mises en oeuvre. La formulation originale consiste à minimiser la somme des carrés d'une fonction de coût non-linéaire, formée comme la différence entre les mesures de distances relatives et les distances construites à partir des positions estimées. Dans un cadre plus général, si $(x_1, y_1), (x_2, y_2) \dots (x_N, y_N)$ représentent les coordonnées cartésiennes d'un jeu de N points de référence et si $\tilde{d}_1, \tilde{d}_2 \dots \tilde{d}_N$ représentent les distances relatives mesurées entre ces références et le nœud inconnu à positionner de coordonnées cartésiennes (x, y) , il convient de former:

$$f_i(x, y) = \tilde{d}_i - \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \quad (\text{Eq. 4 - 1})$$

pour chacune des références $i=1 \dots N$.

¹A ce stade du problème, la mobilité n'est pas supportée par l'algorithme de positionnement. Aussi, la notion de « nœud mobile » renvoie principalement à l'absence d'information sur la position de ce nœud, par opposition à « nœud de référence » ou « nœud d'ancrage ».

²On entend ici l'expression « temps d'arrivée » dans le sens « temps de vol » (Chapitre 1).

Il s'agit ensuite de trouver les coordonnées (\hat{x}, \hat{y}) qui minimisent la fonction de coût :

$$F(x, y) = \sum_{i=1}^N \alpha_i^2 f_i^2(x, y) \quad (\text{Eq. 4 - 2})$$

où α_i est un coefficient pouvant refléter la fiabilité de la liaison radio vis-à-vis de la $i^{\text{ème}}$ référence et/ou de la mesure \tilde{d}_i .

Plusieurs solutions ont été proposées pour résoudre ce problème classique d'optimisation au sens des moindres carrés. Une approche populaire consiste à utiliser des méthodes s'inspirant de la descente de gradient, telles que la descente selon la direction « la plus abrupte » ou *steepest descent* ([2], [3]). Une difficulté majeure rencontrée avec cette méthode est sa relative lenteur de convergence. Aussi, une alternative consiste à utiliser un développement en séries de Taylor des fonctions liant les coordonnées des nœuds aux distances mesurées pour se donner une solution matricielle linéarisée et itérative ([4]). Des problèmes de convergence peuvent toutefois survenir avec cette méthode, notamment lorsque le nœud inconnu se trouve à proximité de l'une des références, en raison de la non-validité de l'hypothèse de linéarité. Un autre algorithme ([5]), basé sur l'intersection de droites de positionnement ou LOP pour *Line Of Positioning*, constitue également un mode de positionnement « géométrique » à partir de l'information de temps d'arrivée. L'estimée finale de la position est dans ce cas calculée comme le centroïde des différents points d'intersection.

Pour les algorithmes de positionnement se basant sur la mesure de différences de temps d'arrivée, on retrouve une classification sensiblement analogue. Par exemple, la position d'un nœud inconnu peut être calculée comme la solution exacte d'un système d'équations hyperboliques ([6], [7]). Dans le cas où le système est surdimensionné, il est aussi possible d'utiliser un développement en série de Taylor pour produire de manière itérative une solution « linéarisée » au sens des moindres carrés ([4], [8]). Contrairement aux solutions « géométriques », cette technique requiert des calculs matriciels plus conséquents et les performances obtenues (notamment la convergence) sont très largement tributaires de la qualité de la condition initiale. Toutefois, cette méthode est parfois utilisée pour raffiner des positions obtenues au moyen d'algorithmes plus rudimentaires. Plusieurs approches alternatives ont été proposées afin d'éviter les problèmes de convergence inhérents à ce type d'algorithme, telles que les méthodes d'interpolation sphérique ([9], [10], et [11]), ou encore une solution approximée en deux étapes de la solution du *maximum* de vraisemblance ou ML pour *Maximum Likelihood* ([12]). Les méthodes hyperboliques (à l'exception du développement en série de Taylor) ont ceci de commun qu'elles ne peuvent garantir l'unicité de la solution. Elles réclament par ailleurs la connaissance *a priori* de la variance des erreurs commises sur les temps d'arrivée (à l'exception de la solution directe). On recense enfin des méthodes d'optimisation matricielles non-linéaires, telles que la méthode de Gauss-Newton, ou les méthodes quasi-Newton, parmi lesquelles la formulation DFP pour *Davidon-Fletcher-Powell*, qui a été largement mise à contribution dans des systèmes ULB de localisation à base de OWR-TDOA ([13], [14], et [16]).

De nombreuses améliorations ont été apportées à ces schémas de base pour détecter et/ou corriger les erreurs importantes liées aux situations de non-visibilité. En premier lieu, il a été montré que la fusion

de données ([17]), qui consiste à utiliser différentes métriques (e.g. la mesure de TOA et de TDOA), doit permettre d'améliorer les performances de positionnement, au prix d'une complexité accrue des mécanismes du protocole permettant de supporter la fonctionnalité de radiolocalisation. Dans une autre approche proposée ([18]), lorsque plus de trois nœuds de référence sont disponibles, l'algorithme RWGH pour *Residual Weighting Algorithm* utilise plusieurs combinaisons de trois références pour déterminer des positions intermédiaires du nœud mobile au sens des moindres carrés, puis calcule pour chacune des combinaisons les résidus normalisés³ après optimisation. L'estimée finale est ensuite construite comme la combinaison linéaire des estimées intermédiaires. L'ensemble de ces algorithmes tend à réduire l'erreur de positionnement lorsque de nombreux nœuds de référence sont effectivement en visibilité du nœud inconnu. La méthode décrite en [2] repose quant à elle sur des techniques d'optimisation sous contraintes, en considérant que les erreurs commises sur les distances sont nécessairement positives. Dans un esprit tout à fait similaire, l'algorithme RSA pour *Range Scaling Algorithm* ([19]) consiste à calculer des facteurs d'échelle normalisés permettant d'ajuster les mesures de distances corrompues jusqu'à leur plus proche valeur en situation de visibilité. Conformément à des considérations géométriques simples, le problème est alors formulé comme un problème d'optimisation non-linéaire sous une contrainte double (linéaire et non-linéaire).

Enfin, certains algorithmes plus en prise avec la couche physique de transmission cherchent à établir un lien entre les métriques mesurées (ou l'erreur commise sur ces dernières) et les caractéristiques du canal. Il a par exemple été proposé en [20] de calibrer les mesures de temps d'arrivée, en tenant compte de la relation entre l'erreur commise et l'étalement du canal. Il a aussi été proposé en [21] d'adoindre aux mesures réalisées un coefficient de confiance, basé sur le rapport signal à bruit du trajet servant de base à l'estimation du temps d'arrivée, ainsi que sur son écart temporel à la plus forte composante de la réponse.

4.2.2. Algorithmes de positionnement distribués

Toutes les techniques décrites dans le point précédent renvoient à des stratégies que l'on peut qualifier de « centralisées ». Ces techniques impliquent d'emblée la présence d'un point central dans le réseau, apte à procéder au calcul des positions, et nécessitant potentiellement d'importantes ressources de calcul. Elles se caractérisent par ailleurs par la faible quantité d'information échangée et/ou un nombre limité de liens radio établis entre les nœuds (seules des liaisons vis-à-vis des nœuds de référence sont envisagées). Par opposition à ces techniques, des approches distribuées permettent un positionnement relatif ou absolu à partir de l'information de temps de vol (ou de distances), tout en préservant une faible complexité en chaque point du réseau. Les nœuds étant fortement contraints en termes de ressources calculatoires et de consommation, des procédures coopératives autorisent alors le partage et la propagation de l'information disponible, ainsi qu'une répartition de la charge algorithmique sur l'ensemble du réseau. Les algorithmes décrits ci-dessous constituent des exemples assez représentatifs.

Un premier protocole de référence proposé en [22] permet de retrouver l'information de position absolue en postulant l'existence de nœuds de référence connaissant leur position *a priori* qui constituent des points d'ancrage pour le reste du réseau. Dans ce contexte, une procédure de

³Les résidus sont normalisés par rapport à la taille du groupe de nœuds de référence retenu.

découverte de la topologie du réseau ou TD pour *Topology Discovery*, aussi appelée procédure ABC (pour *Assumption Based Coordinates*), repose sur des relations locales de triangulation associées à un groupe restreint de nœuds (typiquement 4 en 3D). Ensuite, en considérant l'un des nœuds comme l'origine globale du repère, l'algorithme procède à une reconstruction de l'intégralité de la topologie relative du réseau. Puisque l'unicité ne peut être assurée, les axes ne correspondent pas nécessairement avec le système réel global de coordonnées, et seule une information de position relative est disponible à ce stade. Les algorithmes GTD (pour *Global Topology Discovery*) ou TERRAIN (pour *Tringulation via Extended Range and Redundant Association of Intermediate Nodes*) reposent sur l'algorithme de base ABC. Pour l'algorithme GTD par exemple, chaque nœud procède localement à la découverte de la topologie relative de son voisinage comme s'il était à l'origine du système de coordonnées. Les véritables nœuds de référence initient la procédure et forcent alors les nœuds dans leur voisinage à ajuster leur système de coordonnées après une série de transformations linéaires (translations, rotations....). Le système de coordonnées est alors propagé jusqu'à ce que la représentation du réseau converge vers un seul et unique système global, chaque nouveau nœud d'ancrage annulant un degré de liberté supplémentaire.

Pour le protocole APS (pour *Ad hoc Positioning System*) ([23]), l'information délivrée par les nœuds de référence est également propagée de proche en proche à travers le réseau dans un contexte général de connectivité partielle, de sorte que les nœuds parviennent à calculer leur position à partir de trois (ou plus) nœuds de référence distants. L'information peut par exemple se propager selon la méthode DV-distance, pour laquelle chaque nœud du réseau tient à jour une table contenant les coordonnées et la distance estimée vis-à-vis de chaque nœud de référence à partir des distances mesurées pour chacun des sauts permettant de couvrir la distance totale.

Dans l'approche dite des « *Terminodes* », un protocole apte à reconstituer une topologie relative du réseau, connu sous le nom de *Self-Positioning Algorithm (SPA)*, a été proposé en [24]. Localement, chaque nœud détecte ses voisins immédiats et mesure les distances relatives vis-à-vis de ces voisins. Il élit ensuite deux nœuds de ce voisinage pour se donner un système de coordonnées local, dans lequel peuvent être exprimées les coordonnées de certains autres voisins immédiats, appelés *Local View Set*. Dans la mesure où chaque nœud occupe l'origine de son système de coordonnées local, tous les systèmes doivent être linéairement transformés en utilisant une correction angulaire et des translations vectorielles de manière à doter le réseau d'un système global unique doté d'une seule orientation. En répétant récursivement la procédure de propagation de base à l'aide de simples relations de triangulation, le système de coordonnées de référence se propage à travers l'ensemble du réseau.

Au terme de ce rappel, il apparaît de manière criante que les algorithmes de positionnement habituels se fondent systématiquement sur l'estimation du temps d'arrivée associé à un trajet unique (au mieux le premier observable). Par ailleurs, même les stratégies les plus abouties (e.g. les méthodes d'optimisation non-linéaires) ne prennent pas en compte des modèles suffisamment fiables concernant les métriques de base. On se donne par exemple dans le meilleur des cas uniquement la variance de l'erreur sous une hypothèse gaussienne centrée. D'autres algorithmes, en visant ouvertement une faible complexité, reposent sur des considérations géométriques simples, et sont de fait particulièrement sensibles aux erreurs importantes commises sur les distances mesurées. En

particulier, dans le cas de stratégies distribuées, la propagation de ces erreurs rend la plupart des solutions proposées difficilement viables pour des environnements réalistes incluant des situations de non-visibilité sévères.

4.3. Positionnement distribué, redondance d'information, et traitement statistique des distances biaisées par le canal – Application aux réseaux *ad hoc* ULB en milieu *indoor*

En s'appuyant sur des modes d'échange coopératifs, tels que les procédures TWR-TOA décrites dans le Chapitre 1, ainsi que sur les modèles proposés au Chapitre 2 portant sur l'impact général du canal ULB en milieu *indoor*, l'algorithme de positionnement distribué que nous allons décrire ([25], [26]) bénéficie d'une connaissance *a priori* sur la densité de probabilité des distances mesurées entre les nœuds. Cet algorithme ne sollicite pas de ressources du protocole autres que celles qui pourraient être utiles dans le cadre de mécanismes de synchronisation distribués. Dans cette solution, chacun des nœuds mobiles remet à jour sa propre position au gré de ses communications, en se fondant sur des mesures de distances vis-à-vis de ses voisins, ainsi que sur les coordonnées estimées au rang précédent et transmises par ces mêmes voisins. Ce faisant, chaque nœud contribue à la maximisation de la vraisemblance globale des distances mesurées dans le réseau. Nous prétendons que cette approche est pertinente dans le présent contexte, dans le sens où la redondance d'information et la diversité spatiale sont notoires au sein des réseaux ULB de type *ad hoc*.

4.3.1. Contexte applicatif

Le réseau *ad hoc* qui nous préoccupe se compose d'un grand nombre de nœuds pouvant communiquer les uns avec les autres dans la limite de la portée autorisée par la couche physique de transmission. Ce réseau comprend un certain nombre de nœuds de référence, ou nœuds d'ancre, dont les positions absolues sont connues *a priori*. Dans ce contexte, la disponibilité d'une liaison radio entre les nœuds N_i et N_j peut être caractérisée par une variable e_{ij} égale à l'unité dès lors qu'un indice de la qualité de la communication radio (taux d'erreur sur les paquets transmis, qualité de service, puissance reçue...) atteint un certain seuil, et égale à zéro dans le cas contraire. Nous supposons que les nœuds N_i et N_j sont séparés par la distance physique d_{ij} et nous définissons alors le voisinage $N(i)$ du nœud N_i comme l'ensemble des nœuds :

$$\left\{ N_k / d_{ik} = \sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2} \leq C_b \right\} \quad (\text{Eq. 4 - 3})$$

où C_b est une « borne en distance » liée à la connectivité, ou en d'autres termes, la portée maximale compatible avec la couche physique retenue (e.g. $C_b=20$ m dans le cas de transmissions ULB *indoor* classiques).

Dans ce contexte, l'application la plus immédiate que nous pourrions envisager correspond à la synchronisation et au positionnement relatif de nœuds mobiles au sein de réseaux distribués, dépourvus d'infrastructure, potentiellement non-coordonnés, et composés d'un grand nombre d'émetteurs/récepteurs ULB ([27]). Une seconde application, certainement beaucoup plus simple à mettre en oeuvre, s'appuie sur un réseau *ad hoc* à deux niveaux hiérarchiques, comprenant des nœuds coordinateurs susceptibles de gérer une large gamme de fonctionnalités (gestion des ressources du réseau, positionnement de nœuds mobiles...) et soumis à des contraintes allégées en terme de complexité et/ou de consommation, ainsi qu'un nuage de nœuds de base, soumis à des contraintes beaucoup plus sévères. Dans ce contexte, une technique peu complexe pour localiser ces nœuds de base s'appuie sur des procédures de type OWR-TDOA en mode actif (Chapitre 1), en choisissant les coordinateurs pour nœuds de référence. La contrainte la plus forte associée à cette technique réside précisément dans la nécessité de disposer de références isochrones, connaissant leur position absolue *a priori*. La solution la plus triviale consisterait alors à interconnecter les coordinateurs entre eux pour former une infrastructure câblée ([14], [15]), mais cette solution se révèle clairement moins flexible et attrayante qu'une solution sans-fil intégrale. Dans un tel cas, l'algorithme que nous proposons ([25]) devrait permettre d'obtenir tout à la fois un positionnement et une synchronisation stricte préalables de ces coordinateurs, au moyen de liaisons radio ULB. Bien que la solution que nous décrivons ne doive pas être restreinte à cette seule application, nous nous attacherons à en illustrer les principes et les résultats majeurs au travers de cet exemple simple.

4.3.2. Moindres carrés distribués

Dans l'optique de retrouver les coordonnées cartésiennes de nœuds mobiles dans le plan, nous avons vu avec les relations (Eq. 4 - 1) et (Eq. 4 - 2) qu'il était possible de minimiser une fonction de coût construite comme la somme des écarts quadratiques des distances mesurées aux distances estimées. Dans le cas de notre réseau *ad hoc*, des informations redondantes sont disponibles, consécutivement à l'obtention de multiples mesures de distances (incluant les distances entre les nœuds mobiles eux-mêmes, en marge des liaisons vis-à-vis des nœuds de référence). En étendant la formulation (Eq. 4 - 2), la nouvelle fonction de coût devient donc :

$$E = \frac{1}{2} \sum_i \sum_{j \in N(i)} (\tilde{d}_{ij} - \hat{d}_{ij})^2 \quad (\text{Eq. 4 - 4})$$

où \tilde{d}_{ij} correspond à la distance mesurée entre le nœud N_i et le nœud N_j , $N(i)$ correspond au voisinage du nœud N_i

Dans l'approche classique, nous cherchons à déterminer les coordonnées $x = [x_1 \dots x_{N_m}]$ et $y = [y_1 \dots y_{N_m}]$ de N_m nœuds mobiles telles que :

$$E(x, y) = \min_{\hat{x}, \hat{y}} (E(\hat{x}, \hat{y})) \quad (\text{Eq. 4 - 5})$$

Cette simple solution au sens des moindres carrés coïncide avec la solution au sens du maximum de vraisemblance ou ML (pour *Maximum Likelihood*) dans un contexte de bruit blanc additif gaussien BBAG, c'est-à-dire lorsque :

$$\tilde{d}_{ij} = d_{ij} + \eta \quad (\text{Eq. 4 - 6})$$

avec η une variable aléatoire gaussienne centrée.

Un protocole distribué et « asynchrone » permettant de suivre approximativement la direction du gradient négatif pour la procédure de minimisation (Eq. 4 - 5) a été décrit en [28]. Nous désignerons cet algorithme de référence sous l'acronyme DWLS (pour *Distributed Weighted Least Squares*) par la suite. Nous allons maintenant chercher à l'adapter, en nous dotant notamment de modèles de distances mesurées plus réalistes.

4.3.3. Modèles de distances mesurées

A ce stade du problème, il nous semble important de revenir sur les concepts de « distance mesurée » \tilde{d} , de « distance radio » \bar{d} , et de « distance géométrique ou euclidienne » d . Le plus souvent, une distance radio peut être vue comme une version aléatoire dégradée de la distance réelle géométrique d , conditionnée à cette même distance d . Typiquement, en raison de situations de non-visibilité, la distance radio constitue « très probablement » une version surestimée ou biaisée de d (Chapitre 2). Si ce point n'est pas particulièrement préjudiciable du point de vue de la synchronisation⁴, il devient en revanche critique dans un problème « euclidien » de positionnement. En conséquence, nous substituons maintenant à (Eq. 4 - 6) la relation :

$$\tilde{d}_{ij} = \bar{d}_{ij} + n_{ij} \quad (\text{Eq. 4 - 7})$$

Nous savons par ailleurs depuis le Chapitre 2 que la distance radio \bar{d} , conditionnée à la distance géométrique d et à la configuration de canal particulière $C=\{LOS, NLOS, NLOS^2\}$, a pour densité de probabilité :

$$p_C[\bar{d}/d, C] = W_{G_c} \frac{1}{d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_c} e^{-\frac{(\bar{d}-d)^2}{2\sigma_c^2}} + W_{E_c} \frac{1_{\{\bar{d} \geq d\}}}{d} \lambda_c e^{-\lambda_c \left(\frac{\bar{d}}{d}-1\right)} \quad (\text{Eq. 4 - 8})$$

⁴Nous rappelons que les noeuds chercheront avant tout à estimer et compenser des « distances radio » pour se synchroniser.

En posant toujours une hypothèse gaussienne centrée pour n_{ij} en (Eq. 4 - 7), nous montrons (Annexe 5) que la densité de probabilité de \tilde{d} conditionnée à la distance d et à la configuration de canal $C=\{LOS, NLOS, NLOS^2\}$ s'écrit :

$$p_C[\tilde{d}/d, C] = W_{G_c} D_{G_c} \sqrt{\frac{\pi}{A_{G_c}}} e^{(B_{G_c}^2 - 4A_{G_c}C_{G_c})/(4A_{G_c})} + \\ W_{E_c} D_{E_c} \sqrt{\frac{\pi}{A_{E_c}}} e^{(B_{E_c}^2 - 4A_{E_c}C_{E_c})/(4A_{E_c})} \operatorname{erfc}\left(\frac{B_{E_c}}{2\sqrt{A_{E_c}}}\right) \quad (\text{Eq. 4 - 9})$$

où

$$A_{G_c} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_n^2} + \frac{1}{d^2 \sigma_c^2} \right) = A_{E_c} + \frac{1}{2} \frac{1}{d^2 \sigma_c^2} \quad (\text{Eq. 4 - 10})$$

$$B_{G_c} = \frac{(d - \tilde{d})}{\sigma_n^2} = B_{E_c} - \frac{\lambda_c}{d} \quad (\text{Eq. 4 - 11})$$

$$C_{G_c} = \frac{(d - \tilde{d})^2}{2\sigma_n^2} = C_{E_c} \quad (\text{Eq. 4 - 12})$$

$$D_{G_c} = \frac{1}{2\pi d \sigma_c \sigma_n} = \frac{2D_{E_c}}{\sqrt{2\pi} \lambda_c \sigma_c} \quad (\text{Eq. 4 - 13})$$

Nous rappelons maintenant que conformément à la relation (Eq. 2 – 21) du Chapitre 2, la densité de probabilité finale peut elle-même se présenter sous la forme d'une mixture :

$$p[\tilde{d}/d] = \sum_C W_C(d) p_C[\tilde{d}/d, C] \quad (\text{Eq. 4 - 14})$$

Ce dernier modèle constitue une version améliorée du modèle initialement présenté en (Eq. 2 – 21) et [26], qui ne prenait pas en considération le bruit de détection, mais seulement le canal comme contributeur principal de l'erreur finale.

4.3.4.Log-vraisemblance des observations

Nous venons de voir avec le point précédent que la densité de probabilité marginale associée à une mesure de distance entre deux nœuds pouvait adopter la forme d'une mixture (Eq. 4 – 14). Nous nous proposons maintenant de considérer conjointement les distances mesurées dans le réseau. \tilde{D} représente l'union des distances indépendantes conjointement mesurées et disponibles $\{\tilde{d}_{ij} / \forall i = 1..N_m, j > i, j \in N(i)\}$, et si D renvoie à l'union des distances géométriques correspondantes $\{d_{ij} / \forall i = 1..N_m, j > i, j \in N(i)\}$.

En supposant l'indépendance statistique des mesures (i.e. l'indépendance des différentes liaisons radio N_i - $N_j, j > i$) et $\tilde{d}_{ij} = \tilde{d}_{ji}$, nous écrivons la fonction de vraisemblance conjointe comme:

$$p[\tilde{D}/D] = \prod_i \prod_{\substack{j \in N(i) \\ j > i}} p[\tilde{d}_{ij}/d_{ij}] \quad (\text{Eq. 4 - 15})$$

La maximisation de (Eq. 4 – 15) est équivalente à la maximisation du logarithme de la fonction de vraisemblance ou fonction de « log-vraisemblance » :

$$\Lambda = \ln(p[\tilde{D}/D]) \quad (\text{Eq. 4 - 16})$$

En un sens, cette grandeur peut être vue comme un indice de la « conformité Euclidienne » de représentation du réseau.

4.3.5. Maximisation distribuée de la log-vraisemblance des observations

A partir des relations (Eq. 4 – 15) et (Eq. 4 – 16), la fonction de log-vraisemblance associée à l'ensemble du réseau peut aussi s'écrire:

$$\Lambda = \sum_i \sum_{\substack{j \in N(i) \\ j > i}} \ln(p[\tilde{d}_{ij}/d_{ij}]) = \frac{1}{2} \sum_i \sum_{j \in N(i)} \Lambda_{ij} \quad (\text{Eq. 4 - 17})$$

En considérant la double somme dans la relation (Eq. 4 – 17), la fonction de log-vraisemblance met en jeu des contributions associées aux nœuds mobiles, impliquant elles-mêmes des sous-contributions associées à leurs voisins.

Nous rappelons que l'objectif est ici de retrouver les coordonnées 2D $x = [x_1 \dots x_{N_m}]$ et $y = [y_1 \dots y_{N_m}]$ de N_m nœuds mobiles de sorte que :

$$\Lambda(x, y) = \max_{\hat{x}, \hat{y}} (\Lambda(\hat{x}, \hat{y})) \quad (\text{Eq. 4 - 18})$$

Puisque toutes les contributions unitaires impliquées dans la fonction Λ sont concaves, nous postulons en première approximation que Λ présente un *optimum* global, de sorte que des méthodes susceptibles de converger à tout coup puissent être facilement appliquées. A ce titre, l'approche retenue pour la maximisation (Eq. 4 – 18) est équivalente à une méthode classique de descente de gradient. Par soucis de simplification, nous faisons le choix de présenter uniquement dans ce qui suit les calculs associés à la coordonnée x . Des expressions tout à fait similaires peuvent être utilisées pour la coordonnée y . A partir de (Eq. 4 – 17), les différentes composantes du gradient de Λ peuvent s'écrire comme :

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial \hat{x}_i} = \frac{1}{2} \sum_i \sum_{j \in N(i)} \frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{d}_{ij}} \frac{\partial \hat{d}_{ij}}{\partial \hat{x}_i} \quad (\text{Eq. 4 - 19})$$

où

$$\frac{\partial \hat{d}_{ij}}{\partial \hat{x}_i} = \frac{(\hat{x}_i - \hat{x}_j)}{\hat{d}_{ij}} \quad (\text{Eq. 4 - 20})$$

et

$$\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{d}_{ij}} = \frac{1}{p[\tilde{d}_{ij}/\hat{d}_{ij}]} \left[\sum_C \frac{\partial W_C(\hat{d}_{ij})}{\partial \hat{d}_{ij}} p_C[\tilde{d}_{ij}/\hat{d}_{ij}] + \frac{\partial p_C[\tilde{d}_{ij}/\hat{d}_{ij}]}{\partial \hat{d}_{ij}} W_C(\hat{d}_{ij}) \right] \quad (\text{Eq. 4 - 21})$$

Une expression analytique peut être calculée explicitement pour toutes les composantes impliquées dans (Eq. 4 - 21), notamment à partir de (Eq. 4 - 9). En suivant alors une approche analogue à [28], à la $n^{ème}$ itération, le nœud N_i peut remettre à jour sa coordonnée $\hat{x}_{i,n-1}$ à partir des coordonnées $\hat{x}_{j,n-1}$ et $\hat{y}_{j,n-1}$ estimées au rang $n-1$ par le voisin N_j (et transmises au rang n), suivant :

$$\hat{x}_{i,n} = \hat{x}_{i,n-1} + \beta_{ij,n} \left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{d}_{ij}} \right)_{\substack{\tilde{d}_{ij} = \overline{\{\tilde{d}_{ij,n}\}_{1..n}} \\ \hat{d}_{ij} = \hat{d}_{ij,n-1}}} \left(\frac{\partial \hat{d}_{ij}}{\partial \hat{x}_i} \right)_{\substack{\hat{x}_i = \hat{x}_{i,n-1} \\ \hat{x}_j = \hat{x}_{j,n-1}}} \quad (\text{Eq. 4 - 22})$$

où $\hat{d}_{ij,n-1} = \sqrt{(\hat{x}_{i,n-1} - \hat{x}_{j,n-1})^2 + (\hat{y}_{i,n-1} - \hat{y}_{j,n-1})^2}$ est la distance reconstruite à partir des coordonnées estimées au rang $n-1$, $\overline{\{\tilde{d}_{ij,n}\}_{1..n}}$ est par exemple la moyenne des mesures de distance réalisées entre N_i et N_j jusqu'à l'instant n avec une puissance de bruit résiduelle diminuée d'un facteur n en conséquence (peut également être remplacée par la mesure courante $\tilde{d}_{ij,n}$), et $\beta_{ij,n}$ le coefficient de pondération :

$$\beta_{ij,n} = \alpha_{ij} \gamma_{ij,n} \quad (\text{Eq. 4 - 23})$$

β_{ij} est censé refléter la confiance placée dans la liaison radio N_i-N_j . Il permet notamment d'infléchir certaines directions de montée du gradient ou d'en atténuer l'importance ; il représente donc la fiabilité de cette liaison au regard du problème de localisation. Typiquement, la fiabilité du nœud voisin N_j peut être fonction du statut de ce nœud. Par exemple, il semble tout à fait approprié de faire confiance à un nœud de référence dont les coordonnées transmises sont exactes, plutôt qu'à un simple nœud mobile aux coordonnées incertaines.

$\gamma_{ij,n}$ est un pas dynamique de montée (par opposition au pas constant choisi en [26]) déterminé linéairement et itérativement (tant que le test n'est pas satisfait, chaque itération n' du test est de la forme $\gamma_{n'+1} = \theta \gamma_{n'}$) de manière à satisfaire localement le test d'Armijo à chaque itération :

$$\begin{cases} \Lambda_{ij}(\hat{x}'_i, \hat{y}'_i) \geq \Lambda_{ij}(\hat{x}_{i,n-1}, \hat{y}_{i,n-1}) + \varepsilon \gamma_{ij,n} \sqrt{\left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{x}_i} \right)_{n-1}^2 + \left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{y}_i} \right)_{n-1}^2} \\ \Lambda_{ij}(\hat{x}''_i, \hat{y}''_i) \leq \Lambda_{ij}(\hat{x}_{i,n-1}, \hat{y}_{i,n-1}) + \varepsilon \theta \gamma_{ij,n} \sqrt{\left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{x}_i} \right)_{n-1}^2 + \left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{y}_i} \right)_{n-1}^2} \end{cases} \quad (\text{Eq. 4 - 24})$$

où $\varepsilon \in [0,1]$, $\theta > 1$,

$$\begin{cases} \hat{x}'_i = \hat{x}_{i,n-1} + \gamma_{ij,n} \left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{x}_i} \right)_{n-1} \\ \hat{y}'_i = \hat{y}_{i,n-1} + \gamma_{ij,n} \left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{y}_i} \right)_{n-1} \end{cases} \quad (\text{Eq. 4 - 25})$$

et

$$\begin{cases} \hat{x}''_i = \hat{x}_{i,n-1} + \theta \gamma_{ij,n} \left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{x}_i} \right)_{n-1} \\ \hat{y}''_i = \hat{y}_{i,n-1} + \theta \gamma_{ij,n} \left(\frac{\partial \Lambda_{ij}}{\partial \hat{y}_i} \right)_{n-1} \end{cases} \quad (\text{Eq. 4 - 26})$$

La recherche linéaire d'Armijo est l'alternative la plus simple à la méthode de descente/montée « la plus abrupte » ([29]), lorsque l'optimum exact de l'objectif ne peut pas être explicitement calculé le long de la trajectoire de progression. Malgré cela, dans les approches classiques de descente de gradient, il n'est généralement aucun moyen trivial d'évaluer les performances : la convergence de (\hat{x}, \hat{y}) vers (x, y) peut en effet être arbitrairement lente, même lorsque la fonction d'objectif est une fonction purement convexe. Le carré de la norme du gradient peut constituer un précieux indicateur, mais la difficulté dans notre cas réside dans la définition d'un critère analytique de convergence global pour l'ensemble du réseau, alors que les sous-objectifs optimisés, au même titre que les pas d'optimisation sont redéfinis localement à chaque itération. A titre d'exemple, si la procédure de recherche linéaire d'Armijo était directement appliquée à la fonction globale de log-vraisemblance Λ (toujours supposée concave), la vitesse globale de convergence serait alors à la fois proportionnelle à la constante de Lipschitz de la fonction à optimiser et inversement proportionnelle au rang de l'itération. Une convergence « macroscopique » du réseau au même taux sera donc au mieux attendue dans notre cas.

Par ailleurs, la procédure d'échanges coopératifs requise entre les couples de nœuds peut parfaitement être parallélisée et réalisée de façon « asynchrone » dans le réseau, de sorte que la charge algorithmique soit répartie entre les nœuds et que seul le calcul (Eq. 4 – 22) soit requis à chaque itération pour un nœud particulier. Typiquement, il n'est pas nécessaire pour un tel nœud de collecter le jeu complet de positions estimées en provenance de tous ses voisins $\hat{x}_{j,n-1}$, $j \in N(i)$ avant de

procéder à la mise à jour de sa propre position $\hat{x}_{i,n-1}$. Il s'agit seulement de disposer des coordonnées $\hat{x}_{j,n-1}$ et $\hat{y}_{j,n-1}$ lorsqu'une communication est établie avec le nœud N_j . En raison de la nature « asynchrone » des contributions unitaires mises en jeu lors de la procédure de maximisation, cette méthode ne peut prétendre suivre rigoureusement la direction du gradient à chaque instant. Cependant, comme il a déjà pu être noté en [28], la dégradation de performances engendrée est minime en comparaison de stratégies suivant l'exacte direction (Eq. 4 – 19). Finalement, de la même façon qu'en [26] et [28], une remise à jour hiérarchique peut être envisagée suivant la fiabilité des nœuds. Typiquement, des nœuds dotés d'un voisinage particulièrement fourni, ou encore les nœuds comptant un grand nombre de nœuds de référence parmi leurs voisins, peuvent procéder à la remise à jour de leur position en priorité. Mais dans ce cas, des mécanismes de coordination semblent incontournables. Cet algorithme de positionnement sera par la suite désigné sous l'acronyme DMLL (pour *Distributed Maximum Log-Likelihood*).

4.3.6. Performances pour des environnements *indoor* types

4.3.6.1. Paramètres de simulation

Afin d'éprouver l'efficacité et les limites de l'algorithme qui vient d'être décrit dans un contexte réaliste, nous allons prendre en compte dans les relations (Eq. 4 – 10) à (Eq. 4 – 13) les paramètres expérimentaux issus de l'étude présentée dans la partie 2.2.5.1.4 du Chapitre 2.

Nous envisageons par ailleurs un mode d'accès multiple et coordonné au *medium* par division des ressources temporelles (TDMA pour *Time Division Multiple Access*) (Figure 4 - 1). Dans le schéma proposé, chaque nœud s'adresse une fois par supertrame à l'ensemble de ses voisins dans un intervalle de temps qui lui est dédié. Chacune des transmissions fait alors office à la fois de requête et de réponse (TWR-TOA). Sur l'exemple de la Figure 4 - 1, les différentes flèches grisées représentent des procédures de mesures aller-retour possibles. Aussi, dans le deuxième intervalle de temps alloué au nœud N_2 , le paquet transmis constitue une requête vis-à-vis du nœud N_4 qui répondra deux intervalles temps plus tard au sein de son propre intervalle de temps.

Sans particulariser outre mesure, nous supposons également que le temps de réponse T_R est un multiple entier du temps de comparaison T_C dans la relation (Eq. 1 – 43) du Chapitre 1. Nous considérons aussi le cas pessimiste où les nœuds se fondent sur la seule mesure de la taille des paquets reçus pour estimer la dérive relative des horloges. De plus, nous observons sur la Figure 4 - 1 que les réponses en provenance de voisins n'interviennent pas nécessairement dans des intervalles de temps adjacents (i.e. par rapport à l'intervalle de la requête). Aussi, pour un couple de nœuds, il est possible de se donner la variance du bruit n_{ij} dans la relation (Eq. 4 – 7), à partir du nombre $I(N_i, N_j)$ d'intervalles de temps séparant les transmissions de chacun de ces deux nœuds. En négligeant les différents temps de propagation, les erreurs de synchronisation⁵, et la durée des

⁵Nous parlons ici des délimitations (en particulier du début) des intervalles de temps alloués, dans les représentations propres des nœuds.

intervalles de garde devant la durée T_{Slot} des intervalles de temps alloués aux communications, c'est-à-dire, en nous donnant finalement $T_C = T_{Slot}$ et $T_R = l(N_i, N_j)T_{Slot}$, nous obtenons à partir de la relation (Eq. 1 – 43) (partie 1.5.2 du Chapitre 1) :

$$\sigma_{n,ij}^2 = (c/2)^2 \left[(1 + l(N_i, N_j))^2 + l(N_i, N_j)^2 + 1 \right] \sigma_u^2 \quad (\text{Eq. 4 - 27})$$

$l(N_i, N_j)$ est le nombre d'intervalles de temps séparant l'intervention du nœud N_i de la prochaine intervention du nœud N_j au sein d'une même supertrame, et si σ_u^2 est la variance d'un bruit de détection supposé gaussien.

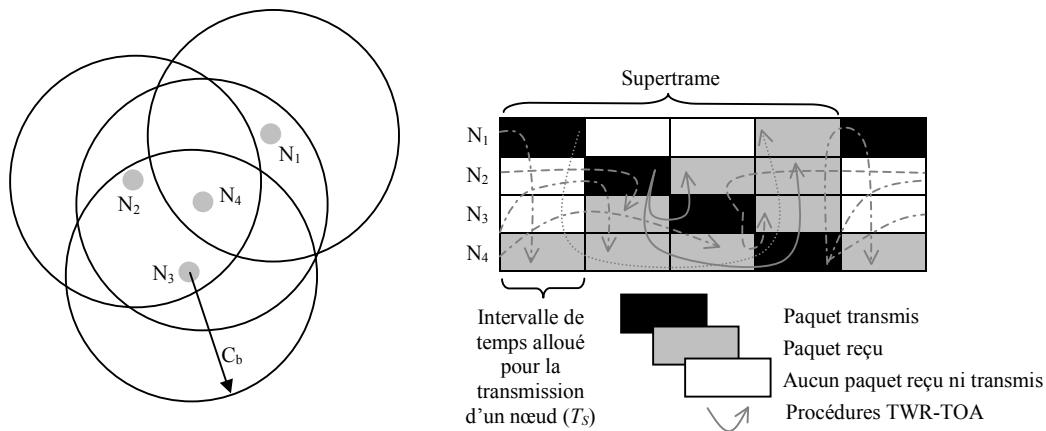


Figure 4 - 1 : Exemple de configuration de réseau *ad hoc*, et procédures TWR-TOA associées, pour des communications coordonnées de type TDMA

Dans les simulations qui suivent, nous utilisons la relation (Eq. 4 – 27) de façon systématique, à la fois pour dimensionner correctement le niveau de bruit pour chaque couple de nœuds, ainsi que pour enrichir la connaissance *a priori* de l'algorithme de positionnement, en conséquence.

Pour ce qui est du bruit de détection, en supposant une forme d'onde ULB classique de cosinus fenêtré par une gaussienne (Chapitre 3), nous proposons comme écart type :

$$\sigma_u = 1/(\alpha B 2\pi) \quad (\text{Eq. 4 - 28})$$

si B est la largeur de bande du signal ULB, et $\alpha = 0.3295$ est le coefficient permettant de fixer la largeur de bande du spectre à -10dB de la densité de puissance autorisée. Typiquement, $\sigma_u \approx 121\text{ps}$ pour une largeur de bande $B=4\text{GHz}$. Un tel choix permet d'assurer, sans formuler d'hypothèses trop spécifiques concernant le type de récepteur ULB retenu, que 99.73% des occurrences de détection⁶ se trouvent comprises dans une durée théorique d'impulsion $3/(\alpha B \pi)$, en marge des biais liés au canal.

⁶Nous supposerons par là même un peu naïvement que le récepteur ULB est au pire cas sensible à des durées équivalentes à la largeur de l'impulsion.

Les simulations sont basées sur un grand nombre de tirages de réseaux. Pour chaque tirage réalisé, les nœuds investissent une scène 2D *indoor* typique avec des coordonnées aléatoirement distribuées le long des axes x et y (e.g. suivant une distribution uniforme). Pour les deux algorithmes DWLS et DMLL, la position estimée initiale d'un nœud mobile est alors choisie aléatoirement dans la zone de couverture du nœud de référence le plus proche (disque de 20m de rayon) ou sur l'ensemble de la scène dans le cas où ce nœud ne dispose pas d'une référence dans son voisinage. La portée maximale des dispositifs est fixée à 20m, en accord avec les modèles d'erreurs décrits au Chapitre 2, et avec les capacités attendues de la couche physique ULB. La connectivité moyenne, qui peut être déterminée analytiquement sous diverses hypothèses de distribution des nœuds (Annexe 6) et pour différentes tailles de réseau, est ajustée en faisant varier les dimensions Z_x et Z_y de la zone rectangulaire à investiguer $\{x \in [0, Z_x], y \in [0, Z_y]\}$. En outre, de manière à préserver des conditions de comparaison suffisamment équitables avec l'algorithme DWLS, et comme il a pu être recommandé en [28], le coefficient α_{ij} en (Eq. 4 - 23) est égal à 1 dans le cas où le voisin N_j est un nœud de référence, et 0.1 dans un cas contraire. Les paramètres du test d'Armijo (Eq. 4 – 24) ont quant à eux été choisis comme des valeurs classiques pour une recherche linéaire de pas dynamique ; en l'occurrence $\theta = 2$, $\epsilon = 0.7$ ([29]).

Les premiers résultats présentés correspondent à des valeurs moyennes (sur le nombre de tirages) de probabilités circulaires d'erreurs ou CEP (pour *Circular Error Probability*). La CEP_{zm} peut être vue comme la valeur de la fonction de répartition, ou de la densité de probabilité cumulée, prélevée pour une certaine tolérance d'erreur de positionnement 2D (zm). Nous présentons également la valeur moyenne (sur le nombre de tirages) des erreurs moyennes et médianes de positionnement 2D. Arbitrairement, nous choisissons de présenter les résultats après $n=30$ itérations (ou encore, 30 supertrames), correspondant à la vitesse de convergence moyenne observée avec l'algorithme de synchronisation ([25], [30]) pour des réseaux comprenant également 50 nœuds.

4.3.6.2. Résultats de simulation

La Figure 4 - 2 représente l'erreur moyenne de positionnement 2D (a) ainsi que différentes valeurs de probabilité circulaire d'erreur (b) obtenues après 30 itérations pour un jeu de 50 nœuds incluant 5 nœuds de référence, et pour une largeur de bande de 4GHz. Les statistiques empiriques obtenues à partir de 50 réalisations distinctes de réseaux sont représentées en fonction de la connectivité moyenne, autrement dit en fonction du nombre moyen de voisins disponibles. Comme nous pouvions intuitivement nous y attendre, les erreurs de positionnement décroissent sensiblement lorsque la connectivité augmente dans le réseau. Cependant, au-delà d'une vingtaine de nœuds voisins, l'erreur semble tendre asymptotiquement vers une valeur *minimum*. Par ailleurs, l'atténuation des effets du canal sur la précision de positionnement avec l'algorithme DMLL semble être d'autant plus efficace en comparaison de l'algorithme DWML que la connectivité est importante. Ce phénomène, qui est plus particulièrement visible pour des valeurs intermédiaires de 2D-CEPs (i.e. principalement, 20cm, 50cm et 1m), mais également sur les courbes d'erreurs moyennes et médianes, est en grande partie dû à la redondance d'information autorisée par une connectivité importante. L'algorithme de

positionnement tire alors un bénéfice d'autant plus grand de cette redondance que les modèles posés *a priori* se conforment fidèlement aux réalisations.

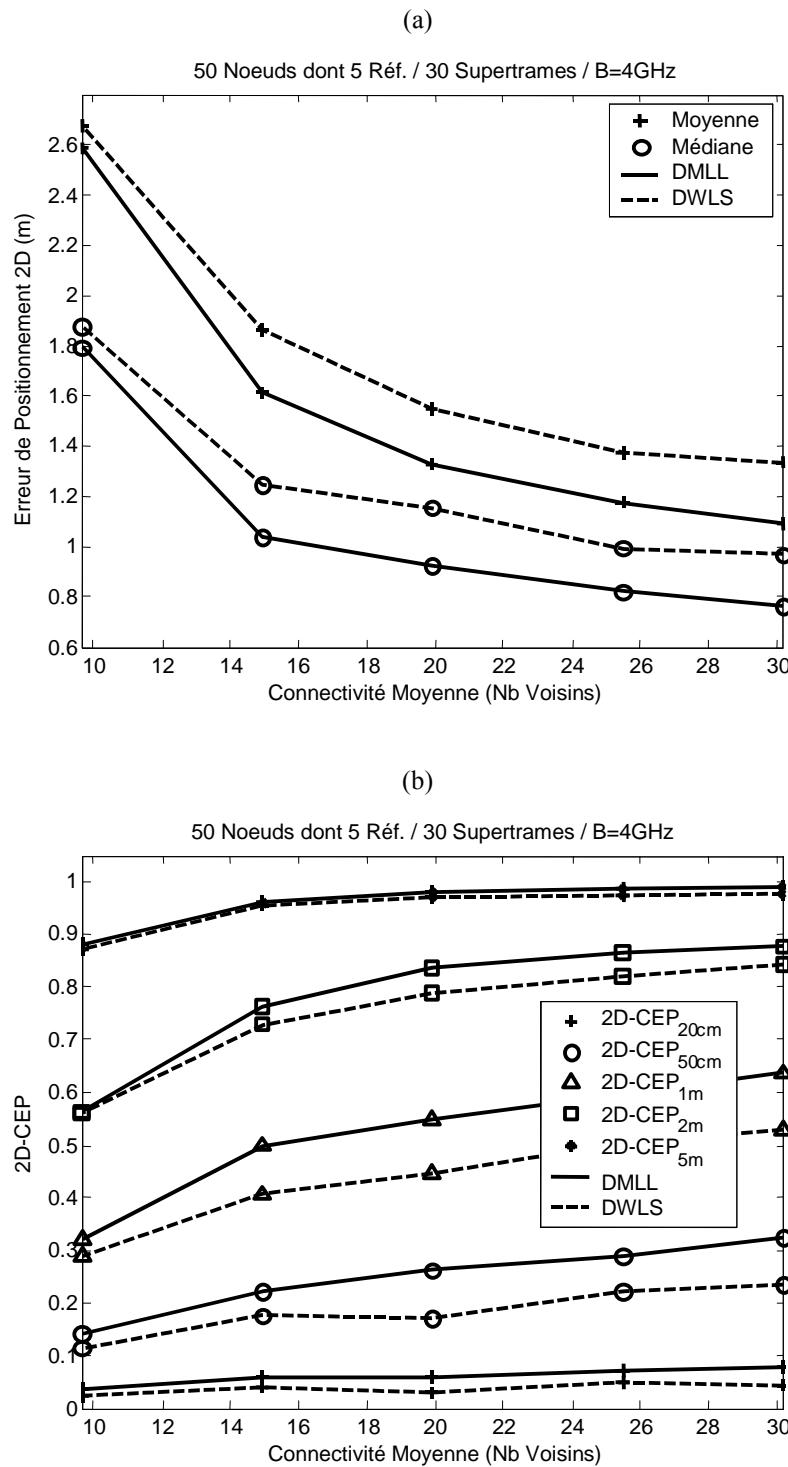


Figure 4 - 2 : **Erreur** de positionnement moyenne (a) et probabilité d'erreur circulaire (b) obtenues avec les algorithmes de DMLL et DWLS après 30 itérations (supertrames) pour 50 noeuds incluant 5 nœuds de référence et pour une largeur de bande de 4GHz, *en fonction de la connectivité moyenne*

La Figure 4 - 3 représente l'erreur moyenne de positionnement 2D (a) ainsi que différentes valeurs de probabilité circulaire d'erreur (b) obtenues après 30 itérations pour un jeu de 50 nœuds incluant 5

nœuds de référence, et une connectivité moyenne égale à 10 voisins. Les statistiques obtenues à partir de 50 réalisations de réseaux sont représentées en fonction de la largeur de la bande du signal, conformément au modèle simplifié (Eq. 4 – 28). Il est important de noter que ces résultats présentent une version tronquée de la réalité, dans la mesure où la bande a seulement été prise en compte au niveau du bruit de détection. Il eut été plus rigoureux de modifier également les paramètres liés aux effets du canal sur la mesure de distance radio (Chapitre 2). Toutefois, l'idée principale est ici de vérifier la bonne tenue de l'algorithme proposé lorsque la contribution gaussienne de bruit se fait plus pressante. En premier lieu, la bande du signal apparaît comme un paramètre critique pour les deux algorithmes envisagés. En particulier, à proximité du domaine des « bandes étroites » (e.g. avec une largeur de bande de 500MHz), l'erreur de positionnement augmente rapidement, comme une conséquence directe d'un bruit de détection plus pénalisant, conformément aux relations (Eq. 4 – 7) et (Eq. 4 - 27). Toutefois, quelle que soit la bande de fréquence considérée, l'algorithme DMLL améliore globalement les performances par rapport à l'approche classique DWLS, et est globalement moins sensible à une évolution de la puissance du bruit de détection.

La Figure 4 - 4 représente l'erreur moyenne de positionnement 2D (a) ainsi que différentes valeurs de probabilité circulaire d'erreur (b) obtenues après 30 itérations pour un jeu de 50 nœuds pour une connectivité moyenne égale à 10 voisins et une largeur de bande égale à 4GHz. Les statistiques obtenues à partir de 50 réalisations de réseaux sont représentées en fonction du nombre de nœuds de référence. De même que pour l'étude de l'influence de la connectivité, le nombre de nœuds de référence semble avoir un impact relativement important sur les performances, et l'atténuation des erreurs liées au canal dans la stratégie DMLL semble d'autant plus efficace lorsque ce nombre augmente.

En guise de conclusion partielle, nous pouvons donc dire que l'algorithme de positionnement distribué qui vient d'être présenté bénéficie grandement de procédures coopératives entre les noeuds, de la précision temporelle ULB (i.e. d'un faible bruit de détection), ainsi que de la redondance d'information lorsque qu'une connectivité moyenne importante est assurée dans le réseau. Les résultats présentés nous invitent à penser que l'atténuation des situations de non-visibilité est alors sensiblement plus efficace que dans le cas de formulations plus classiques (e.g. moindres carrés distribués).

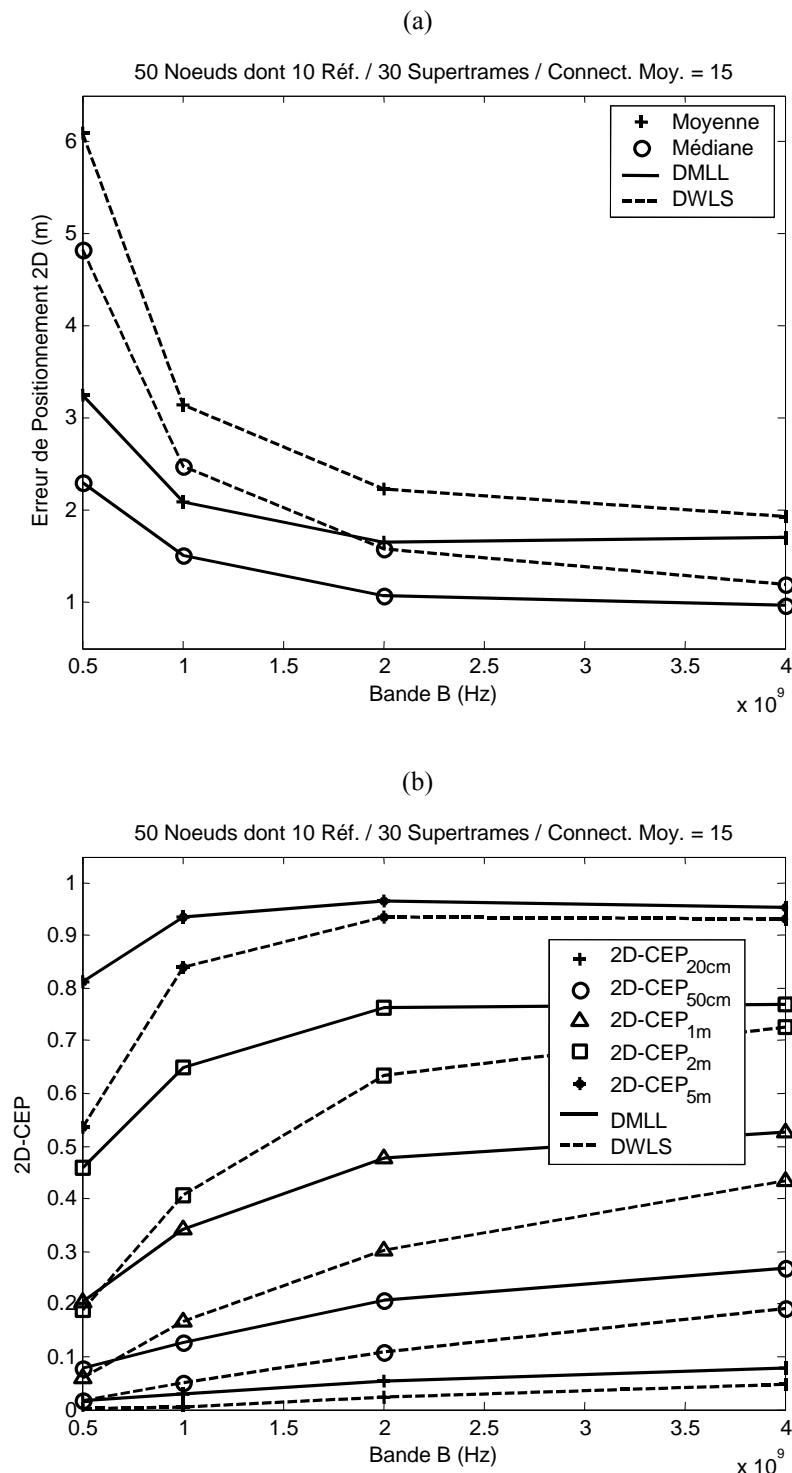


Figure 4 - 3 : **Erreur** de positionnement (a) et probabilité circulaire d'erreur (b) obtenues avec les algorithmes DMLL et DWLS après 30 itérations (supertrames) pour 50 noeuds incluant 20 nœuds de référence, et une connectivité moyenne de 10 voisins, *en fonction de la largeur de bande*

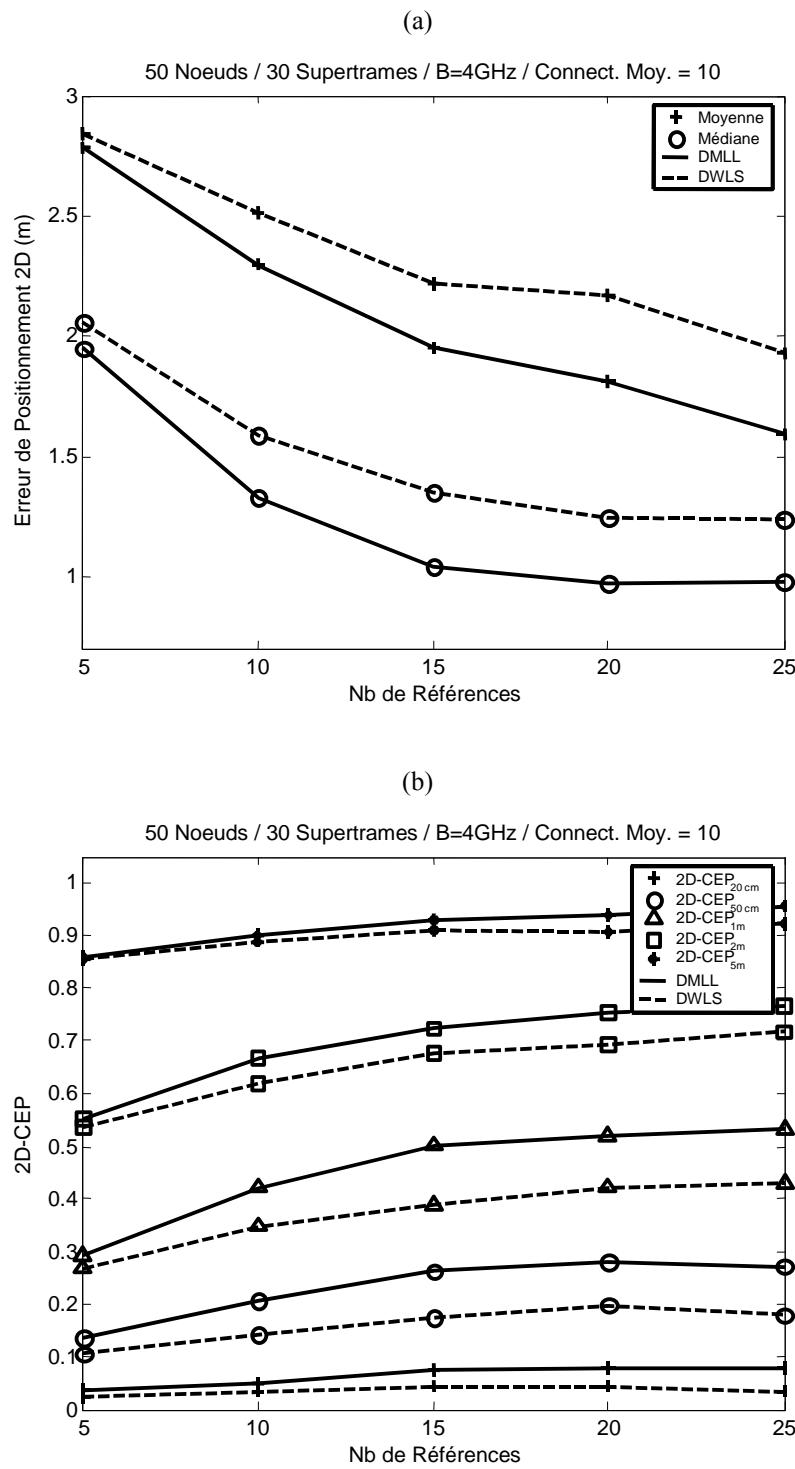


Figure 4 - 4 : **Erreur** de positionnement (a) et probabilité circulaire d'erreur (b) après 30 itérations (supertrames) pour 50 noeuds, une connectivité moyenne de 10 voisins, et une largeur de bande de 4GHz, **en fonction du nombre de nœuds de référence**

4.4. Positionnement, résolution ULB, et diversité temporelle – Application à la reconnaissance d’« empreintes » ULB en milieu *indoor*

Nous allons maintenant chercher à tirer bénéfice des bonnes propriétés de résolution des signaux ULB, et donc d’une forme de diversité temporelle⁷, pour des environnements denses en trajets multiples tels que les milieux *indoor*. Contrairement aux approches classiques de radiolocalisation ULB basées sur l’estimation d’un temps d’arrivée unique associé au premier trajet observable (partie 4.3 de ce Chapitre), nous proposons dans un premier temps d’étendre aux trajets secondaires l’étude des réponses composites de canaux ULB reçues, grâce à la mise en œuvre d’algorithmes d’estimation présentant une faible complexité. Nous proposons également d’interpréter, au moyen de réseaux de neurones, les réponses estimées comme des « motifs globalement signifiants » pour le problème de radiolocalisation, c’est-à-dire de reconnaître ces réponses comme des « signatures radio » caractéristiques de la position du nœud mobile à l’intérieur d’un bâtiment. Nous prétendons que ces techniques de reconnaissance de motifs sont d’autant plus justifiées dans le contexte ULB que les trajets multiples sont finement résolus. Dans cette partie, nous présenterons donc des résultats de simulations obtenus à l’aide de modèles ULB déterministes ([31]), et pour un environnement *indoor* type. A cette occasion, nous chercherons à mettre en évidence les limites d’une telle approche.

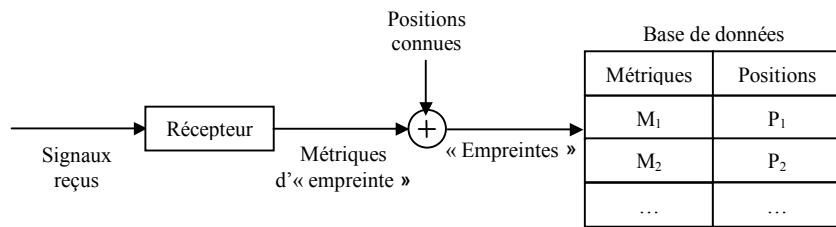
4.4.1. Reconnaissance d’empreintes et radiolocalisation

Dans le cas où la fonction de radiolocalisation repose sur la mesure du temps d’arrivée du premier trajet observable ou sur une mesure de la puissance reçue, nous savons maintenant qu’il est courant de chercher à remonter « explicitement » aux coordonnées d’un nœud mobile à partir de la mesure réalisée, par la seule entremise d’un modèle sous-jacent plus ou moins fiable (e.g. la distance géométrique associée au temps de vol mesuré ou l’atténuation subie en fonction de la distance), voire de relations d’ordre géométrique et/ou statistique simples.

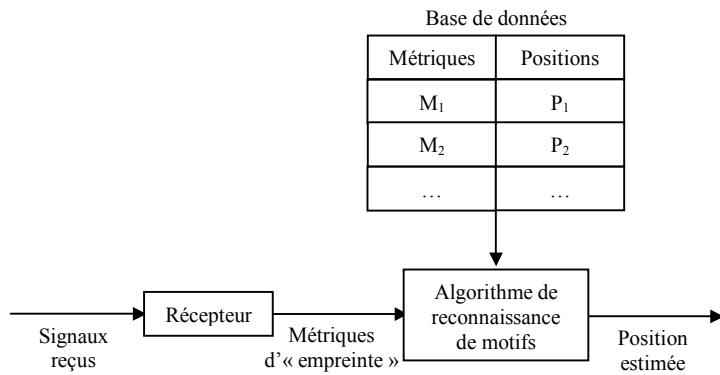
En étendant ce principe, nous pouvons considérer qu’une métrique issue de l’étude approfondie du canal de propagation est déjà caractéristique de la configuration « géométrique » d’une liaison radio, pour peu que cette métrique soit judicieusement choisie. Sans être spécialement novatrice ou révolutionnaire, cette idée de base a néanmoins été mise à profit avec des techniques alternatives de radiolocalisation basées sur la reconnaissance d’« empreintes » ou de « motifs » (*fingerprinting*) (Figure 4 - 5). Il s’agit en particulier de confronter des mesures courantes, réalisées au gré du déplacement d’un nœud à positionner, avec des mesures ou des simulations réalisées préalablement. Ces dernières sont constitutives d’une base de données, pour lesquelles une correspondance est assurée

⁷Par la suite, et par un abus de langage délibéré, nous entendrons systématiquement les termes « diversité temporelle » (en relation avec le problème d’évaluation du temps de vol) au sens de « diversité multi-trajets ».

de manière univoque avec les coordonnées exactes des nœuds impliqués dans les liaisons radio. Dans un contexte WLAN *indoor* type, il a par exemple été préconisé de mesurer la puissance reçue vis-à-vis de multiples points d'accès, puis de déterminer la position du mobile en minimisant la distance euclidienne des puissances mesurées aux puissances enregistrées dans la base de données ([32]), ou encore de calculer la position du mobile comme une moyenne pondérée des positions associées aux puissances répertoriées les plus proches ([33]). Dans le contexte de téléphonie cellulaire cette fois, d'autres stratégies prévoient encore de procéder à l'intercorrélation des signaux en provenance de différentes stations de base qui sont reçus au niveau du mobile avec des réponses pré-calculées à partir d'outils de type « tracer de rayons » ([34]).



Constitution préalable d'une base de données (*off-line phase*)



Positionnement temps-réel d'un nœud mobile (*real-time phase*)

Figure 4 - 5 : Etapes d'une procédure de localisation par reconnaissance d'« empreintes » radio (d'après [35])

Dans ce contexte, nous proposons également d'appliquer des techniques de reconnaissance d'empreintes à partir de liaisons radio ULB à l'intérieur des bâtiments. Compte tenu du degré de raffinement auquel sont parvenus les modèles de prédiction déterministe de la propagation ULB ([36]), nous préconisons leur utilisation pour la constitution de bases de données représentatives, fiables et suffisamment conséquentes⁸.

⁸Nous verrons dans ce qui suit que le nombre conséquent de « mesures » requis pour la base de données peut représenter un point bloquant pour ce type de techniques.

4.4.2. Diversité temporelle ULB et représentativité des historiques d'interaction

Nous savons que les formes d'onde ULB reçues, mieux que tout autre signal bande-étroite⁹, rendent compte précisément de mécanismes de propagation complexes, conditionnés à la géométrie de la liaison radio (comprenant les coordonnées du nœud mobile, des références, et des « points » d'interaction) (Chapitre 2). En particulier, chacun des trajets résolus par un système ULB en réception constitue la manifestation tangible d'un historique d'interactions électromagnétiques particulier ([37]). Afin d'étayer un peu plus ce propos, la Figure 4 - 6 représente un groupe de trajets secondaires reçus pour une forme d'onde ULB dans la bande [3.1:5.1] GHz, pour un environnement *indoor* en situation de visibilité et une distance émetteur-récepteur d'environ 3m. A l'aide d'un outil de simulation déterministe ([31]), les trajets secondaires unitaires reçus sont associés à leur historique d'interactions (Figure 4 - 6, a)) puis confrontés à la forme d'onde composite globale dans ce même exemple (Figure 4 - 6, b)).

Au regard de cette première illustration, il serait particulièrement réducteur de considérer les trajets secondaires (*a fortiori* s'ils sont forts et suffisamment fiables) uniquement à travers le prisme de la problématique de détection du premier trajet, c'est-à-dire seulement comme des interférences nuisibles. Bien au contraire, ils constituent une source riche d'informations, constructives et utiles à la résolution du problème de positionnement ULB. Ces premières remarques générales ont d'ailleurs permis de jeter les fondements de techniques de radiolocalisation visant à exploiter l'intégralité de la réponse de canal ULB reçue, et avec elle la diversité temporelle, plutôt que de se cantonner au premier trajet observable ([35]).

⁹Alors que la largeur de la bande permet de résoudre finement des profils denses en réception, il devient possible d'isoler et de caractériser une composante multi-trajet résultant d'un historique d'interaction particulier. *A contrario*, les signaux bande-étroite donnent lieu à des réponses nettement moins « ciselées », agglomérant les trajets multiples au sein de formes d'onde globalement difficiles à interpréter.

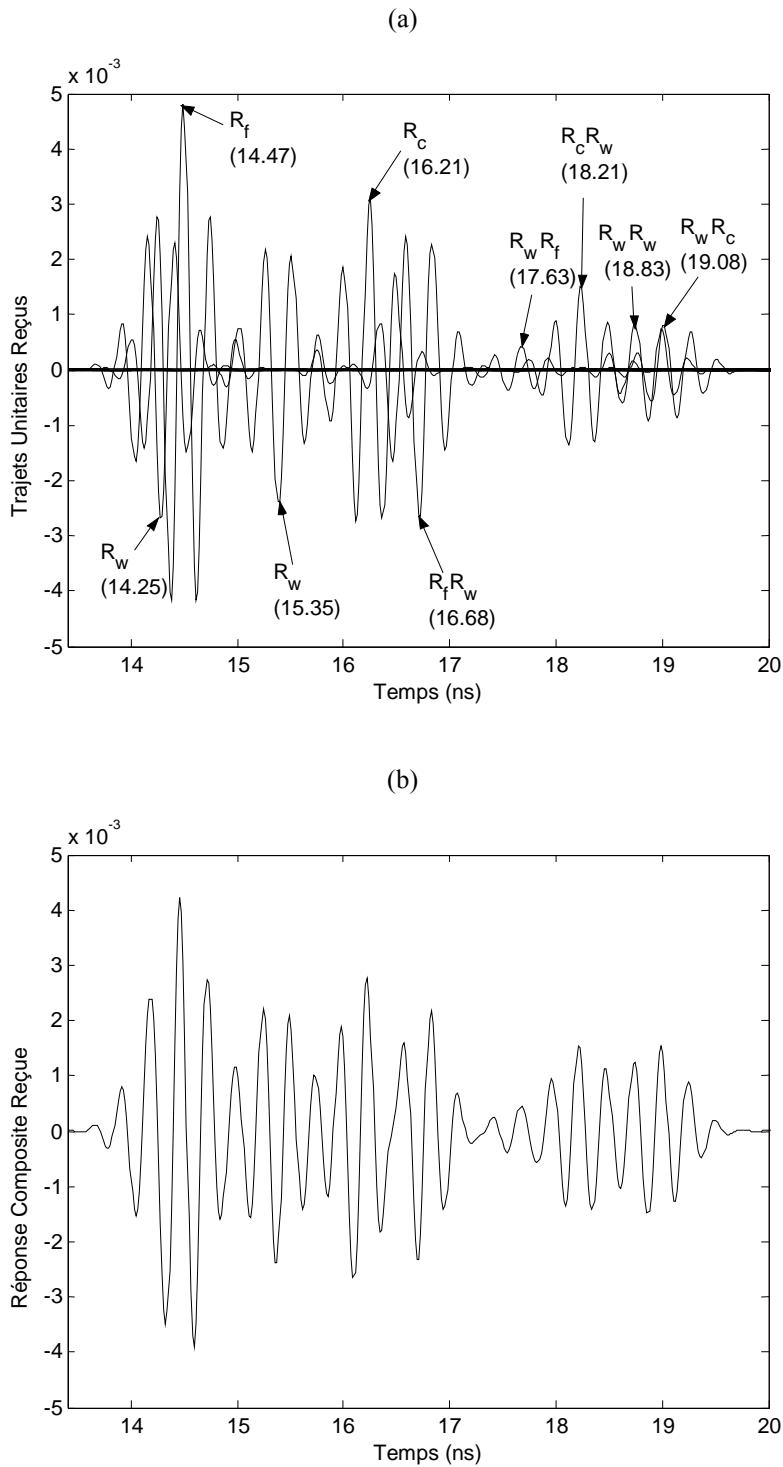


Figure 4 - 6 : Détail d'un groupe de trajets unitaires secondaires (a) et réponse composite associée (b) pour un signal ULB dans la bande [3.1:5.1]GHz, en fonction des historiques d'interaction (R_f : réflexion au sol, R_w : réflexion au mur, R_c : réflexion au plafond), pour un environnement *indoor* en visibilité à 3.354m. Les temps d'arrivée (en ns) figurent entre parenthèses en (a)

4.4.3. Techniques d'estimation de canal à faible complexité

Afin de préserver une complexité acceptable des systèmes, les récepteurs ULB réels (tout du moins, ceux que nous envisageons dans le contexte WLAN/WPAN) ne peuvent prétendre se donner une représentation exhaustive¹⁰ de la réponse du canal. Bien que des profils multi-trajets denses justifient traditionnellement l'emploi de techniques avancées de détection du premier trajet pour certaines applications ULB de mesure de distance ([38]), un certain nombre d'approches sous-optimales d'estimation de canal peuvent se targuer d'une faible complexité dans un cadre de communications ULB classiques, indépendamment de la fonctionnalité de radiolocalisation. A ce titre, on peut par exemple envisager une simplification de la méthode présentée en [38], avec une élimination itérative des composantes multi-trajets les plus significatives après détection de pics d'intercorrélation¹¹ (algorithme SC pour *Successive Cancellation* - [39]). On peut encore considérer de réaliser une estimation « au grain temporel » (résolution théorique) permis par la bande, à l'aide d'une forme de fenêtre glissante ou SW (pour *Sliding Window*), pour laquelle le signal reçu est d'abord divisé en tronçons équivalents à la largeur de l'impulsion unitaire. Un maximum d'intercorrélation est ensuite détecté pour chacun des tronçons, et une sélection des plus forts pics de corrélation permet la construction *in fine* d'un récepteur de type *selective rake*. Ces diverses techniques permettent d'étendre la procédure d'estimation des temps d'arrivée et/ou des amplitudes aux trajets secondaires dans notre contexte de radiolocalisation. Dès lors, ces trajets estimés peuvent être avantageusement associés à la position d'un noeud mobile *via* une méthode de « reconnaissance d'empreintes » (ou *fingerprinting*).

4.4.4. Réseaux de neurones pour la reconnaissance des signatures ULB

Les réseaux de neurones sont ordinairement utilisés pour traiter des problèmes de classification, d'optimisation, de contrôle, etc. Le problème qui nous est posé peut être vu comme un problème d'approximation de fonction, ou de régression non-linéaire. Plus particulièrement, il s'agit de retrouver une relation de correspondance fortement non-linéaire entre un jeu de variables d'entrée issues de l'analyse de la réponse composite du canal ULB (typiquement, un jeu de trajets estimés significatifs) et les deux variables de sorties que sont les coordonnées cartésiennes d'un noeud dans le plan.

De façon très schématique, la « phase d'apprentissage » (*learning phase*) d'un réseau prévoit l'ajustement d'un certain nombre de paramètres internes (poids et biais) de manière à restituer une valeur de sortie convenue (e.g. les coordonnées) pour un *stimulus* connu (e.g. les trajets estimés).

¹⁰Une représentation suffisamment fidèle imposerait par exemple un échantillonnage rapide à large dynamique de la forme d'onde analogique reçue, et une conservation des échantillons.

¹¹Pour cette stratégie d'intercorrélation généralisée, on se donne une forme d'onde *a priori*. A chaque itération, on détecte le pic de la fonction d'intercorrélation entre la réponse résiduelle et la forme d'onde *a priori*, avant de soustraire le trajet estimé de l'ancienne réponse pour former une nouvelle réponse résiduelle.

Le type de réseau le plus communément utilisé pour réaliser des opérations de régression est dénommé « Perceptron Multi-Couche » ou MLP (pour *Multi-Layer Perceptron*). Ce dernier constitue un exemple d'architecture à couches successives ou *feedforward*. Typiquement, ce réseau présente une couche cachée suivie par une couche de sortie (Figure 4 - 7), et permet de réaliser une approximation arbitrairement précise d'une fonction non-linéaire présentant un nombre fini de discontinuités, pour peu que le nombre de neurones présents dans la couche cachée soit suffisant ([40]).

A l'échelle du neurone élémentaire, la somme des entrées pondérées et d'un biais est injectée à l'entrée d'une fonction de transfert f différentiable (Figure 4 - 7). Notons que les réseaux à couches multiples utilisent souvent dans la couche cachée des fonctions de transfert continues, croissantes, impaires de type tan-sigmoïde, générant des valeurs de sortie dans [-1,1] lorsque l'entrée du neurone est à support infini :

$$f_{\text{tan-sig}}(x) = \frac{2}{1 + \exp(-2x)} - 1 \quad (\text{Eq. 4 - 29})$$

A contrario, afin de ne pas limiter la plage des valeurs prises à la sortie du réseau, on choisit généralement de simples fonctions linéaires pour la couche de sortie (Figure 4 - 7).

Pendant la phase d'apprentissage, les biais et poids sont obtenus *via* une procédure d'optimisation telle que la méthode rapide de Levenberg-Marquardt à partir d'une base d'exemples (ou « base d'apprentissage »). Cette procédure vise à minimiser la fonction de coût correspondant à l'erreur d'estimation en sortie du réseau. Les valeurs de gradient associées à une couche particulière, qui sont nécessaires à cette optimisation, peuvent alors être calculées par « rétro-propagation » ou *backpropagation* à partir des valeurs de gradient calculées pour la couche suivante ([40]).

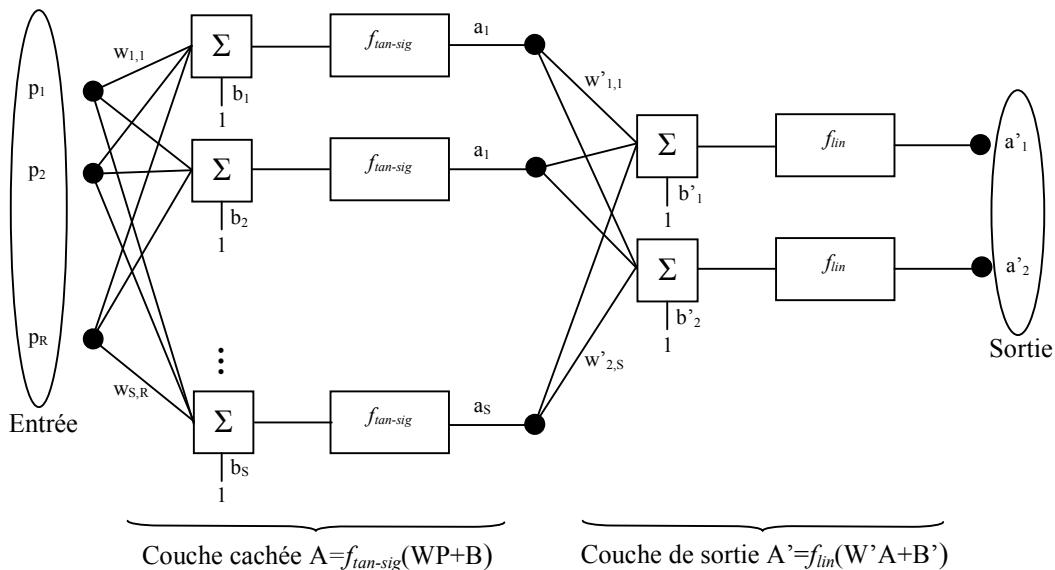


Figure 4 - 7 : Architecture d'un réseau de neurones de type *feed-forward / multi-layer perceptron*, comprenant S neurones dans sa couche cachée et 2 neurones dans sa couche de sortie, avec R variables d'entrée et 2 variables de sortie

Au terme de l'apprentissage, le réseau est présumé apte à réagir de son propre chef à un *stimulus* réel inconnu. On parle alors de phase de « restitution », de « rappel » (*recalling phase*), ou encore phase de « généralisation ». Mais le réseau peut également être testé auparavant sur une base dite « de validation », constituée d'un sous-ensemble de points connus non utilisés lors de la phase d'apprentissage. Cette phase de validation est par ailleurs souvent très utile pour raffiner le dimensionnement du réseau (e.g. le nombre de neurones dans la couche cachée).

Des travaux assez récents, portant sur des techniques de reconnaissance d'empreintes radio à base de réseaux de neurones *feed-forward* à deux couches, ont proposé d'utiliser un vecteur d'entrée composé des grandeurs « macroscopiques » et disparates (étalement temporel du canal, retard moyen, temps d'arrivée du plus fort trajet, puissance totale reçue, puissance du premier trajet, etc.) ([41]). A cette occasion, des expérimentations ont été conduites à partir d'une campagne de sondage de canal fréquentiel dans un contexte large bande (8ns de résolution) et dans un environnement confiné dense en trajets multiples (galeries de mines souterraines). Nous proposons ici d'étendre cette technique au cas ULB *indoor*, en exploitant directement le résultat de la phase d'estimation de canal (i.e. les temps d'arrivée des trajets les plus significatifs), qui pourrait en tout état de cause être requis pour assurer une fonctionnalité classique de communication¹².

Le dimensionnement d'un réseau de neurones constitue un point critique pour la méthode proposée, tant du point de vue de la complexité que de la performance finale. Indirectement, le réseau va donc être sensible au nombre de neurones disposés dans sa couche cachée, ainsi qu'au nombre de points de tests disponibles. Aussi, lorsque le système est sur-déterminé, de nombreux vecteurs d'entrée (i.e. de nombreux points dans la base de données) sont présentés au réseau lors de la phase d'apprentissage. Le nombre d'équations contraintes devient trop important au regard du nombre de variables à ajuster. Autrement dit, si le fait de disposer d'une base de données très fournie abonde plutôt dans le sens de l'amélioration des performances, la puissance de calcul requise pour assurer un bon apprentissage dans de telles conditions peut vite devenir rédhibitoire. *A contrario*, lorsque le système est sous-déterminé, le nombre de variables est supérieur au nombre de contraintes, et le problème admet un nombre infini de solutions. Si trop de neurones sont utilisés, les points déjà « appris » sont fidèlement restitués, mais les courbes de régression présentent de grandes oscillations entre les points d'apprentissage. A chaque nouveau vecteur d'entrée présenté lors de la phase de généralisation, l'erreur peut être très importante [40] (phénomène d'*overfitting*). Un réseau doté de nombreux neurones est apte à créer des fonctions plus complexes. Malgré tout, le choix d'un réseau de petite taille, doté de peu de degrés de liberté, est de nature à limiter ces problèmes d'*overfitting*. En définitive, nous le sentons bien, si la taille judicieuse d'un réseau de neurones doit assurément être le résultat d'un savant compromis, elle demeure pour autant difficile à prédire dans la plupart des cas réels.

En considérant l'architecture de réseau représentée sur la Figure 4 - 7, le nombre de paramètres internes ajustables n_p (nombre total de biais et de poids) peut s'exprimer comme:

$$n_p = n_n [n_e + n_s + 1] + n_s \quad (\text{Eq. 4 - 30})$$

¹²La phase d'estimation permet typiquement de se donner le filtre adapté au canal.

n_n est le nombre de neurones tapis dans la couche cachée, n_e la dimension du vecteur d'entrée, et n_s la dimension du vecteur de sortie.

Nous nous donnons ensuite le rapport R entre le nombre n_p de paramètres ajustables et le nombre n_b de points de tests disponibles lors de la phase d'apprentissage (ou nombre de vecteurs d'entrée) :

$$R = \frac{n_p}{n_b} \quad (\text{Eq. 4 - 31})$$

R ne doit pas excéder 1 pour éviter les problèmes d'*overfitting*. Idéalement, il doit même être maintenu à une valeur aussi faible que possible, tout du moins dans les limites de complexité¹³ autorisées par n_p .

Dans notre problème, la dimension n_e du vecteur d'entrée est fonction du nombre n_r de points de référence sollicités, mais aussi du nombre n_t de trajets estimés pour chacune des liaisons vis-à-vis des points de référence, suivant la relation immédiate:

$$n_e = n_t n_r \quad (\text{Eq. 4 - 32})$$

4.4.5. Implications pour les systèmes de communication ULB

Un des buts de la méthode que nous proposons est de réaliser un positionnement des noeuds « sans trop de contreparties », au gré des liens de communication établis entre les noeuds, en se basant sur les simples procédures d'estimation de canal nécessaires au bon déroulement de ces communications. L'usage de trames ou de signaux dédiés à la localisation n'est par exemple pas spécialement envisagé. Nous souhaitons par ailleurs fournir une solution plus flexible en terme de disponibilité des noeuds de référence, en évitant par exemple la mise en œuvre d'algorithmes de triangulation réclamant un nombre *minimum* de points fixes. Un autre objectif reconnu est le relâchement des contraintes générales liées aux questions de synchronisation¹⁴ et/ou à la coordination dans le réseau (Chapitre 1). A titre d'exemple, nous pourrions citer la nécessité de synchroniser au sens strict les noeuds de référence pour des schémas OWR-TDOA ou la gestion des intervalles de temps pour une mesure coopérative de distance à partir d'une procédure TWR-TOA. Enfin, nous prétendons que l'exploitation de la diversité temporelle dans le présent contexte ULB est de nature à préserver de bonnes performances de positionnement, en particulier en situation de non-visibilité à l'intérieur des bâtiments.

En revanche, cette méthode requiert la constitution préalable d'une base de données conséquente permettant d'assurer un maillage suffisamment fin de la zone d'investigation. Si des campagnes de mesures d'une telle envergure sont fermement à proscrire, il semble en revanche tout à fait plausible de disposer *a priori* d'un plan précis de l'environnement et de prédire « une fois pour toutes », à l'aide

¹³La capacité à réaliser des fonctions complexes est directement tributaire du nombre de neurones compris dans la couche cachée.

¹⁴Ces contraintes sont unanimement reprochées à la radiolocalisation ULB à base de métriques temporelles (TOA/TDOA)

d'outils appropriés ([31]), les signaux susceptibles d'être reçus par des références pour un maillage arbitrairement fin de l'espace. Une autre objection majeure qui pourrait nous être opposée tient au caractère spécifique¹⁵ des simulations réalisées. En d'autres termes, les simulations n'ont de signification que pour une configuration fixe des nœuds de référence, toute transposition immédiate à un autre contexte de propagation est impossible, et la souplesse d'un déploiement opportuniste *in situ* s'en trouve de fait annihilée. A une autre échelle, tout changement mineur de l'environnement (e.g. ajout ou suppression d'éléments du mobilier...) serait de nature à altérer la précision initiale. Enfin, il serait tout à fait légitime de discuter le degré de précision des modèles utilisés. Malgré tout, nous rappelons que nous nous attachons à relever les contributions majeures de l'environnement (e.g. les réflexions simples/doubles au mur, plafond et sol). Des études récentes ([36]) tendent à démontrer que les réponses simulées sont plutôt fiables et représentatives dans ce cas. Autrement dit, en réponse à la double interrogation portant sur la précision des modèles et les changements intempestifs d'environnement, nous pouvons arguer que la solution décrite repose principalement sur des éléments « immuables » de l'environnement, et que le « fouillis » ambiant observé au niveau des réponses reçues procède davantage de contributions (potentiellement non-stationnaires) plus anecdotiques.

4.4.6. Performances pour des environnements *indoor* types

4.4.6.1. Paramètres de simulation

Pour les simulations qui vont suivre, l'outil de prédiction déterministe de la propagation ULB ([31], [36]) a été mis à profit à la fois pour la constitution de la base de données nécessaire à la phase d'apprentissage, mais également pour la phase de généralisation avec des positions de test inconnues. Même si cet outil permet actuellement de prendre en compte les antennes, celles-ci sont supposées idéales par la suite, c'est-à-dire sans pertes, omnidirectionnelles, et de gain nul, quelle que soit la direction considérée. Après avoir maillé une scène *indoor* type, des réponses ULB composites ont été générées pour chacune des positions occupées par le nœud émetteur vis-à-vis de récepteurs encadrant la scène (Figure 4 - 8 et Figure 4 - 11), l'impulsion attendue en réception étant un cosinus fenêtré par une porte gaussienne dans la bande [3.1 : 5.1]GHz (définition à -10dB de la DSP) (Figure 4 - 10). A partir des réponses de canaux composites non-bruitées, une première étude énergétique a permis de déterminer le gain supplémentaire requis (e.g. gain d'intégration¹⁶) permettant de détecter différents nombres de trajets significatifs. La sensibilité équivalente du récepteur ξ y est définie par rapport à l'écart type σ_n du bruit analogique initial obtenu après filtrage passe-bande. Ce gain est exprimé à partir d'une configuration de base, pour une période de répétition des impulsions $PRP=200\text{ns}$ et un facteur de bruit de la tête de réception RF (filtre passe-bande compris) $NF=5 \text{ dB}$ (Figure 4 - 9). En occultant le problème de dérive relative des horloges et/ou de dynamique pour simplifier notre problème, nous considérons ici que des intégrations successives du signal reçu peuvent être réalisées avant la procédure d'estimation de canal, sans défaut de cohérence, et avec une dynamique suffisamment importante. Il est bien évident qu'une telle situation offre une vision idyllique des

¹⁵Du reste, il est fréquent de parler d'outils topo-dépendants (*insite tools*).

¹⁶Nous rappelons que deux grandes stratégies peuvent être adoptées pour améliorer globalement la détectabilité des signaux en réception, à savoir l'augmentation de la puissance crête, et/ou l'augmentation du nombre d'intégrations cohérentes (ou encore des accumulations non-cohérentes d'énergie).

possibilités d'un récepteur réel. Cependant, nous rappelons que le but principal n'est pas ici de discuter la qualité de l'estimation du canal, mais plutôt d'illustrer ce que peuvent être les performances de localisation pour des conditions favorables où les trajets multiples sont assez fidèlement restitués. Aussi, en considérant les résultats de la Figure 4 - 9, il apparaît par exemple qu'un gain en énergie de 21dB (typiquement, résultant de 128 intégrations cohérentes) doit permettre de détecter¹⁷ au moins les 5 trajets les plus forts dans près de 70% des positions testées, quelle que soit la sensibilité du récepteur envisagée ($\xi=3\sigma_n$ et $\xi=3\sigma_n$). A complexité donnée (en terme de nombre de trajets estimés), nous sommes donc en mesure de spécifier un gain requis *minimum* permettant d'assurer une certaine fiabilité des trajets estimés. Nous mesurons maintenant davantage l'importance de la question de la détectabilité des trajets ULB à l'intérieur des bâtiments.

La procédure d'estimation de canal utilisée repose par ailleurs sur l'application de l'algorithme SW au résultat de ces intégrations cohérentes ([39]), à partir de la forme d'onde de référence *a priori* (Figure 4 - 10). A titre d'exemple, nous représentons un exemple de trajets estimés (Figure 4 - 13) à partir du résultat de 68 intégrations cohérentes (Figure 4 - 12).

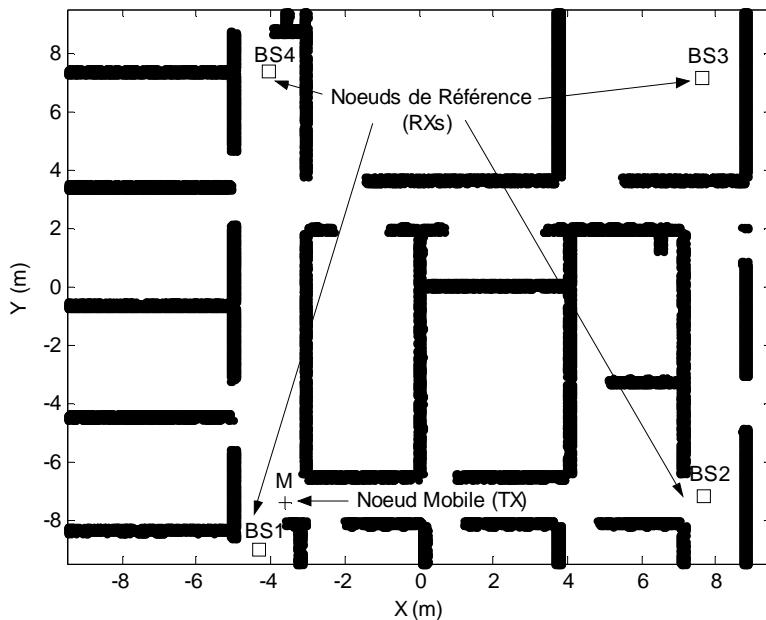
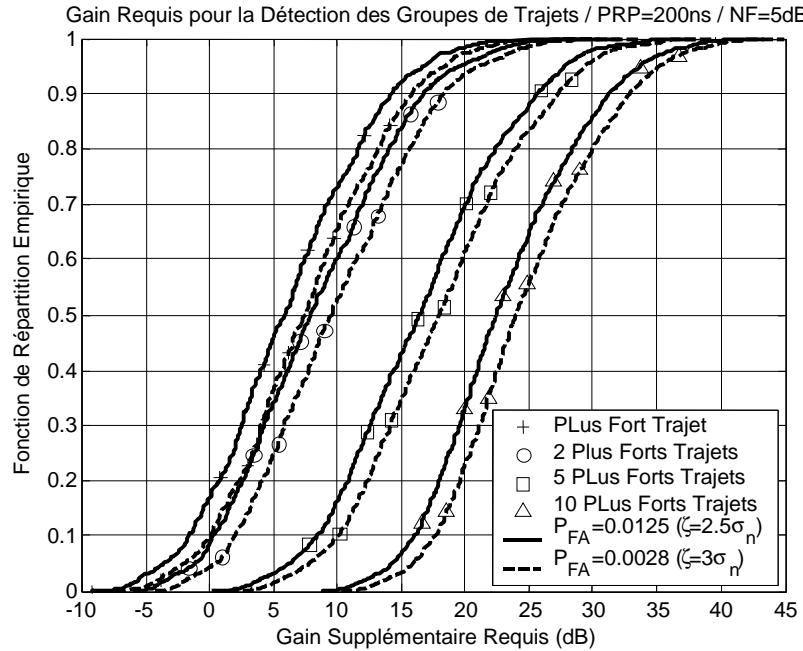


Figure 4 - 8 : Scène *indoor* investiguée avec quatre récepteurs ULB de référence (BSs) encadrant la scène, et un émetteur mobile (M)

Par ailleurs, le vecteur d'entrée du réseau de neurones est composé des temps d'arrivée des trajets estimés les plus significatifs (de 1 à 10), triés selon un ordre décroissant des amplitudes estimées. La couche cachée du réseau comprend de 5 à 20 neurones, et le nombre de noeuds de référence utilisés varie de 1 à 4. La surface de la zone d'investigation est d'environ 260m², avec un maillage variable allant du plus fin (5600points à la résolution spatiale 20cm×20cm) au plus lâche (500points à la résolution spatiale 80cm×80cm). Une sélection aléatoire de 80% des points du maillage initial est

¹⁷Les amplitudes résultantes des trajets après intégrations sont alors supérieures au seuil de détection équivalent ξ .

utilisée pour la phase d'apprentissage, et les 20% restant pour la phase de généralisation, conformément au protocole habituel ([40]). Pour toutes les simulations que nous présentons, le jeu complet des vecteurs d'apprentissage (entrées et cibles) est présenté au réseau 100 fois (*epochs*).



¹⁸La valeur portée sur la courbe correspond à la proportion des points du maillage pour lesquels une détection des trajets les plus significatifs (de 1 à 10) est rendue possible par le gain (i.e. la sensibilité du récepteur).

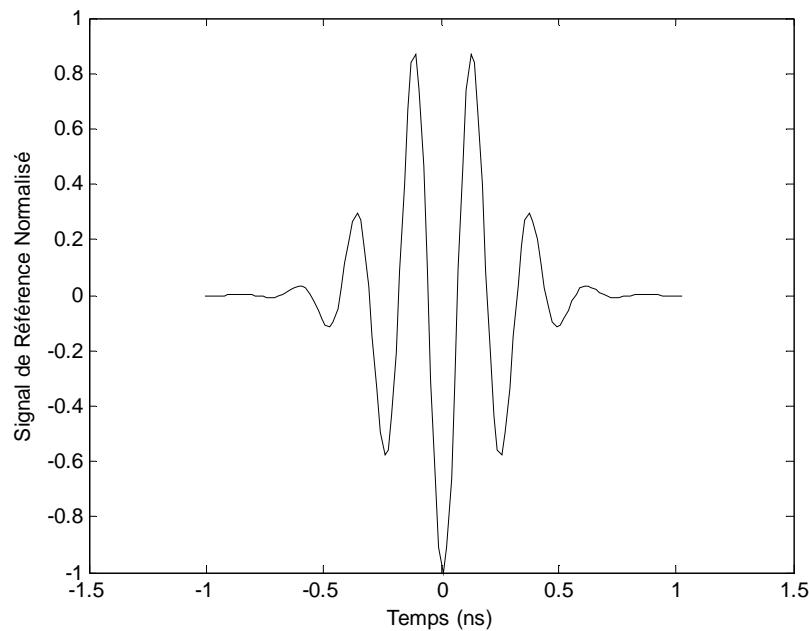


Figure 4 - 10 : Forme d'onde ULB de référence utilisée lors de la phase d'estimation de canal (algorithme SW) dans la bande [3.1:5.1]GHz

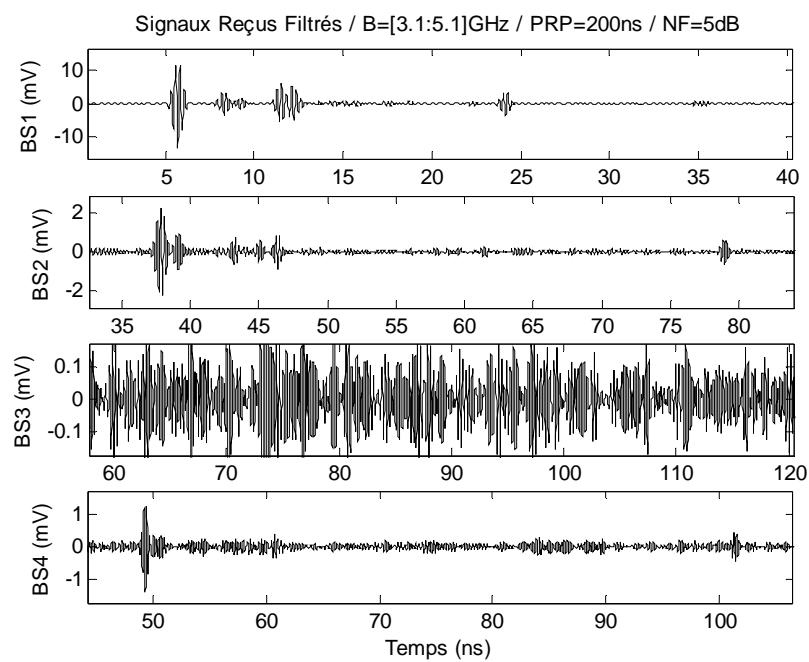


Figure 4 - 11 : Signaux ULB reçus par les nœuds de référence après filtrage dans le bande du signal avec PRP=200ns et NF=5dB, pour la position du nœud mobile représentée sur la Figure 4 - 8

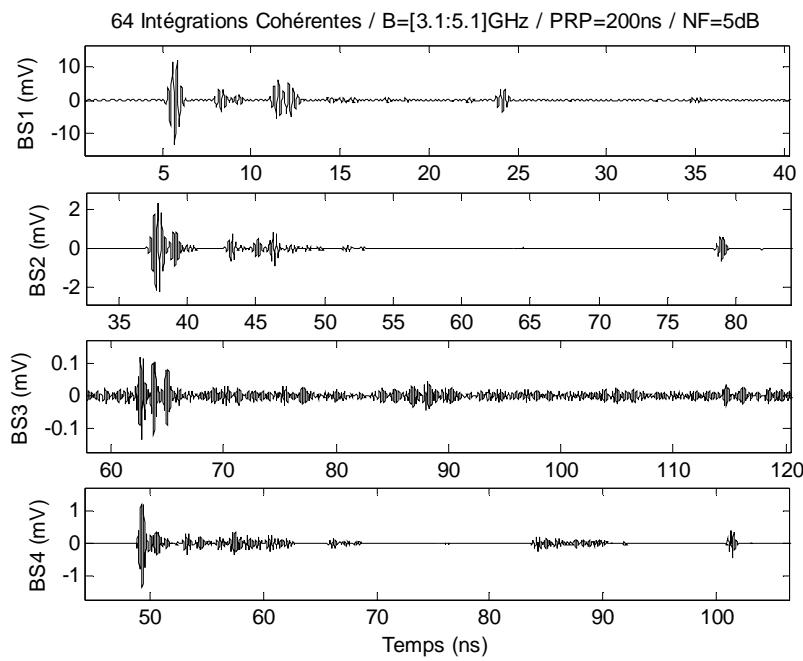


Figure 4 - 12 : Signaux résultant de 64 intégrations cohérentes, avec PRP=200ns et NF=5dB, pour la position du nœud mobile représentée sur la Figure 4 - 8

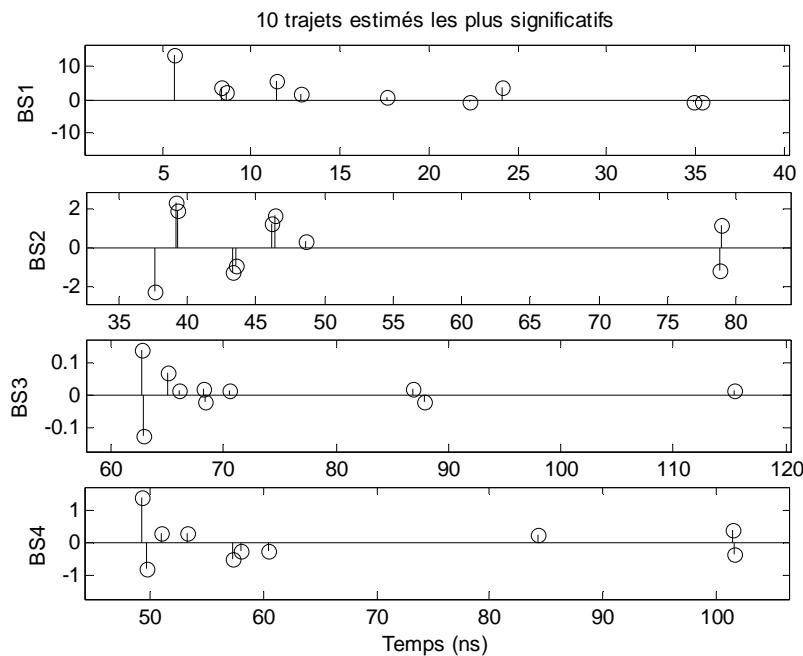


Figure 4 - 13: Trajets significatifs estimés (algorithme SW) à partir du résultat de 64 intégrations cohérentes (Figure 4 - 12) pour la position du nœud mobile représentée sur la Figure 4 - 8, et pour une sensibilité du récepteur (sensibilité initiale équivalente en amplitude après intégration $\zeta=3\sigma_n$)

4.4.6.2. Résultats

Avant même de présenter les résultats obtenus avec la solution à base de réseaux de neurones, nous commençons par considérer les performances qui seraient obtenus avec un algorithme classique de positionnement TDOA pour chacun des points du maillage fin pour la scène représentée sur la Figure 4 - 8. Cet algorithme correspond à la solution au sens des moindres carrés obtenue après linéarisation des métriques à l'aide d'un développement en séries de Taylor (partie 4.5.2 de ce Chapitre). Les performances sont représentées en terme de répartition de l'erreur de positionnement, en fonction du nombre de points de référence disponibles (récepteurs synchronisés) et du nombre de trajets estimés par chacune de ces références (Figure 4 - 14). Chaque TDOA est calculé à partir du premier TOA des n_t plus forts trajets estimés par les références. A première vue, comme nous pouvions nous en douter, la stratégie de réception (s'entend la sensibilité du récepteur) apparaît comme un point particulièrement critique pour ce type d'algorithme. Aussi, pour une configuration minimalist basée seulement sur 3 références et sur l'estimation du temps d'arrivée du plus fort trajet, les performances sont nettement dégradées, avec seulement 35% des points testés affectés par une erreur de positionnement inférieure à 0.5m. Le pourcentage passe néanmoins à près de 70% si 5 trajets au moins sont disponibles pour un même nombre de références. Autrement dit, seules des contraintes fortes en terme de détectabilité des trajets (donc de gain supplémentaire requis) lors de la phase d'estimation de canal permettent une erreur de positionnement acceptable.

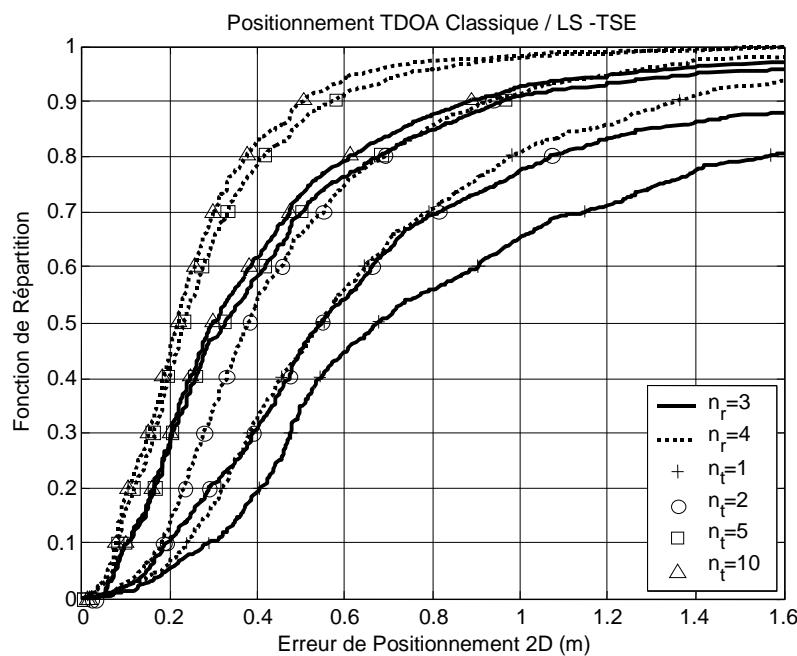


Figure 4 - 14 : Fonction de répartition de l'**erreur** de positionnement obtenue sur les points du maillage de la scène avec un **algorithme classique** à base de TDOA actif de type LS-TSE, en fonction du nombre de trajets estimés n_t et du nombre de références en réception n_r (le TDOA est calculé à partir du premier TOA des n_t trajets estimés pour chaque configuration)

Comme nous pouvons le voir, une telle stratégie, non contente de réclamer la présence d'au moins trois références fixes et synchronisées, ne permet de relâcher ni les contraintes liées à la sensibilité des

récepteurs, ni les contraintes liées à « l'infrastructure ». Ces premiers résultats nous serviront de référence dans ce qui suit.

Sur la Figure 4 - 15, la fonction de répartition de l'erreur de positionnement obtenue à l'aide d'un réseau de neurones de type *feed-forward* est représentée pour 3 références non synchronisées, 5 trajets estimés par références, et 20 neurones dans la couche cachée. Les résultats sont présentés en fonction de la finesse du maillage, et par conséquent, en fonction du nombre de points initialement disponibles dans la base de données. Conformément à nos attentes, nous constatons que pour un nombre constant de présentations au réseau lors de la phase d'apprentissage, les performances sont très nettement améliorées pour la phase de généralisation et très légèrement dégradées pour la phase d'apprentissage à mesure que le maillage se fait de plus en plus fin. Pour un faible nombre de points testés, la difficulté de généralisation est en majeure partie due au fait qu'une moins bonne continuité des trajets estimés est assurée d'un point à l'autre. *A contrario*, un maillage fin permet de mieux tenir rendre compte de la corrélation spatiale des différents trajets. Dans une moindre mesure, le problème de généralisation est aussi dû au phénomène d'*overfitting* lorsque le rapport R est trop élevé (e.g. $R>0.5$). L'autre problème est que pour un nombre de points d'apprentissage trop important, la fonction non-linéaire à interpoler est nettement plus complexe, et justifierait par là même un plus grand nombre de présentations. Malgré tout, nous notons que pour cette configuration minimale de test ($n_r=3$, $n_t=5$), toutes les performances d'apprentissage, quel que soit le raffinement du maillage, et les performances de généralisation, pourvu que le maillage soit suffisamment fin (40cm×40cm), surpassent très largement les résultats obtenus avec l'algorithme classique de positionnement, même dans les conditions les plus favorables (Figure 4 - 14). Typiquement, le maillage fin (20cm×20cm) permet d'obtenir, y compris en phase de généralisation, plus de 85% de points avec une erreur de positionnement inférieure à 0.5m. D'autres simulations (non présentées ici) réalisées avec un nombre de neurones plus restreint ($n_n=10$), toutes choses étant égales par ailleurs, ont permis de vérifier que le problème de généralisation était sensiblement atténué à partir de $R=0.40$ ($n_p=182$, $n_b=460$), au prix de performances très légèrement dégradées lors de la phase d'apprentissage, et également moins dispersées en fonction du maillage.

Sur la Figure 4 - 16, nous nous intéressons à l'incidence du nombre de références, pour un maillage fin de la scène (20cm×20cm), $n_t=5$ trajets estimés par référence, et $n_n=20$ neurones dans la couche cachée. Comme de bien entendu, les performances sont globalement améliorées lorsque le nombre de références augmente, et d'ailleurs sensiblement dans les mêmes proportions que pour un algorithme traditionnel. Mais il apparaît surtout que des performances tout à fait satisfaisantes peuvent être obtenues avec seulement $n_r=2$. Ces performances sont d'ailleurs équivalentes à une configuration à $n_r=3$ références et $n_t=5$ trajets pour l'algorithme de positionnement traditionnel. Dans une même logique, les performances obtenues ici avec seulement $n_r=3$ références et $n_t=5$ trajets sont sensiblement équivalentes à celles obtenues avec $n_r=4$ et $n_t=10$ pour l'algorithme traditionnel.

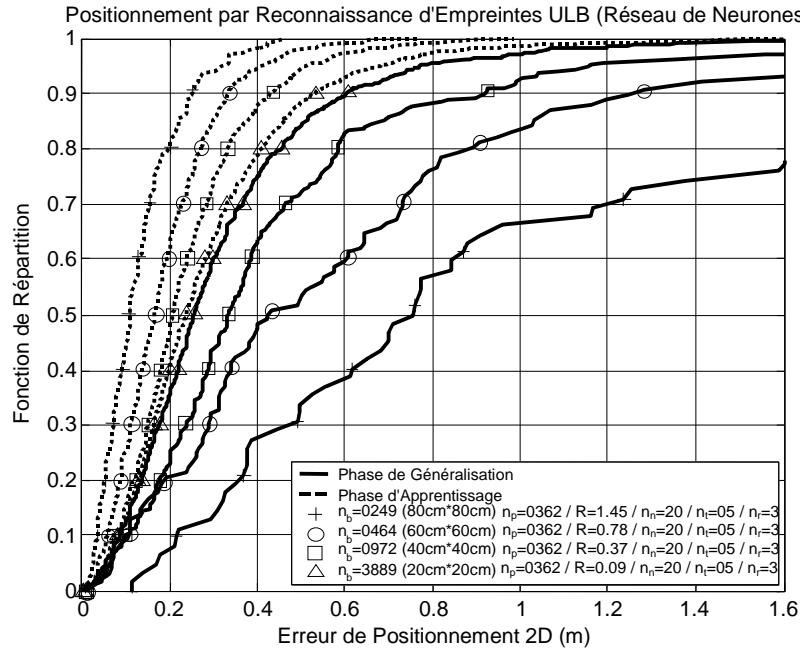


Figure 4 - 15 : Fonction de répartition de l'*erreur* de positionnement obtenue sur les points du maillage de la scène à l'aide d'un **réseau de neurones** avec 3 références, 5 trajets estimés et 20 neurones dans la couche cachée, **en fonction de la finesse du maillage**

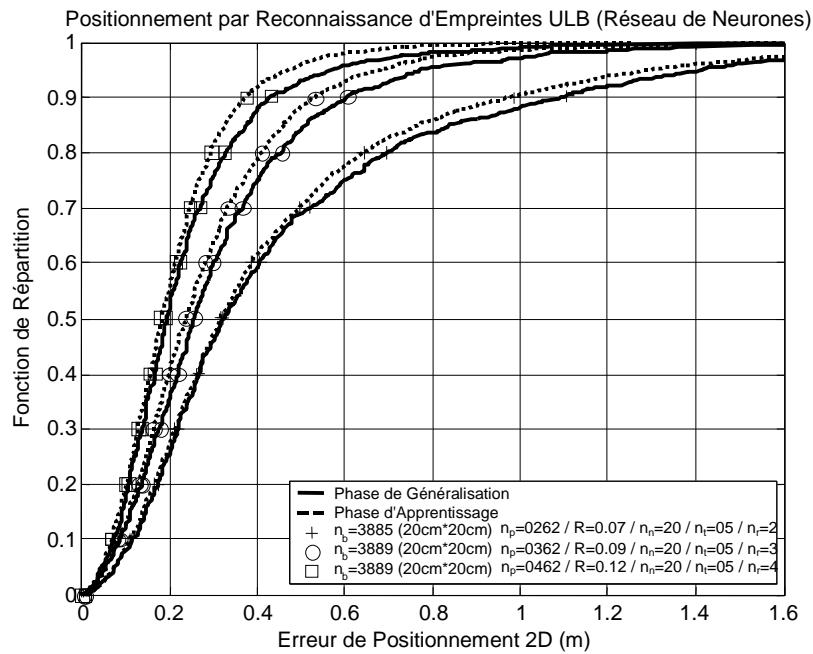


Figure 4 - 16 : Fonction de répartition de l'*erreur* de positionnement obtenue pour un maillage fin de la scène (20cm×20cm) à l'aide d'un **réseau de neurones**, avec 5 trajets estimés par référence et 20 neurones dans la couche cachée, **en fonction du nombre de références**

La Figure 4 - 17 présente les performances obtenues pour un maillage fin de la scène (20cm×20cm) à l'aide d'un réseau comprenant $n_n=20$ neurones dans la couche cachée, avec $n_r=3$ références, en fonction du nombre de trajets estimés par référence. Là aussi, comme nous pouvions légitimement

l'espérer, le positionnement final est plus précis lorsque le nombre de trajets augmente. Malgré tout, à l'instar de l'algorithme classique de positionnement, au-delà de 5 trajets estimés, l'apport de trajets supplémentaires n'est plus réellement significatif. Plusieurs raisons peuvent être avancées pour expliquer ce phénomène. La première d'entre elles consiste à juger que les trajets estimés les plus faibles sont moins fiables que les trajets les plus forts et/ou que la procédure d'estimation est assujettie à une incertitude plus importante pour ces mêmes faibles trajets. Par ailleurs, il y a fort à penser que les trajets plus faibles sont moins immédiatement représentatifs de la géométrie de la liaison radio, en étant issus d'historiques d'interactions beaucoup plus complexes.

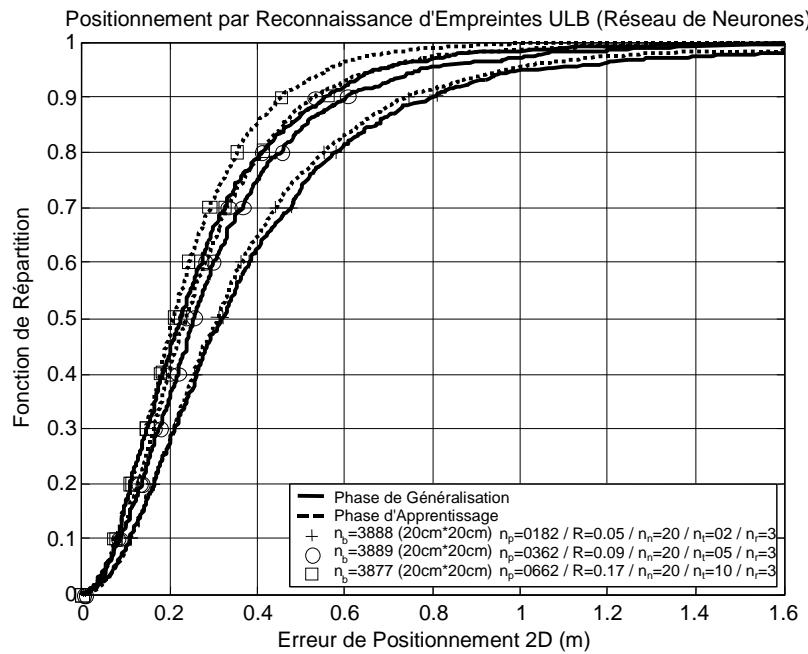


Figure 4 - 17 : Fonction de répartition de l'*erreur* de positionnement obtenue pour un maillage fin de la scène (20cm×20cm) à l'aide d'un **réseau de neurones**, avec 3 références et 20 neurones dans la couche cachée, *en fonction du nombre de trajets estimés par référence*

En fin de compte, les meilleures performances de positionnement observées pour l'ensemble des configurations testées ont été obtenues pour un maillage fin de la scène (20cm×20cm), avec $n_n=20$ neurones dans la couche cachée, $n_r=4$ références, et $n_t=10$ trajets estimés par référence. Typiquement, 97% des points testés pendant les phases d'apprentissage et de généralisation ont donné lieu à une erreur de positionnement inférieure à 0.5 m dans ce cas.

En guise de conclusion partielle, nous pouvons donc considérer que la technique de positionnement ULB que nous venons de décrire permet d'obtenir des performances de localisation intéressantes, en jouissant de la diversité temporelle offerte par les signaux ULB, et par conséquent d'une forme de corrélation spatiale des trajets reçus. Par ailleurs, la solution proposée tend à alléger les contraintes générales liées à la détectabilité des trajets (et donc aux gains supplémentaires requis) et/ou à l'« infrastructure ». Les performances obtenues sont en effet particulièrement encourageantes en dépit d'un nombre réduit de références et de trajets estimés, dès lors que le maillage de la scène soit suffisamment raffiné. En conséquence, nous devons malgré tout garder à l'esprit qu'un maillage

spatial fin implique la constitution de bases de données préalables conséquentes et suffisamment fiables, qu'elles soient issues de mesures ou de simulations. Dans ce contexte, les modèles récents de prédiction déterministe de la propagation ULB peuvent revêtir un intérêt tout particulier.

4.5. Positionnement et traitement déterministe des biais introduits par le canal – Application à la localisation ULB de victimes d’avalanche

En nous appuyant maintenant sur les modèles de temps de vol des signaux ULB décrits en [42] et dans la partie 2.3.1.1 du Chapitre 2, nous allons décrire un algorithme de positionnement spécifique au contexte au secours de victimes d’avalanches ([43]). Cet algorithme tient compte du comportement des pseudo-distances estimées après traversée du manteau neigeux en fonction de la géométrie et des paramètres environnementaux. Contrairement au point 4.3 de ce Chapitre, il nous permet donc d’illustrer le cas du traitement de biais déterministes « prédictibles », pour un cas d’environnement de propagation simple et maîtrisable. Cet algorithme s’appuie principalement sur le premier ordre d’un développement en série de Taylor des métriques de base. Nous verrons comment cette linéarisation permet d’aboutir à une expression matricielle simple de l’estimateur au sens des moindres carrés pour la position du dispositif enseveli.

4.5.1. Contexte applicatif

Le système de localisation ULB que nous envisageons doit assurer un positionnement temps-réel de multiples victimes ensevelies sous le manteau neigeux, ainsi que le relais d’informations physiologiques relatives à ces victimes. Pour ce faire, un dispositif unique inclut plusieurs émetteurs/récepteurs ULB bas-débit opérant dans la bande basse du spectre (i.e. en dessous de 1GHz), conformément aux recommandations formulées dans la partie 2.3.2 du Chapitre 2. En l’absence d’infrastructures fixes ou de tout autre dispositif de positionnement absolu de type GPS, un même système doit permettre indifféremment aux victimes de se signaler et à tout sauveteur dépêché sur la zone du sinistre (sauveteur institutionnel et/ou opportuniste...) de détecter, puis de positionner dans le plan, les victimes potentielles. Une description haut-niveau du système complet, ainsi que des protocoles de communications permettant de supporter différents *scenarii* en lien avec l’application (notamment pour gérer l’adhésion de nouveaux dispositifs ULB au réseau dans le cas multi-sauveteurs), est disponible en [43]. Dans la configuration de base, le dispositif complet est doté de trois émetteurs/récepteurs ULB interconnectés. Seul l’un d’entre eux est actif en mode émission par défaut, et transmet périodiquement des trames incluant des séquences d’impulsions codées pour la synchronisation et modulées pour la transmission d’informations relatives au porteur (e.g. identifiant, statut physiologique, etc.). Lorsqu’une procédure de recherche est amorcée par le porteur d’un tel dispositif, tous les modules ULB passent alors en mode mixte émetteur/récepteur et partagent une référence de temps commune (e.g. *via* leur connexion physique). Ensuite, les modules ULB périphériques sont désolidarisés du module principal pour former une infrastructure opportuniste, déployable *in situ*, et composée de trois points de référence nécessaires au positionnement des émetteurs ULB dans un pseudo-plan. Le sauveteur peut alors choisir de placer les modules

périphériques sur la scène de façon à jouir d'une bonne diversité spatiale ou de manière à ne pas trop souffrir d'une forte dilution géométrique de la précision (e.g. en les jetant au loin) (Figure 4 - 18).

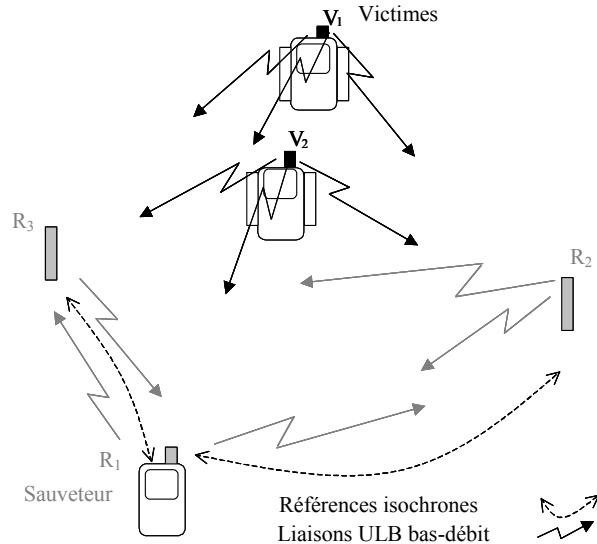


Figure 4 - 18 : Représentation schématique d'un système opportuniste ULB de localisation de victimes d'avalanche (V_i), après déploiement des références périphériques (R_i)

Le partage d'une référence temporelle de synchronisation alors que les modules ULB de référence sont toujours physiquement interconnectés permet à ces derniers d'être isochrones, et ce, même une fois l'infrastructure « opportuniste » déployée, moyennant la mise en œuvre périodique de mécanismes de re-synchronisation. Le module de référence R_1 porté par le sauveteur peut avantageusement collecter des informations en provenance des deux autres références R_2 et R_3 et procéder au calcul de toutes les positions (y compris celles des références). L'avantage principal d'une telle solution réside dans sa capacité à délivrer, à l'aide d'un dispositif unique, une information de position 2D (par opposition à un positionnement 1D d'une seule et unique victime pour les solutions technologiques unanimement adoptées jusqu'alors dans ce même contexte applicatif [44]). Par soucis de simplification, nous n'envisagerons ici que des procédures OWR-TDOA en mode actif (Chapitre 1), avec trois références parfaitement isochrones¹⁹.

¹⁹L'isochronisme et les positions relatives des références peuvent par exemple être obtenus préalablement à l'aide de procédures d'échange spécifiques de type TWR-TOA (Chapitre 1).

4.5.2. Estimateur au sens des moindres carrés et développement en série de Taylor

En se référant à la relation (Eq. 2 – 27) du Chapitre 2, les différences de distances formées à partir de mesures préalables de temps d’arrivée réalisées au niveau des références, peuvent s’écrire :

$$\begin{bmatrix} \tilde{d}_{21} \\ \tilde{d}_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{d}_2 - \tilde{d}_1 \\ \tilde{d}_3 - \tilde{d}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_2 - f_1 \\ f_3 - f_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{21} \\ \eta_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{21} \\ \eta_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4 - 33})$$

où \tilde{d}_i représente la distance qui « serait²⁰ » estimée entre la victime V et la référence R_i .

Conformément à des notations utilisées (partie 2.3.1 du Chapitre 2), $\begin{bmatrix} \eta_{21} \\ \eta_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_2 - \eta_1 \\ \eta_3 - \eta_1 \end{bmatrix}$ représente un vecteur de bruit gaussien centré dont la matrice de covariance est égale à $Q = \sigma_\eta^2 \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$.

La relation qui précède peut aussi s’écrire sous la forme matricielle :

$$\tilde{D}_1 = g(X_v) + \eta \quad (\text{Eq. 4 - 34})$$

où $X_v = [x_v \quad y_v]^T$ est la position inconnue de la victime.

L’estimateur au sens des moindres carrés ou LS (pour *Least Squares*) de X_v correspond au vecteur \hat{X} qui minimise la somme des erreurs quadratiques entre différences de distances mesurées et différence de distances estimées. Cet estimateur coïncide avec l’estimateur du *maximum de vraisemblance* lorsque les éléments de η sont conjointement gaussiens de matrice de covariance Q .

Dans notre problème, la fonction g est non-linéaire. Nous nous proposons de la linéariser à l’aide d’un développement en séries de Taylor ou TSE (pour *Taylor Series Expansion*) autour d’un point de référence \hat{X}_0 . En se restreignant aux termes du premier ordre, la fonction linéarisée s’écrit désormais :

$$g(X_v) = g(\hat{X}_0) + (X_v - \hat{X}_0)G_0 \quad (\text{Eq. 4 - 35})$$

où $G_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x} & \frac{\partial g_1}{\partial y} \\ \frac{\partial g_2}{\partial x} & \frac{\partial g_2}{\partial y} \end{bmatrix}_{x=\hat{x}_0, y=\hat{y}_0}$ est la valeur prise par le Jacobien de g pris au point de référence \hat{X}_0 .

²⁰Afin de simplifier les notations, nous faisons apparaître dans les équations des temps d’arrivée l’expression des pseudo-distances telles qu’elles ont pu être définies en (Eq. 6 - 2). En réalité, les récepteurs accèdent à ces grandeurs à un décalage temporel près (le même pour toutes les voies). *In fine*, ce choix est transparent pour établir l’expression finale (Eq. 6 – 10) après soustraction des différents temps d’arrivée.

Nous considérons que le point \hat{X}_0 est suffisamment proche de X_v de manière à préserver la validité de l'approximation linéaire. En définitive, et en suivant une approche assez classique ([4], [45]), l'estimateur \hat{X}_{n+1} au sens des moindres carrés obtenu en une seule itération au rang ($n+1$) peut s'écrire :

$$\hat{X}_{n+1} = \left(G_n^T Q^{-1} G_n \right)^{-1} G_n^T Q^{-1} \left(\tilde{D}_1 - g(\hat{X}_n) + G_n \hat{X}_n \right) \quad (\text{Eq. 4 - 36})$$

ou de manière équivalente :

$$\hat{X}_{n+1} = \hat{X}_n + \delta_n \quad (\text{Eq. 4 - 37})$$

où

$$\delta_n = \left(G_n^T Q^{-1} G_n \right)^{-1} G_n^T Q^{-1} h_n \quad (\text{Eq. 4 - 38})$$

et

$$h_n = \tilde{D}_1 - g(\hat{X}_n) \quad (\text{Eq. 4 - 39})$$

En appliquant maintenant itérativement ce schéma de base, correspondant à une estimation au sens des moindre carrés pondérés ou WLS (pour *Weighted Least Squares*), la position estimée peut être raffinée jusqu'à ce que la mise à jour ne soit plus considérée comme significative au regard des dimensions de la scène, c'est-à-dire lorsque la somme des valeurs absolues des termes de δ_n n'excède pas une valeur de référence arbitrairement petite Δ .

Il est également important de noter que g met en jeu des sous-fonctions f_i de l'indice de réfraction de la neige n_s , de la distance géométrique réelle 2D d_i entre l'émetteur et le $i^{ème}$ récepteur, de la hauteur $h_{RX,i}$ et de la profondeur p_{TX} , alors que seulement les coordonnées x et y sont remises à jour à l'aide de la relation (Eq. 4 - 36). Dès lors, l'algorithme proposé cherche à résoudre le problème de positionnement en posant des hypothèses *a priori* concernant ces variables inconnues. La profondeur d'ensemelage p_{TX} semble à première vue nettement plus pénalisante que les autres paramètres (le sauveteur peut raisonnablement disposer d'une connaissance -même assez grossière- de l'indice de réfraction de la neige) ou d'approximations viables concernant la hauteur $h_{RX,i}$ pour chacune des références R_i (e.g., proche de zéro si les références R_2 et R_3 sont simplement plantées ou posées sur le sol). Cependant, comme nous le verrons par la suite, la dispersion sur les performances causée par l'adoption de différentes hypothèses *a priori* de profondeur s'avère limitée, et les résultats sont assez groupés d'une hypothèse à l'autre pour des *scenarii* d'avalanches classiques.

Au final, l'algorithme proposé sera désigné sous l'acronyme LS-TSE (pour *Least-Squares – Taylor Series Expansion*) dans ce qui suit.

Conformément à [45] et [12], la borne de Cramer-Rao ou CRLB (pour *Cramer-Rao Lower Bound*) est donnée dans notre cas par :

$$\Phi = (G_v^T Q^{-1} G_v)^{-1} \quad (\text{Eq. 4 - 40})$$

où $G_v = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x} & \frac{\partial g_1}{\partial y} \\ \frac{\partial g_2}{\partial x} & \frac{\partial g_2}{\partial y} \end{bmatrix}_{\substack{x=x_v \\ y=y_v}}$ est la valeur du Jacobien de g en X_v .

Cette borne, qui caractérise l'erreur de positionnement *minimum*, constitue une référence utile pour évaluer les performances des algorithmes proposés, et souligner les effets particuliers de certaines configurations géométriques (e.g. les positions relatives des références et de la victime), indépendamment de l'algorithme retenu.

4.5.3. Performances théoriques de positionnement

Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulations permettant d'éprouver la robustesse de l'algorithme de positionnement proposé pour des hypothèses réalistes concernant la géométrie des liaisons radio ULB et la nature diélectriques de la neige. En particulier, les paramètres de simulation se trouvent en accord avec les résultats de l'étude mentionnés dans les parties 2.3.1.3 et 2.3.2.2 du Chapitre 2.

4.5.3.1. Paramètres de simulation

Pour ces simulations, la profondeur est fixée *a priori* par l'algorithme à des valeurs extrêmes (0.20m et 1.80m). Des statistiques réalisées à partir d'une base de données étouffée couvrant les 20 dernières années (soit 729 cas d'avalanches) ont montré que la profondeur moyenne d'ensevelissement se trouvait aux alentours de 1 m, avec près de 75% des personnes ensevelies à une profondeur inférieure à 1.30m ([46]). La profondeur réelle p_{TX} de la victime peut donc être fixée systématiquement à la valeur moyenne de façon à ce que les performances associées aux hypothèses extrêmes posées *a priori* par l'algorithme soient sciemment dégradées et correspondent aux pires cas. Ensuite, en accord avec le *scenario* de recherche décrit en [43], la hauteur $h_{RX,1}$ (resp. $h_{RX,2}$ et $h_{RX,3}$) est fixé à 1.50m (resp. 0.05m et 0.05m)²¹.

Nous considérons également dans un premier temps le paramètre expérimental moyen $n_s=1.7$ (Chapitre 2) et plusieurs niveaux de bruit de détection avec de $\sigma_\eta=0.10$ m à $\sigma_\eta=0.30$ m pour la relation (Eq. 4 – 34). De plus, le seuil Δ est placé arbitrairement à 0.01m. Les simulations ont pu montrer qu'en dépit de cette valeur, seules quelques itérations étaient nécessaires à la convergence.

La condition initiale X_0 utilisée pour alimenter l'algorithme correspond à la solution délivrée en une itération par l'algorithme simple pour 3 nœuds de référence proposé en [12] (dénommé *CHAN* par la

²¹Nous simulons dans ce cas une configuration où les modules ULB périphériques sont posés sur le sol.

suite). A titre indicatif, nous considérons également le cas où l'algorithme proposé est alimenté avec les positions (émetteur et référence) afin de quantifier une erreur résiduelle purement liée au choix de l'algorithme (dénommé *TSE true* par la suite).

Finalement, la zone explorée est une surface rectangulaire d'environ 1000m² (jusqu'à 30m sur 30m), ce qui semble un choix approprié compte tenu des dimensions habituelles d'une coulée de neige. Deux configurations principales sont testées. La première consiste à disposer des références fixes (y compris la référence principale) autour de la scène d'investigation (Figure 4 - 20, Figure 4 - 22 et Figure 4 - 23) pour différentes positions de la victime. Dans la seconde configuration, les positions des références périphériques et de l'émetteur sont fixes, et seule la position de la référence centrale (i.e. du sauveteur) varie depuis une position initiale centrale jusqu'à la position de l'émetteur (Figure 4 - 21). La première des configurations nous permet d'illustrer les performances dans le cas statique à l'initiation de la procédure de recherche (estimation initiale de la position de l'émetteur), quand la seconde des configurations illustre un cas de recherche dynamique²² (si les positions relatives de l'émetteur sont estimées alors que le sauveteur se déplace jusqu'à la victime) et permet de se donner un domaine de validité pour l'algorithme en fonction de la géométrie du problème.

Les résultats sont présentés en terme de racine de l'erreur quadratique moyenne de positionnement ou 2D-RMSE (pour *Root Mean Square Error*) et de probabilité circulaire d'erreur ou 2D-CEP_{Error} (pour *Circular Error Probability*). Les statistiques empiriques correspondantes ont été obtenues à partir de 1000 tirages de bruits différents pour chacune des configurations testées.

4.5.3.2. Résultats

La première remarque que nous formulons porte sur la sensibilité de l'algorithme à la distance 2D d pour chacune des liaisons radio impliquées. Comme nous l'avons vu au Chapitre 2, pour des valeurs communes de profondeur d'ensevelissement p_{TX} et de hauteur de récepteur h_{RX} , la pseudo-distance estimée souffre de variations importantes à courte portée. Lorsque d augmente, le biais devenant significatif et asymptotiquement proche de la valeur d'ensevelissement. La configuration optimale pour l'algorithme de positionnement correspond à une situation improbable où les références sont simultanément toutes proches de l'émetteur. Pour des portées plus importantes, spécialement lorsque les références périphériques sont placées au niveau du sol (i.e. lorsque h_{RX} est proche de zéro), les termes impliqués dans G_n deviennent seulement dépendant des coordonnées X-Y de sorte que G_n est inchangé en comparaison d'approches classiques de type WLS, la dérivée de f étant égale à l'unité. Bien au contraire, la liaison principale (impliquant la référence centrale) est bien plus sensible à la distance d et ce jusqu'à 6/7m en raison d'une hauteur h_{RX} plus importante. Alors que l'émetteur enseveli est proche des références, la condition initiale délivrée par la solution [12] est très clairement affectée par un biais important puisque les pseudo-distances elles-mêmes sont fortement biaisées. A titre d'illustration la Figure 4 - 19 fournit des exemples de réalisations d'erreurs de positionnement 2D lorsque la victime est dans cette configuration.

²²Nous envisageons le cas du déplacement d'une des références sans pour autant mettre en oeuvre des algorithmes de poursuite (Chapitre 5). Nous utilisons toujours dans ce cas un algorithme de positionnement « statique ».

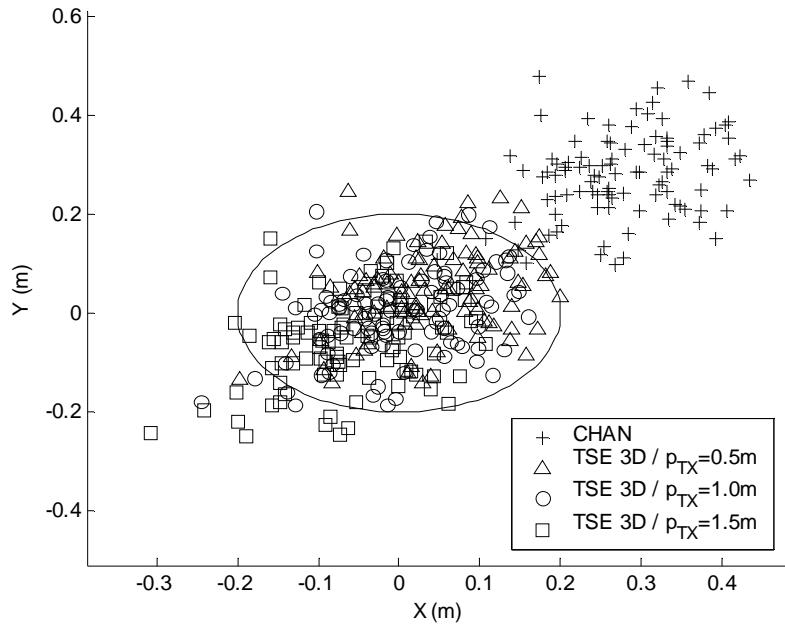


Figure 4 - 19 : Exemple d’erreur de positionnement 2D sur 100 réalisations avec un émetteur enseveli en (2,2,-1)m à proximité de références en (0,0,1.5)m, (0,5,0.05)m, et (5,0,0.05)m, $n_s=1.9$ et $\sigma_\eta=0.10$ m. 2D-CEP_{0.2m}=90% pour la stratégie TSE retenue, quelle que soit la profondeur d’ensevelissement posée *a priori*

Les résultats présentés sur la Figure 4 - 20 correspondent aux performances obtenues avec des références encadrant la scène à l’initiation de la procédure de recherche et $\sigma_\eta=0.10$ m. Alors que la distance entre l’émetteur et la référence centrale augmente, les performances de positionnement sont globalement dégradées, quel que soit l’algorithme envisagé ou l’hypothèse d’ensevelissement. Cependant, un écart asymptotiquement constant est enregistré par rapport aux performances de l’algorithme délivrant la condition initiale ([12]). Nous savons en effet que les différences de distances sont affectées par des biais asymptotiquement constants pour des portées importantes. À l’inverse, à plus courte portée, nous notons une amélioration très significative des performances comparativement à la condition initiale. De plus, l’erreur 2D-RMSE approche la borne CRLB quelle que soit la portée envisagée, avec toutefois une très légère divergence pour des portées très faibles (en dessous de 2m), spécialement lorsque la profondeur est surestimée par l’hypothèse $p_{TX}=1.80$ m. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 4 - 20, b)), alors que les performances deviennent de plus en plus exigeantes en terme de CEP, la contribution de l’algorithme proposé est d’autant plus significative par rapport à la condition initiale. Finalement, une précision de positionnement statique meilleure que 0.2m RMSE semble être possible dans la gamme des portées de 2m à 15m.

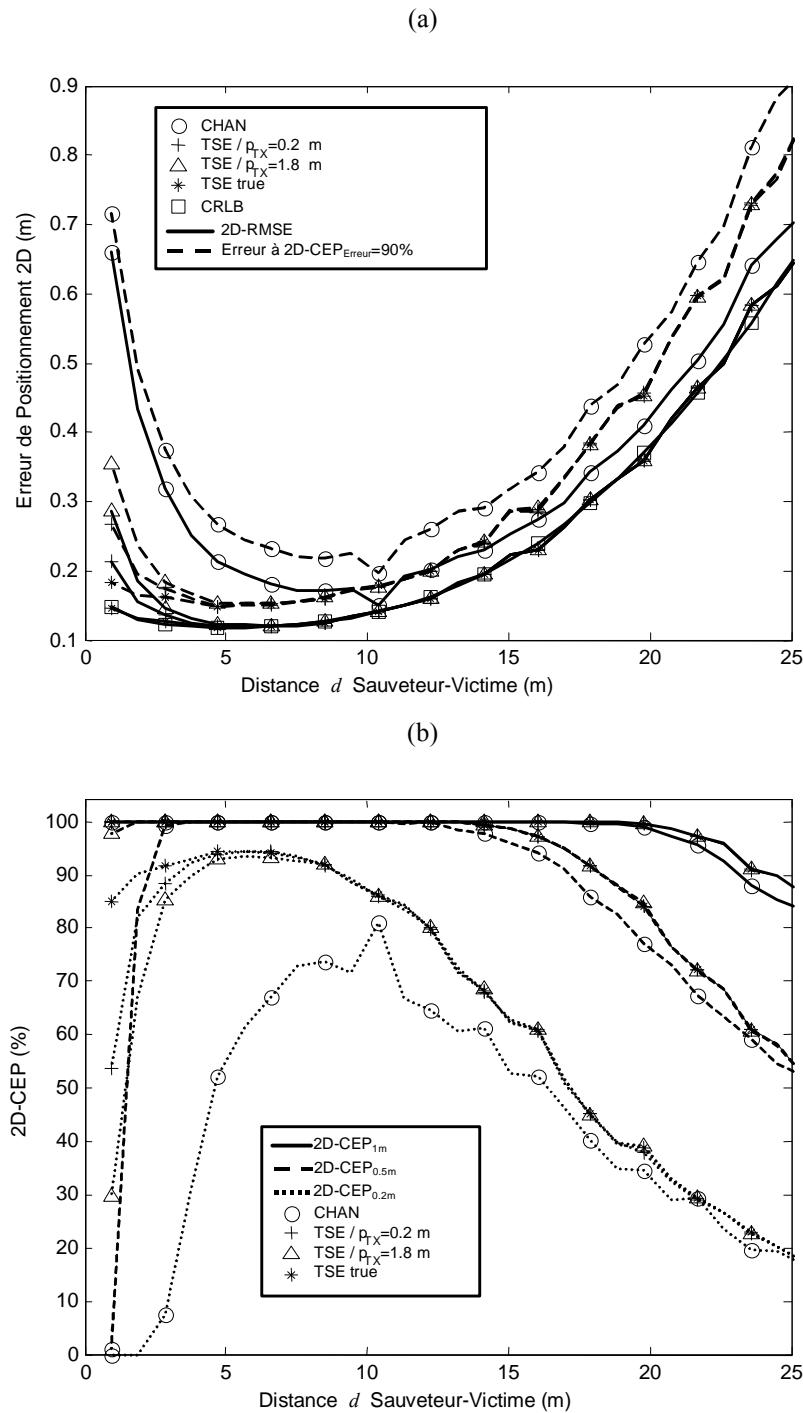


Figure 4 - 20 : Racine de l'erreur quadratique moyenne 2D-RMSE, et *erreure à 2D-CEP_{erreure=90 %}* (a). Probabilité circulaire d'erreur 2D-CEP (b) *en fonction de la distance sauveleur-victime* avec une référence principale en (0,0,1.5)m, des références périphériques en (0,15,0.05)m et (15,0,0.05)m, et un *émetteur enseveli en différentes positions* à partir de la position du sauveteur à l'origine jusqu'à (20,20,-1)m, avec $n_s=1.7$ et $\sigma_\eta=0.10$ m

Sur la Figure 4 - 21, alors que le sauveteur se déplace en direction d'un émetteur lointain avec $\sigma_\eta=0.10$ m, les performances sont clairement dégradées comparativement au *scenario précédent*, quel que soit l'algorithme retenu, *a fortiori* pour la gamme de portée de 2m à 10m. Cet effet est principalement dû à une configuration géométrique des références pénalisante en terme de gain de

diversité spatiale, dans la mesure où les temps d'arrivée observés au niveau des références sont sensiblement identiques.

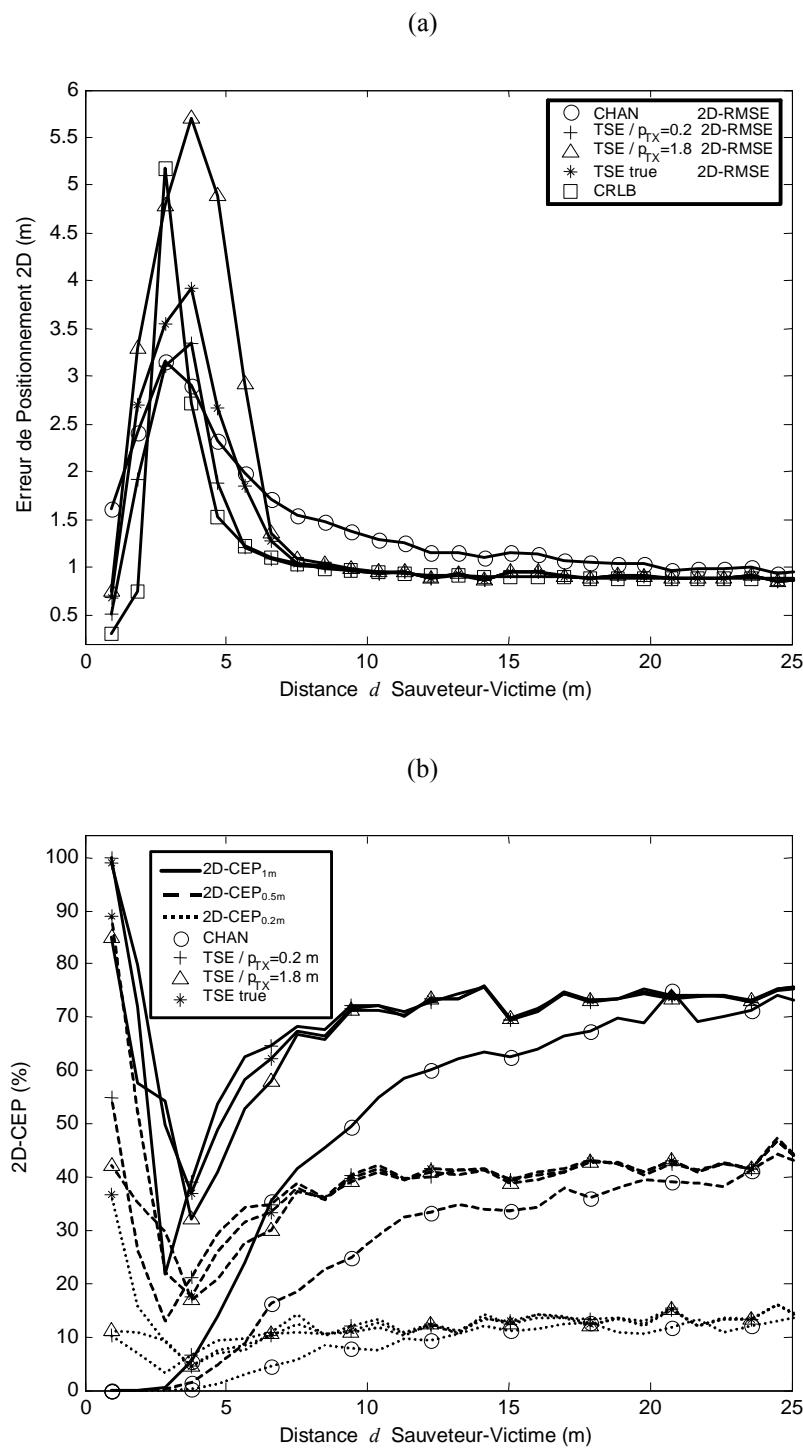


Figure 4 - 21 : Racine de l'erreur quadratique moyenne 2D-RMSE (a) et probabilité circulaire d'*erreur* 2D-CEP (b) *en fonction de la distance sauveteur-victime* avec un émetteur enseveli en (20,20,-1)m, des références périphériques en (0,15,0.05)m et (15,0,0.05)m, et *une référence principale occupant différentes positions* depuis l'origine (0,0,1.5)m jusqu'à la positon de l'émetteur, avec $n_s=1.7$ et $\sigma_\eta=0.10$ m

Une étude plus approfondie de la borne de Cramer-Rao permet d'ailleurs de l'attester. En tout état de cause, quelle que soit l'hypothèse d'ensemblissement, il semble possible de maintenir l'erreur 2D-RMSE à une valeur de l'ordre de 1m (Figure 4 - 21, a)) pour la gamme des portées de 5m à 25m, voire à une valeur encore plus faible à très courte portée de 0 à 2m. De plus, à l'exemple du cas précédent, les mêmes tendances générales peuvent être observées en terme d'erreur circulaire de probabilité ou 2D-CEP (Figure 4 - 21, b)), avec une amélioration significative des performances par rapport à la condition initiale alors que la précision de positionnement requise devient de plus en plus contraignante.

Sur la Figure 4 - 22, les performances représentées pour $\sigma_\eta=0.10\text{m}$ en fonction de différentes configurations géométriques, notamment en fonction de l'écartement spatial des références. Comme nous pouvions nous y attendre, lorsque les références périphériques sont disposées de part et d'autre de la référence centrale de telle façon que la scène à investiguer soit entièrement ceinte par ce semblant « d'infrastructure », les performances sont très nettement améliorées. Ce phénomène est d'autant plus visible pour des portées importantes, lorsque l'influence de la référence centrale (i.e. la non-validité des modèles linéarisés et/ou l'approximation 2D du problème) s'amenuise. Typiquement, l'erreur 2D-RMSE à une distance de 16m est d'environ 0.57m dès lors qu'une dizaine de mètres séparent les références. L'erreur chute même à 0.12m pour 30m de séparation entre les références. Toutefois, à courte portée, toutes les configurations testées donnent approximativement lieu à un même niveau de performances.

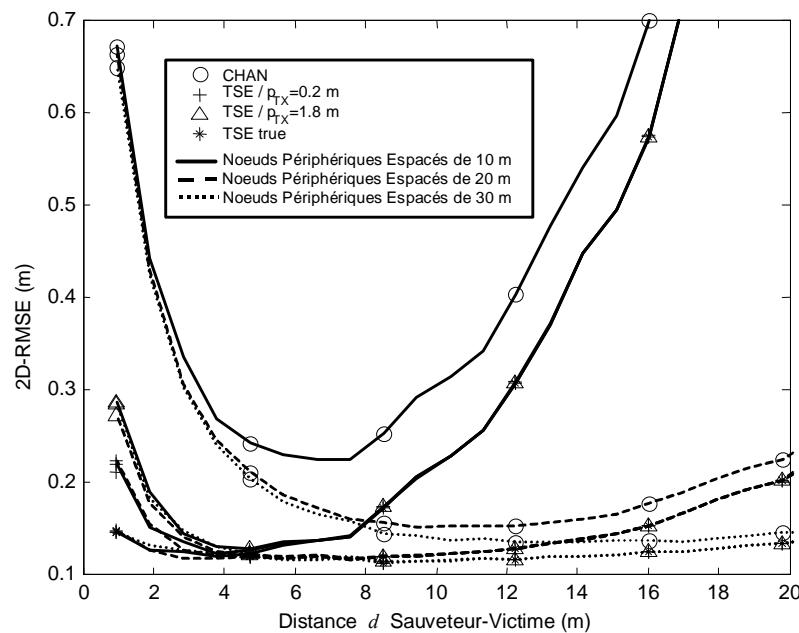


Figure 4 - 22 : Racine de l'*erreur* quadratique moyenne 2D-RMSE *en fonction de la distance sauveteur-victime* avec une référence principale en (0,0,1.5) m, des **références périphériques tour à tour** en (0,10,0,05)m/(10,0,0,05)m, en (0,20,0,05)m/(20,0,0,05)m et en (0,30,0,05)m/(30,0,0,05)m, et un émetteur enfoui en différentes positions depuis l'origine jusqu'à (20,20,-1)m, avec $n_s=1.7$ et $\sigma_\eta=0.10\text{m}$

En fin de compte, sur la Figure 4 - 23, lorsque le niveau du bruit de détection devient de plus en plus pessimiste (avec un écart type de la variable de détection σ_η s'échelonnant de 0.10m à 0.30m), la

contribution de l'algorithme par rapport à la condition initiale semble être quelque peu émoussée, plus spécialement dans le cas de portées conséquentes. Par ailleurs, nous observons une plus grande dispersion des performances selon l'hypothèse d'ensevelissement considérée.

A titre d'exemple, une surestimation systématique de la profondeur d'ensevelissement en postulant $p_{TX}=1.80\text{m}$ mène à erreur 2D-RMSE supérieure à 2m dès lors que le niveau de bruit excède 0.20m. Toutefois, une erreur globale 2D-RMSE inférieure à 1m semble toujours plausible dans la gamme des portées de 2m à 25m pour tous les niveaux de bruit considérés.

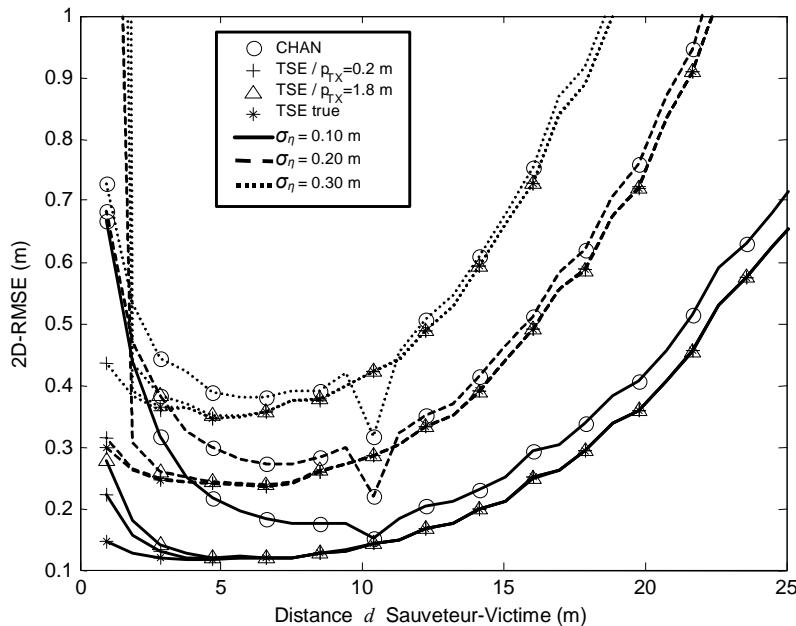


Figure 4 - 23 : Racine de l'*erreur* quadratique moyenne 2D-RMSE en fonction de la distance sauveteur-victime avec une référence principale en (0,0,1.5)m, des références périphériques en (0,15,0.05)m, et (15,0,0.05)m, un émetteur enfoui en différentes positions depuis l'origine jusqu'à (20,20,-1)m, avec $n_s=1.7$, σ_n entre 0.10m et 0.30m

4.6. Conclusion

Dans ce quatrième Chapitre, nous avons cherché à mettre en avant des solutions de positionnement relativement originales adaptées au contexte ULB. A cette occasion, nous avons également rappelé quelques-unes des grandes options de modélisation qui peuvent s'offrir dans un contexte radiolocalisation.

En premier lieu, à travers l'exemple d'un algorithme distribué maximisant la vraisemblance des mesures de distances conjointement réalisées entre les nœuds d'un réseau *ad hoc*, nous avons montré comment tirer profit d'une modélisation statistique raffinée des métriques de localisation de base (i.e. dans ce cas, des distances mesurées) pour des environnements complexes tels que les milieux *indoor*. Nous avons également montré qu'un tel algorithme pouvait bénéficier de procédures TWR-TOA et de modes d'échange coopératifs entre les nœuds, ainsi que d'une forme de redondance d'information à mesure que la connectivité augmente.

Toujours dans le cas d'un d'environnement *indoor* complexe et dense en trajets multiples, nous avons ensuite vu que l'injection d'une connaissance *a priori* -pour le coup pleinement déterministe-, avec la constitution préalable d'une base de données, devait permettre une reconnaissance d'« empreintes » radio ULB à base de réseaux de neurones. *A fortiori*, cette reconnaissance doit être facilitée par la diversité temporelle disponible avec les signaux ULB. Nous avons vu en particulier que la solution proposée, en se fondant sur des algorithmes d'estimation de canal simples et sous réserve de se doter d'un maillage suffisamment fin de l'espace, devait permettre de maintenir une erreur de positionnement acceptable, tout en réduisant les contraintes généralement fortes liées la détectabilité des trajets et la présence de nœuds de référence dans le contexte de radiolocalisation.

Enfin, dans un cadre beaucoup plus spécifique, tant du point de vue de l'environnement que de l'application (i.e. la localisation ULB de victimes d'avalanches), nous avons adapté une formulation algorithmique classique délivrant une solution au sens des moindres carrés après un développement en séries de Taylor des métriques de base. Pour aboutir à cette formulation, l'algorithme en question, qui repose principalement sur des procédures de type OWR-TDOA, prend en compte l'allongement du temps de vol lié à la réfraction de l'onde ULB à l'interface avec un manteau neigeux en fonction de la nature géométrique et diélectrique de l'environnement. Dans ce cas précis, nous avons pu illustrer le cas du traitement déterministe de mesures biaisées par le canal de façon « prédictible ».

Dans chacun des exemples envisagés, par opposition à des solutions plus conventionnelles, nous avons pu nous convaincre du fait que l'injection d'une forme de connaissance *a priori* (si possible propre à la couche physique de transmission ULB retenue) dans le problème de positionnement était de nature à améliorer grandement les performances de localisation *in fine*.

4.7. Références bibliographiques du Chapitre 4

- [1] H. Hashemi, "Pulse Ranging Radiolocation Technique and its Applications to Channel Assignment in Digital Cellular Radio", *IEEE Vehicular Technology Conference*, St. Louis, pp. 675-680, mai 1991
- [2] J. Caffery, G. L. Stüber, "Subscriber Location in CDMA Cellular Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, is. 2, pp. 406-416, mai 1998
- [3] K. Pahlavan, L. Xinrong, J. P. Makela, "Indoor Geolocation Science and Technology", *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, is. 2, pp. 112–118, février 2002
- [4] W. H. Foy, "Position-Location Solutions by Taylor Series Estimation", in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no.8, pp.187-194, mars 1976
- [5] J. Caffery, Jr, "A New Approach to the Geometry of TOA Location", *IEEE VTS - fall Vehicular Technology Conference*, Boston, pp. 1942-1949, septembre 2000
- [6] B. Fang, "Simple Solutions for Hyperbolic and Related Positions Fixes", *IEEE Transactions on Aerospace and Electr. Syst.*, vol. 26, no. 5, pp. 748-753, septembre 1990
- [7] K. Ho, Y. Chan, "Solution and Performance Analysis of Geolocation by TDOA", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, is. 4, pp. 1311-1322, octobre 1993
- [8] D. J. Torrieri, "Statistical Theory of Passive Location Systems", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 20, pp. 183-198, mars 1984
- [9] B. Friedlander, "A Passive Localization Algorithm and its Accuracy Analysis", *IEEE Journal on Oceanic Engineering*, vol. 12, pp. 234-245, janvier 1987
- [10] H. C. Schau, H. Z. Robinson, "Passive Source Location Employing Intersecting Spherical Surfaces from Time-Of-Arrival Differences", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 35, pp. 1223-1225, août 1987
- [11] J. O. Smith, J. S. Abel, "Closed-form Least-squares Source Location Estimation from Range Difference Measurements", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 35, pp. 1661-1669, décembre 1987
- [12] Y. T. Chan, K. C. Ho, "A Simple and Efficient Estimator for Hyperbolic Location", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 8, pp.1905-1915, août 1994
- [13] Yu Kegen, I. Oppermann, "Performance of UWB Position Estimation Based on Time-Of-Arrival Measurements", *Joint IEEE UWBST & IWUWBS*, Kyoto, pp. 400-404, mai 2004
- [14] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney, "Commercialization of an Ultra Wideband Precision Asset Location System", *IEEE international conference on Ultra WideBand Systems and Technology 2003*, Reston, pp. 369-373, novembre 2003
- [15] R. J. Fontana, "Ultra-Wideband Precision Asset Location System", *IEEE conference on Ultra WideBand Systems and Technology*, Baltimore, pp. 147-150, mai 2002
- [16] P. Cheong, A. Rabacchin, J.-P. Montillet, K. Yu, I. Oppermann, "Synchronization, TOA and Position Estimation for Low-complexity LDR UWB Devices", *IEEE International Conference on Ultra wideband*, Zurich, septembre 2005
- [17] T. Kleine-Ostmann, "A Data Fusion Architecture for Enhanced Position Estimation in Wireless Networks", *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 8, août 2001
- [18] P-C. Chen, "A Non-Line-of-Sight Error Mitigation Algorithm in Location Estimation", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, New Orleans, pp. 316-320, septembre 1999
- [19] J. Caffery, Jr, S. Venkatraman, H.R. You, "A Novel TOA Location Algorithm Using LOS Range Estimation for NLOS Environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004
- [20] Y. Jeong, D.-H. Youn, C. Lee, H. You, "A New Method for Calibration of NLOS Errors in Positioning Systems", *IEICE Trans. on Communications*, vol. E-85-B, n°5, mai 2002
- [21] I. Oppermann, M. Hämäläinen, J. Linatti, "UWB Theory and Applications", John Wiley & Sons Ltd, 2004

- [22] C. Savarese, J. M. Rabaey, J. Beutel, "Location in Distributed Ad-hoc Wireless Sensor Networks", *IEEE ICASSP'01*, Salt Lake City, vol.4, pp. 2037 –2040, mai 2001
- [23] D. Niculescu, N. Badri, "Ad Hoc Positioning System (APS)", *GLOBECOM 2001*, San Antonio, novembre 2001
- [24] S. Capkun, M. Hamdiand and J. P. Hubaux, "GPS-free Positioning in Mobile Ad-Hoc Networks", *HICSS-34*, Hawaï, janvier 2001
- [25] B. Denis, J.-B. Pierrot, C. Abou Rjeily, "Joint Distributed Time Synchronization and Positioning in UWB Ad Hoc Networks using TOA", soumis à *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Special Issue on Ultra Wideband*
- [26] B. Denis, N. Daniele, "NLOS Ranging Error Mitigation in a Distributed Positioning Algorithm for Indoor UWB Ad-Hoc Networks", *IEEE International Workshop on Wireless Ad hoc Networks 2004*, Oulu, Finlande, mai 2004
- [27] R. Fleming, C. Kushner, G. Roberts, U. Nandiwada, "Rapid Acquisition for Ultra-Wideband Localizers", *IEEE conference on Ultra WideBand Systems and Technology 2002*, Baltimore, pp.245-249, mai 2002
- [28] G. Di Stefano, F. Graziosi and F. Santucci, "Distributed Positioning Algorithm for *Ad Hoc Networks*", *International Workshop on Ultra WideBand Systems*, Oulu, juin 2003
- [29] A. Juditsky, "Optimisation", cours de mathématiques appliqués, UJF Grenoble, 2005
- [30] J.-B. Pierrot, "Time Synchronization in UWB Ad Hoc networks using TOA Estimation", *IEEE International Conference on Ultra wideband*, Zurich, septembre 2005
- [31] F. Tchoffo-Talom, B. Uguen, E. Plouhinec, G. Chassay, "A Site-Specific Tool for Ultra Wideband Channel Modeling", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004
- [32] R.-H. Jan, Y. R. Lee, "An Indoor Geolocation System for Wireless LANs", *IEEE International Conference on Parallel Processing Workshops*, Kaohsiung, pp. 29-34, octobre 2003
- [33] P. Bahl, V. Padmanabhan, "RADAR: An In-Building RF-based user Location and Tracking System", *INFOCOM 2000*, Tel Aviv, vol. 2, pp. 775-784, mars 2000
- [34] S. Ahonen, H. Laitinen, "Database Correlation Method for UMTS Location", *IEEE VTC 2003-Spring*, Orlando, vol. 4, pp. 2696-2700, avril 2003
- [35] C. Nerguizian, C. Despins, S. Affes, "A Framework for Indoor Geolocation using an Intelligent System", *IEEE Workshop on WLAN 2001*, Newton, septembre 2001
- [36] F. Tchoffo-Talom, "Modélisation Déterministe du Canal de Propagation Indoor dans un Contexte Ultra Wide Band", Thèse de doctorat, octobre 2005
- [37] J.-I. Takada, F. Ohkubo, K. Haneda, T. Kobayashi, "Ultra Wideband Double-Directional Channel Measurements in an Office Environment", *IEEE International Conference on Ultra wideband*, Zurich, septembre 2005
- [38] J.-Y. Lee, R.A. Scholtz, "Ranging in a Dense Multipath Environment using an UWB Radio Link", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, is. 9, pp. 1677-1683, décembre 2002
- [39] A. A. D'Amico, U. Mengali, and M. Morelli, "Multipath Channel Estimation for the Uplink of a DS-CDMA System," *IEEE International Conference on Communication*, New York, vol. 1, pp. 16–20, avril 2002
- [40] M. T. Hagan, H. B. Demuth, M. H. Beale, "Neural Network Design", PWS Publishing, 1996
- [41] C. Nerguizian, C. Despins, S. Affes, "Geolocation in Mines with an Impulse Response Fingerprinting Technique and Neural Networks", *IEEE VTC04-Fall*, Los Angeles, vol. 5, pp. 3589-3594, septembre 2004
- [42] B. Denis, J. Keignart, N. Daniele, "UWB Measurements and Propagation Models for Snowy Environments", *IEEE International Conference on Ultra-wideband*, Zurich, septembre 2005
- [43] B. Denis, N. Daniele, J. Keignart, D. Bouix, "UWB Hand-set System and Positioning Algorithm for Localizing Avalanche Victims", soumis à *EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special Issue on Wireless Location Technologies and Applications*
- [44] J. Hereford, B. Edgerly, "457 kHz Electromagnetism and the Future of Avalanche Transceivers", *International Snow Science Workshop*, Big Sky MT, octobre 2000
- [45] Xiong Jin-yu, Wang Wei, Zhu Zhong-liang, "A New TDOA Location Technique Based on Taylor Series Expansion in Cellular Networks", *IEEE PDCAT'2003*, Chengdu, pp. 378-381, août 2003

- [46] F. Tschirky, B. Brabec, and M. Kern, “Avalanche Rescue Systems in Switzerland: Experience and Limitations”, *International Snow Science Workshop*, Big Sky MT, pp. 369–376, octobre 2000

Chapitre 5 : Poursuite ULB

"Ce n'est pas assez de faire des pas qui doivent un jour conclure au but, chaque pas doit être lui-même un but en même temps qu'il nous porte en avant"

Goethe

5.1. Introduction

L’atténuation sévère subie par les formes d’onde ULB en situation de non-visibilité peut limiter de façon dramatique la portée des systèmes et rend même parfois illusoire la détection d’une impulsion particulière (e.g. la première impulsion observable), a fortiori lorsqu’un récepteur ULB jouit d’une sensibilité médiocre¹ (Chapitres 3 et 4). En outre, les situations de non-visibilité endurées par les systèmes de radiolocalisation ULB à l’intérieur des bâtiments peuvent altérer de manière significative la précision des métriques temporelles de radiolocalisation, notamment en raison de l’introduction de biais importants. Malgré tout, nous avons également vu qu’en situation de mobilité, le comportement dynamique de ces biais pouvait très bien être caractérisé sous la forme d’un processus stochastique de type « marche aléatoire » (Chapitre 2).

Dans ce nouveau chapitre, nous proposons de traiter conjointement les problèmes de mobilité, de non-visibilité, et de synchronisation², dans des environnements denses en trajets multiples. Ce travail repose sur quelques remarques liminaires contrecarrant un certain nombre d’idées reçues. Alors que la sélection -parfois hasardeuse- du trajet direct est à tout coup préconisée dans les systèmes de radiolocalisation ULB classiques, le choix assez inhabituel -mais pour autant délibéré³- de trajets secondaires lors de la phase d’estimation des temps d’arrivée ne va pas fondamentalement à l’encontre des bonnes propriétés de résolution prêtées aux signaux ULB. Dès lors, avec le déplacement des nœuds, l’évolution des biais peut constituer une information constructive en elle-même, utile à la résolution du problème de localisation. En d’autres termes, à l’exemple du problème de reconnaissance d’empreintes radio, elle ne saurait être réduite à une source supplémentaire d’erreur. Nous savons par ailleurs que certains des modèles décrits dans le Chapitre 2 permettent de prendre en compte la corrélation spatiale des impulsions unitaires ULB, avec une modélisation dynamique des biais. A l’exemple d’autres travaux récents ([1]), nous montrerons ici comment ces modèles peuvent être avantageusement alliés à des outils Bayésiens avancés de filtrage dans un contexte classique ULB d’estimation des temps d’arrivée ([2]). Nous décrirons en particulier des versions adaptées du filtre de Kalman étendu (MEKF pour *Modified Extended Kalman Filter*) et du filtre particulaire régularisé (MRPF pour *Modified Regularized Particle Filter*). Ces outils permettent de réduire de manière significative l’effet des biais, tout en autorisant la poursuite de la position des nœuds mobiles.

¹Les performances de détection peuvent être « bridées » par une limitation drastique du rapport entre les puissances crête et moyenne à l’émission (*peak-to-average power ratio*), et/ou par un nombre restreint d’intégrations cohérentes du signal ou d’accumulations non-cohérentes de son énergie en réception (Chapitre 3).

²La « synchronisation » est entendue au sens de la sélection des trajets dans un contexte de radiolocalisation.

³La détection des trajets secondaires n’est ici pas liée à une mauvaise détection « accidentelle » du premier trajet observable.

En définitive, la méthode que nous suggérons :

- ne remet nullement en cause la capacité des signaux ULB à résoudre des profils denses en trajets multiples, et donc à identifier et poursuivre dans le temps un trajet secondaire fort et fiable
- doit permettre d'étendre la portée des systèmes de localisation ULB pour les situations de non-visibilité à l'intérieur des bâtiments, en relâchant les contraintes liées à la détectabilité des impulsions unitaires ULB
- ne dégrade pas la précision finale de localisation pour peu que la corrélation spatiale des biais soit judicieusement prise en compte lors de l'étape de filtrage.

Dans ce Chapitre, nous formaliserons dans un premier temps le problème de localisation ULB en situation de mobilité et de non-visibilité à l'aide d'équations d'état et d'observation. Puis, après un bref rappel sur quelques systèmes classiques de poursuite et de traitement des biais en situation de mobilité, nous décrirons plus particulièrement des techniques Bayésiennes avancées de filtrage. Enfin, afin d'éprouver la pertinence de l'approche envisagée, nous fournirons des résultats de simulations obtenus à l'aide d'un modèle déterministe de prédiction de la propagation ULB, pour un environnement *indoor* représentatif.

5.2. Equations régissant le système en situation de mobilité

5.2.1. Equation d'état

Dans la formulation générale, nous commençons par considérer une séquence d'états $\{X_k, k \in \mathbb{N}\}$. Cette séquence est par exemple issue de la discrétisation d'un processus continu $X(t)$ aux instants $\{T_k = k.dt, k \in \mathbb{N}\}$:

$$X_k = X(T_k) = f_k(X_{k-1}, W_{k-1}) \quad (\text{Eq. 5 - 1})$$

où $f_k : \mathcal{R}^{n_x} \times \mathcal{R}^{n_w} \rightarrow \mathcal{R}^{n_x}$ est une fonction potentiellement non-linéaire; $\{W_k, k \in \mathbb{N}\}$ est une séquence aléatoire dont les termes sont identiquement distribués et indépendants ; n_x, n_w sont les dimensions respectives des vecteurs d'état et de bruit d'état.

Dans le problème qui nous préoccupe, l'état X_k peut typiquement comprendre les coordonnées et vitesses (voire les accélérations) d'un nœud mobile à poursuivre dans le plan, et f_k caractériser le déplacement de ce nœud. Nous savons par ailleurs que nous ne pouvons déterminer ces variables d'états qu'à partir de mesures de temps d'arrivée (et/ou de différences de temps d'arrivée) réalisées périodiquement vis-à-vis (par) des nœuds de référence (Chapitre 1).

Toutefois, l'originalité de la formulation introduite en [3] et [4], et que nous proposons d'adapter ici ([2]), tient à la présence, au sein même de ces variables d'état classiques (coordonnées, vitesses, accélérations), de biais affectant les mesures de distances. Typiquement, dans le plan, la dimension du vecteur d'état est alors $n_x = n_w = 10$. Une approche sensiblement analogue a été tout récemment proposée en [1], dans un contexte de poursuite ULB à partir de la détection du premier trajet observable.

Par ailleurs, si nous savons déjà que trois nœuds de référence (au moins) sont nécessaires à la résolution du problème dans le plan (Chapitre 1), nous décrirons dans ce qui suit un cas particulier avec quatre points de référence, en gardant bien à l'esprit que leur nombre peut être arbitrairement plus important⁴, et qu'il serait parfaitement possible de généraliser notre étude en conséquence.

⁴Le nombre de nœuds de référence est égal au nombre de liaisons radio ULB utiles à la poursuite, donc au nombre de biais potentiels pour ces mêmes liaisons. Le nombre de nœuds de référence est donc directement lié à la dimension du vecteur d'état dans notre cas.

Dans un premier temps, nous définissons le vecteur d'état à l'instant k comme :

$$X_k = [x_k \quad y_k \quad v_{x_k} \quad v_{y_k} \quad a_{x_k} \quad a_{y_k} \quad b_{1_k} \quad b_{2_k} \quad b_{3_k} \quad b_{4_k}]^T \quad (\text{Eq. 5 - 2})$$

où x_k, y_k sont les coordonnées cartésiennes du mobile, v_{x_k}, v_{y_k} les vitesses 1D⁵, a_{x_k}, a_{y_k} les accélérations 1D, et $b_{1_k}, b_{2_k}, b_{3_k}$ et b_{4_k} les biais affectant les distances obtenues à partir de la mesure des temps d'arrivée.

Si des modèles de mouvement évolués peuvent être adoptés, nous envisageons malgré tout un mouvement conventionnel du nœud mobile, à savoir linéaire et continu. L'équation d'état discrétisée (Eq. 5 - 1) correspondante est alors une transformation matricielle linéaire définie par :

$$X_{k+1} = F_k X_k + W_k \quad (\text{Eq. 5 - 3})$$

où W_k est un vecteur de bruit défini comme :

$$W_k = [0 \quad 0 \quad w_{v_x,k} \quad w_{v_y,k} \quad w_{a_x,k} \quad w_{a_y,k} \quad w_{b_1,k} \quad w_{b_2,k} \quad w_{b_3,k} \quad w_{b_4,k}]^T \quad (\text{Eq. 5 - 4})$$

où $w_{v_x,k}$ et $w_{v_y,k}$ sont des variables aléatoires gaussiennes centrées de variance σ_v^2 ; $w_{a_x,k}$ et $w_{a_y,k}$ sont des variables aléatoires gaussiennes centrées de variance σ_a^2 ; $w_{b_1,k}, w_{b_2,k}, w_{b_3,k}$ et $w_{b_4,k}$ sont des variables aléatoires suivant la loi (Eq. 2 – 25) du Chapitre 2 :

$$p_{w_b}(w_b) = W_G \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_G} e^{-\frac{(w_b)^2}{2\sigma_G^2}} + W_E \frac{1}{2\mu_E} e^{-\frac{1}{\mu_E}|w_b|} \quad (\text{Eq. 5 - 5})$$

où W_G et $W_E = 1 - W_G$ représentent les poids associés aux composantes gaussienne et exponentielle de la mixture, σ_G et μ_E sont les paramètres statistiques associés aux composantes gaussienne et exponentielle de la mixture.

Nous rappelons que les fortes transitions « campées » par la composante exponentielle de la densité de bruit de biais sont souvent le fait de passages intempestifs d'une situation de visibilité à une situation de non-visibilité, voire à des changements brusques d'environnement de propagation en situation de non-visibilité établie (e.g. avec la perte d'un trajet particulier lors du passage derrière une surface métallique, ou la perte d'un trajet pour certaines conditions locales de rapport signal à bruit). Ce dernier point constitue d'ailleurs le second trait saillant de notre modélisation ([2]).

La matrice de transition d'état adopte alors la forme :

$$F_k = \begin{bmatrix} F'_k & 0 \\ 0 & B_k \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 5 - 6})$$

⁵Les vitesses 1D sont les vitesses pour chacune des coordonnées cartésiennes x et y .

F'_k est la matrice de transition décrivant le mouvement linéaire :

$$F'_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & dt & 0 & 0.5.dt^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & dt & 0 & 0.5.dt^2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & dt & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & dt \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 5 - 7})$$

et B_k la matrice permettant de décrire l'évolution des biais sous forme d'une « marche aléatoire » ([5]):

$$B_k = \begin{bmatrix} \beta_{1,k} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta_{2,k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_{3,k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_{4,k} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 5 - 8})$$

$\beta_{i,k} = \{0,1\}$ renvoie à l'activation/l'inhibition pour la $i^{\text{ème}}$ liaison d'un biais sur la distance mesurée.

$\beta_{i,k}$ est donc considéré comme nul dès lors qu'une liaison non-biaisée en visibilité est avérée entre le nœud mobile et le $i^{\text{ème}}$ nœud de référence, entre l'instant k et l'instant $k+1$. Notons que les nœuds de référence pourront être abusivement désignés sous l'acronyme BS par la suite.

5.2.2. Equation d'observation

Nous considérons ensuite, de nouveau dans la formulation générale, la séquence d'observations $\{Z_k, k \in \mathbb{N}\}$:

$$Z_k = h_k(X_k, N_k) \quad (\text{Eq. 5 - 9})$$

où $h_k : \Re^{n_x} \times \Re^{n_n} \rightarrow \Re^{n_z}$ est une fonction potentiellement non-linéaire; $\{N_k, k \in \mathbb{N}\}$ est une séquence aléatoire dont les éléments sont identiquement distribués et indépendants; n_z et n_n sont les dimensions respectives des vecteurs de mesure et de bruit de mesure.

Conformément aux choix énoncés dans le point précédent, à chaque instant k , les observations Z_k sont composées d'un jeu de quatre temps d'arrivée mesurés par (ou vis-à-vis de) quatre nœuds de référence (i.e. $n_z = n_n = 4$). Ces mesures peuvent parfaitement résulter de procédures coopératives de type TWR-TOA entre le nœud mobile et les différents nœuds de référence (Chapitre 1) :

$$Z_k = [z_{1,k} \ z_{2,k} \ z_{3,k} \ z_{4,k}]^T \quad (\text{Eq. 5 - 10})$$

où

$$z_{i,k} = (d_{i,k} + b_{i,k})/c + n_{i,k}, i = 1..4 \quad (\text{Eq. 5 - 11})$$

avec c la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide, $d_{i,k} = \sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2}$ la distance réelle entre le nœud mobile et le $i^{\text{ème}}$ noeud de référence, $b_{i,k}$ le biais introduit par rapport à la distance réelle $d_{i,k}$, $n_{i,k}$ un bruit de mesure gaussien, centré, et de variance σ_{TOA}^2 , affectant la mesure du $i^{\text{ème}}$ temps d'arrivée.

Dès lors, en adoptant une description matricielle pour l'équation d'observation reliant à chaque instant k l'état X_k aux observations réalisées Z_k , il est possible d'écrire :

$$Z_k = G_k(X_k) + N_k \quad (\text{Eq. 5 - 12})$$

où $G_k(\cdot)$ représente la dépendance non-linéaire des métriques temporelles vis-à-vis de l'état du système (incluant coordonnées cartésiennes et biais).

Un formalisme tout à fait similaire aurait pu être adopté dans le cas de mesures de différences de temps d'arrivée, moyennant quelques adaptations (telles que celles pratiquées en [4]). Nous avons toutefois choisi de n'évoquer que le cas de mesures de temps d'arrivée, sur la base du schéma protocole le plus représentatif dans le cadre des réseaux personnels de type *ad hoc* (Chapitre 1), à savoir la procédure TWR-TOA.

5.3. Interpolation et filtrage de mesures biaisées de temps d'arrivée

5.3.1. Interpolation polynomiale au sens des moindres carrés

Le problème du traitement dynamique des biais affectant les métriques de radiolocalisation n'est pas des plus récents. Aussi, sans pour autant établir de lien avec un modèle de mouvement des nœuds, certaines techniques ([6], [7]) s'appuient sur un lissage des mesures successives de distances, ainsi que sur l'identification des situations de non-visibilité. Typiquement, des méthodes d'interpolation polynomiale basées sur une procédure d'optimisation au sens des moindres carrés sont mises en œuvre ([6]), avec une détection des situations biaisées (en première approximation, des situations de non-visibilité) se fondant sur l'analyse des résidus⁶ après optimisation. Ces techniques supposent l'existence d'une plage de temps d'observation pour laquelle les mesures sont non-biaisées, afin d'estimer empiriquement le « bruit » autour de l'interpolant. Finalement, l'interpolant calculé sur un sous-ensemble contiguë des mesures disponibles peut être translaté de manière à intercepter la plus faible des mesures rencontrées (i.e. celle qui a le plus de chance d'avoir été réalisée en situation de visibilité). Les principales difficultés rencontrées par ce genre de techniques résident dans le temps de latence nécessaire au traitement des données⁷, mais aussi dans la pauvreté de la connaissance *a priori* (e.g. l'absence d'un modèle de mobilité en lien avec la dynamique des mesures). Pour les applications temps-réel (ou *quasi* temps-réel) revendiquées, des techniques de filtrage plus appropriées doivent impérativement être envisagées.

5.3.2. Formulation Bayésienne du problème de filtrage

Contrairement aux techniques d'interpolation décrites dans le point précédent, le but du filtrage (notamment dans le contexte de poursuite) est d'estimer récursivement l'état courant X_k (typiquement, comprenant les coordonnées) en se fondant sur l'ensemble des observations disponibles jusqu'à l'instant k , i.e. $Z_{1:k} = \{Z_i, i = 1, \dots, k\}$ (typiquement, des temps d'arrivée). Du point de vue Bayésien, il est alors nécessaire de se donner la loi conditionnelle $p(X_k | Z_{1:k})$ (ou densité de probabilité *a posteriori*). En pratique, à partir de la connaissance de la densité initiale $p(X_0 | Z_0) \equiv p(X_0)$ (X_0 étant caractérisé par une situation « d'absence de mesure »), cette densité peut généralement être obtenue récursivement en deux étapes : la « prédition » et la « mise à jour ».

⁶L'analyse des résidus obtenus après optimisation (interpolation polynomiale) fournit une estimation empirique du « bruit de mesure » attendu autour de l'interpolant. Elle permet donc de placer un seuil de détection pour l'apparition des biais sur ces mesures.

⁷La qualité de l'interpolation dépend de la taille de la fenêtre de lissage et peut s'avérer par ailleurs médiocre pour les mesures réalisées aux extrémités.

Ainsi, en supposant que $p(X_{k-1}/Z_{1:k-1})$ est disponible à l'instant $k-1$, l'étape de « prédition » utilise le modèle d'évolution du système (Eq. 5 – 3) pour obtenir la densité de l'état *a priori* à l'instant k , via l'équation de Chapman-Kolmogorov ([5]), généralement invoquée pour décrire la « densité transitionnelle » des processus Markoviens :

$$p(X_k/Z_{1:k-1}) = \int p(X_k/X_{k-1})p(X_{k-1}/Z_{1:k-1})dX_{k-1} \quad (\text{Eq. 5 - 13})$$

A l'instant k , la nouvelle observation Z_k peut alors être mise à profit lors de la phase de « mise à jour » via la règle de Bayes ([5]):

$$p(X_k/Z_{1:k}) = \frac{p(Z_k/X_k)p(X_k/Z_{1:k-1})}{p(Z_k/Z_{1:k-1})} \quad (\text{Eq. 5 - 14})$$

où

$$p(Z_k/Z_{1:k-1}) = \int p(Z_k/X_k)p(X_k/Z_{1:k-1})dX_k \quad (\text{Eq. 5 - 15})$$

dépend de la fonction de vraisemblance $p(Z_k/X_k)$.

Si les relations (Eq. 5 – 13) et (Eq. 5 – 14) forment les bases de la définition de la solution optimale au sens Bayésien, la propagation récursive de la densité *a posteriori* demeure le plus souvent une solution « conceptuelle ». Des solutions analytiques exactes peuvent ainsi être calculées dans un certain nombre de cas simples, par trop restrictifs. Par exemple, le filtre de Kalman traditionnel délivre une estimation optimale au sens du minimum de l'erreur quadratique moyenne (*MMSE* pour *Minimum Mean Square Error*) en supposant l'état initial et les bruits gaussiens, les équations d'état et d'observation parfaitement linéaires, les états et les différents bruits mutuellement indépendants ([8]). L'idée sous-jacente repose sur le fait que le caractère gaussien des processus (et donc une prédition simple de l'état courant) peut être préservé après une succession de transformations linéaires.

Nous verrons avec le point suivant comment des techniques Bayésiennes avancées de filtrage tendent à approximer ces solutions exactes pour les hypothèses de modélisation énoncées à l'entame de ce Chapitre (partie 5.2).

5.4. Techniques Bayésiennes adaptées au problème de poursuite ULB à l'intérieur des bâtiments

5.4.1. Filtre de Kalman étendu

5.4.1.1. Principe de base

Lorsque la dynamique du système (état et/ou observation) n'est plus linéaire mais que les bruits peuvent toujours être considérés comme gaussiens, une méthode pratique pour implémenter un filtre Bayésien récursif consiste à linéariser le filtre de Kalman traditionnel, c'est-à-dire à linéariser les fonctions mises en jeu dans les équations d'état et/ou d'observation autour de valeurs prélevées dans une trajectoire nominale (i.e. une suite déterministe). Chaque élément de la suite correspondante peut par exemple être choisi comme une approximation de la valeur moyenne de l'état courant. Malgré tout, au lieu d'utiliser une trajectoire nominale déterministe quelconque, il est possible de linéariser les fonctions mises en jeu autour de l'estimée au rang précédent, comme le propose le filtre de Kalman étendu ([8]), où :

$$F_k(X) \equiv F_k(\hat{X}_{k-1/k-1}) + \left. \frac{\partial F_k(X)}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}_{k-1/k-1}} (X - \hat{X}_{k-1/k-1}) \quad (\text{Eq. 5 - 16})$$

et

$$G_k(X) \equiv G_k(\hat{X}_{k/k-1}) + \left. \frac{\partial G_k(X)}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}_{k/k-1}} (X - \hat{X}_{k/k-1}) \quad (\text{Eq. 5 - 17})$$

où $\hat{X}_{k/k-1}$ et $\hat{X}_{k-1/k-1}$ sont respectivement l'état prédit rang k et l'état corrigé au rang $k-1$

Pour le modèle simple et classique de mobilité que nous avons adopté, l'équation d'état (Eq. 5 – 3) est supposée linéaire ; nous pourrons donc nous passer de l'étape (Eq. 5 – 16). *A contrario*, l'équation d'observation (Eq. 5 – 12) doit être linéarisée suivant (Eq. 5 – 17).

5.4.1.2. Formulation algorithmique complète

Dans la mesure où la densité du bruit de biais est décrite comme une mixture dans notre cas (Eq. 5 – 5), une approche dite « multi-modèles » peut être adoptée. On considère alors les deux composantes (gaussienne et exponentielle) de la mixture comme des densités distinctes sous-jacentes (et d'ailleurs toutes deux gaussiennes en première approximation). Un filtre pourrait être utilisé pour supporter chacun des deux niveaux de bruit correspondants, et la probabilité pour chaque modèle d'être correct serait calculée à partir des fonctions de vraisemblance respectives. Dans ce cas, l'estimée finale résulterait de la combinaison linéaire de sous-estimées pondérées ([8]). Néanmoins, dans l'optique

d'éviter l'utilisation encombrante de plusieurs filtres en parallèle, une autre solution pourrait consister à surdimensionner par défaut la puissance de bruit des biais, en prenant globalement en charge d'emblée, et sans autre espèce de distinction, les occurrences gaussiennes et exponentielles. Toutefois, une telle stratégie conduit généralement à l'introduction de sur-oscillations indésirables sur l'état estimé, alors même que la surestimation globale du bruit ne s'impose pas de manière systématique, en particulier si les occurrences exponentielles demeurent marginales.

En fin de compte, un compromis assez intuitif et présentant l'avantage d'une faible complexité consiste à supposer que le niveau de bruit le plus bas est prépondérant (typiquement correspondant aux occurrences gaussiennes de variance σ_G^2 dans (Eq. 5 – 5)), mais qu'il peut parfaitement être ajusté jusqu'à un second niveau, dès lors qu'une occurrence de bruit est suspectée d'être non-gaussienne (typiquement dans le cas d'occurrences exponentielles bilatérales de variance $2\mu_E^2$). Cette technique revient à l'addition « conjoncturelle » et temporaire d'un niveau élevé de bruit. Dès lors, comme les occurrences exponentielles intempestives se manifestent par une large innovation (i.e. un écart important entre les observations et les mesures prédictes à partir des états estimés) sous l'hypothèse d'un bruit gaussien *a priori* faible, une simple procédure de détection basée sur l'adaptation de la méthode des innovations quadratiques normalisées (*normalized innovations squared*) ([8]) est mise en oeuvre.

En conséquence, l'algorithme proposé prévoit de détecter d'éventuels changements de configuration de canal (ou même la perte accidentelle d'un trajet), pouvant engendrer des occurrences de bruit d'état non-conformes à la représentation que nous nous faisons de la corrélation spatiale des biais. Puisque le réajustement du niveau de bruit est particulisé à chacune des liaisons radio vis-à-vis des références, cette détection est réalisée à partir de la surveillance des termes marginaux d'innovation (i.e. pour chacune des liaisons radio i et à chaque instant k).

Le filtre EKF traditionnel est ensuite appliqué entre les événements de transition avec des paramètres de filtre réinitialisés à bon escient. En définitive, nous supposons que le filtre a une connaissance du statut de la configuration de canal à chaque instant (en terme de visibilité à travers l'affectation des termes $\beta_{i,k}$), par exemple en se basant sur des tests d'hypothèses statistiques ([9], [10]).

A partir de la condition initiale, $\hat{X}_0 = \hat{X}_{0/0}$ l'algorithme qui sera désigné désormais sous l'acronyme MEKF (pour *Modified Extended Kalman Filter*), constitue une extension des algorithmes décrits en [3], [4], et [8], adaptés aux modèles proposés au Chapitre 2 ([2]).

Pour $k=1 \dots K$

Prédiction de l'état : $\hat{X}_{k+1/k} = F_k \hat{X}_{k/k}$

Prédiction de l'observation : $\hat{Z}_{k+1} = G_{k+1}(\hat{X}_{k+1/k})$

Innovation : $\delta_{k+1} = Z_{k+1} - \hat{Z}_{k+1}$

Forçage à la valeur par défaut (1^{er} niveau de bruit) de tous les termes correspondant aux **biais actifs** dans la **matrice de covariance d'état**: $Q_k(6+i, 6+i) = \sigma_G^2$, $i = 1 \dots 4$

Covariance de l'état prédit : $P_{k+1/k} = F_k P_{k/k} F_k^T + Q_k$

Covariance de l'observation prédite : $S_{k+1} = g_{k+1} P_{k+1/k} g_{k+1}^T + R_{k+1}$

Ajustement sélectif des termes de la covariance d'état et des termes d'innovation :

Si $|\delta_{i,k+1}| > \Delta_{i,k+1}$

Forçage à une nouvelle valeur (2nd niveau de bruit) des termes correspondant aux **biais suspectés de transition** dans la matrice de covariance d'état : $Q_k(6+i, 6+i) = 2\mu_E^2$

Nouvelle **covariance de l'état prédit** $P_{k+1/k} = F_k P_{k/k} F_k^T + Q_k$

Nouvelle **covariance de l'observation prédite** : $S_{k+1} = g_{k+1} P_{k+1/k} g_{k+1}^T + R_{k+1}$

Fin

Covariance croisée des prédictions d'état et d'observation : $T_{k+1} = P_{k+1/k} g_{k+1}^T$

Gain du filtre : $K_{k+1} = T_{k+1} S_{k+1}^{-1}$

Mise à jour de l'état prédit : $\hat{X}_{k+1/k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K_{k+1} \delta_{k+1}$ (sortie du filtre)

Covariance de l'état mis à jour : $P_{k+1/k+1} = P_{k+1/k} - K_{k+1} S_{k+1} K_{k+1}^T$

Fin

$g_k = \left. \frac{\partial G_k(X)}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}_{k/k-1}}$ est le Jacobien de $G_k(.)$ pris en $X = \hat{X}_{k/k-1}$, $\Delta_{i,k}$ est le seuil de détection des transitions LOS/NLOS et NLOS/NLOS, Q_k la matrice de covariance d'état (typiquement, reflétant l'incertitude sur le modèle de mobilité), et R_k la matrice de covariance de mesure (reflétant l'incertitude sur les mesures).

5.4.1.3. Paramètres critiques du filtre

La réinitialisation des paramètres du filtre (en particulier, les valeurs prises par Q_k) après détection d'une transition, et le positionnement du seuil $\Delta_{i,k}$ (Eq. 5 – 18) constituent deux points critiques. Nous proposons ici de placer le seuil de sorte qu'approximativement 95% des termes d'innovation $\delta_{i,k+1}$ uniquement causés par des occurrences gaussiennes de bruit de biais ne puissent générer aucune détection de transition, i.e. avec

$$\begin{aligned}\Delta_{k+1} &= [\Delta_{1,k+1} \quad \Delta_{2,k+1} \quad \Delta_{3,k+1} \quad \Delta_{4,k+1}]^T \\ &= 2[\sqrt{A_{1,k+1}} \quad \sqrt{A_{2,k+1}} \quad \sqrt{A_{3,k+1}} \quad \sqrt{A_{4,k+1}}]^T\end{aligned}\quad (\text{Eq. 5 - 18})$$

où

$$A_{k+1} = S_{k+1} \cdot \mathbf{1} = [A_{1,k+1} \quad A_{2,k+1} \quad A_{3,k+1} \quad A_{4,k+1}]^T \quad (\text{Eq. 5 - 19})$$

et

$$\mathbf{1} = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]^T \quad (\text{Eq. 5 - 20})$$

La matrice initiale de covariance d'état $P_0 = P_{0/0} = Q_k$ est construite comme une matrice diagonale portant les termes $\sigma_{x,y}^2 = 0$ pour les coordonnées cartésiennes, σ_v^2 pour les vitesses, σ_a^2 pour les accélérations, et σ_G^2 par défaut pour les biais (Eq. 5 – 5) :

$$P_0 = P_{0/0} = Q_k = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_v^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_v^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_a^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_a^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_G^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_G^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_G^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_G^2 \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 5 - 21})$$

En fin de compte, la matrice de covariance de mesure est choisie comme $R = \sigma_{TOA}^2 I_{4 \times 4}$.

5.4.2. Filtre particulaire régularisé

5.4.2.1. Principe de base

Contrairement aux nombreuses variantes du filtre de Kalman, les filtres « particulaires » approximent la solution optimale Bayésienne de façon numérique. Ils présentent donc également un intérêt important lorsque la solution exacte est impossible à déterminer analytiquement, en particulier lorsque l'équation d'observation est non-linéaire (Eq. 5 – 12) et/ou lorsque les processus aléatoires du système ne sont pas gaussiens (Eq. 5 - 5). Pour simplifier, ce type de filtres repose sur des méthodes Monte Carlo. Des échantillons aléatoires du vecteur d'état à estimer sont générés, dotés de poids, et propagés selon le modèle d'état ([11], [12]). L'estimation compte sur une représentativité de ces échantillons, en reposant sur une version discrète de la densité conditionnelle (ou *a posteriori*) continue $p(X_k / Z_{1:k})$ (Eq. 5 – 14), c'est-à-dire sur une combinaison linéaire pondérée de masses de Dirac :

$$\hat{p}(X_k / Z_{1:k}) = \sum_{i=1}^{N_p} w_{i,k} \delta(X - X_{i,k}) \quad (\text{Eq. 5 - 22})$$

En d'autres termes, on se propose d'approximer la solution:

$$\hat{X}_k = \int X_k \cdot p(X_k / Z_{1:k}) \quad (\text{Eq. 5 - 23})$$

par :

$$\hat{X}_k = \sum_{i=1}^{N_p} X_{i,k} w_{i,k} \quad (\text{Eq. 5 - 24})$$

où $\{X_{i,k}\}$ est l'ensemble de N_p particules (ou échantillons du vecteur d'état) dotés de poids (ou d'importances) $\{w_{i,k}\}$.

En conséquence, il est clair qu'un filtre particulaire approche idéalement l'estimée optimale au sens Bayésien lorsque le nombre d'échantillons (ou de particules) devient suffisamment important, au prix d'une complexité calculatoire accrue.

Bien que de très nombreuses stratégies puissent être adoptées pour le calcul de la fonction d'importance ([11]), un choix très répandu et assez intuitif fait intervenir la fonction de vraisemblance selon ([12]) :

$$w_{i,k} = w_{i,k-1} \cdot p(Z_k / X_{i,k}) \quad (\text{Eq. 5 - 25})$$

5.4.2.2. Formulation algorithmique complète

En fin de compte, le filtre proposé ([2]), dit **MRPF** et adapté de [11], [12], et [13], peut être décrit comme suit :

Initialisation : Génération de $\{X_{i,0}\}$, $i = 1 \dots N_p$ $\propto P(X_0)$ et des poids $\{w_{i,0}\} = 1/N_p$, $i = 1 \dots N_p$

Pour $k=1 \dots K$

Prise en compte des observations : Mise à jour des fonctions d'importance (avec la vraisemblance)

$$w_{i,k} = w_{i,k-1} \cdot p(Z_k / X_{i,k}) = w_{i,k-1} p_{e_k}(Z_k - G_k(X_{i,k}))$$

si $p_{e_k}(\cdot)$ est la densité de probabilité conjointe de variables Gaussiennes mutuellement indépendantes, centrées, avec pour écart type marginal σ_{TOA} (Eq. 5 - 11)

Normalisation des fonctions de poids ou d'importance selon :

$$w_{i,k} = w_{i,k-1} / \sum_{i=1}^{N_p} w_{i,k-1}, i = 1 \dots N_p$$

Estimation de l'état (sortie du filtre) comme

$$\hat{X}_k = \sum_{i=1}^{N_p} X_{i,k} w_{i,k}$$

Si $N_{eff} = 1 / \sum_{i=1}^{N_p} w_{i,k}^2 < N_{th} = 2N_p / 3$, Ré-échantillonnage et Régularisation

Régularisation (1^{ère} Etape) : Calcul de la matrice de covariance empirique S_k des $\{X_{i,k}\}$, $i = 1 \dots N_p$ puis de D_k tel que $D_k D_k^T = S_k$

Ré-échantillonnage des particules selon la règle **SIR** (pour **Sampling Importance Resampling**) : Prélèvement de N_p échantillons parmi $\{X_{i,k}\}$, $i = 1 \dots N_p$ (en remplacement de ce jeu initial $\{X_{i,k}\}$), où la probabilité de prélever le $i^{ème}$ échantillon est $w_{i,k}$.

Regularisation (2^{nde} Etape): Tirage de bruit additionnel e_i , $i = 1 \dots N_p$ à partir d'une densité-noyau (e.g. gaussienne), et remise à jour des états propagés selon :

$$X_{i,k} = X_{i,k} + h_{opt} D_k e_i, i = 1 \dots N_p$$

Fin

Prédiction: Génération d'occurrences de vecteurs de bruit d'état $\{W_{i,k}\}$, $i = 1 \dots N_p$ et propagation de l'état des particules selon : $X_{i,k+1} = F_k X_{i,k} + W_{i,k}$

Fin

Notons que des techniques de filtrage particulaire tout à fait similaires ont également été envisagées en [1] dans un contexte de poursuite ULB *indoor* pour l'estimation conjointe des coordonnées d'un nœud mobile et des biais affectant les mesures de temps d'arrivée.

5.4.2.3. Paramètres critiques

L'étape d'échantillonnage d'importance (*Importance Sampling*) permet de réduire le phénomène de dégénérescence, qui est souvent prépondérant au sein des filtres particulaires. Ce phénomène survient lorsque toutes les particules, à l'exception d'une seule, ont un poids négligeable après quelques itérations, par exemple en raison d'une faible vraisemblance des observations qui leur sont conditionnées. Une solution possible consiste alors à éliminer les particules de faible importance, et à concentrer les efforts d'échantillonnage et de simulation sur les particules de poids forts. Malgré cela, l'échantillonnage d'importance peut induire lui-même à terme un problème d'appauvrissement des particules (i.e. une perte de diversité). Ce problème est lié au fait que les échantillons sont tirés à partir de densités discrètes lors de la phase de ré-échantillonnage. Les particules dotées de poids forts sont donc dupliquées à de multiples reprises, tandis que les particules de poids faibles sont écartées. Si ce problème n'est pas traité correctement, il peut conduire à un « effondrement » du nuage simulé, pour lequel toutes les particules occuperaient le même point dans l'espace des états, donnant lieu à une pauvre représentation de la densité *a posteriori* et donc une estimation peu fiable de l'état du système. La diversité des échantillons doit être préservée autant que faire se peut, tout en limitant l'influence des particules de poids faible avec la phase de ré-échantillonnage. La phase de régularisation, qui tend à atténuer ces effets néfastes consiste à introduire artificiellement une forme de bruit additionnel sur l'état des particules ré-échantillonées, à partir de densités continues. A titre d'exemple, un noyau Gaussien (*Gaussian Kernel Density*) peut être utilisé de façon optimale ([14]) avec :

$$h_{opt} = \left(\frac{4}{n_x + 2} \right)^{\frac{1}{n_x + 4}} N_p^{-\frac{1}{n_x + 4}} \quad (\text{Eq. 5 - 26})$$

où n_x est la dimension du vecteur d'état.

5.4.3. Performances pour un environnement *indoor* type et des canaux ULB déterministes

5.4.3.1. Paramètres de simulation

A titre d'illustration, les deux filtres proposés (MEKF et MRPF) ont été testés dans un contexte de transmissions ULB à l'intérieur d'un bâtiment. Pour ce faire, l'outil déterministe de prédiction de la propagation ULB ([15]) a été une nouvelle fois mis à contribution pour générer des réponses de canaux le long d'une trajectoire de test canonique présentant des situations de non-visibilité totale, pour un environnement *indoor* typique (Figure 5 - 1) et sous des hypothèses de mobilité réalistes.

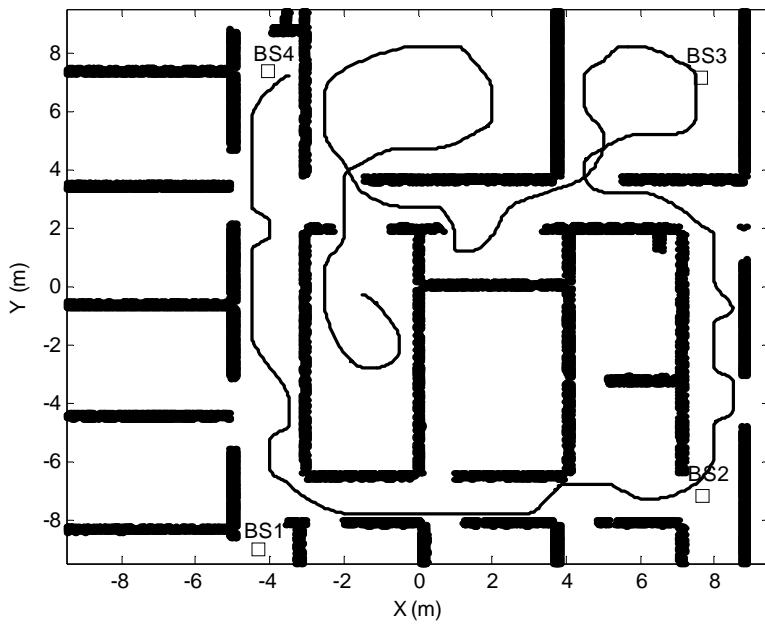


Figure 5 - 1 : Trajectoire canonique testée pour la poursuite ULB à l'intérieur des bâtiments avec quatre nœuds de référence (BSi) encadrant la scène

Pour chacune des positions successives occupées par le mobile, des réponses de canal composites ont été générées vis à vis de $n_r=4$ nœuds de référence (notés BS). La forme d'onde utilisée est ici identique à celle de la partie 4.4.6 du Chapitre 4, à savoir une impulsion occupant la bande [3.1:5.1]GHz (définie à -10dB de la DSP maximale autorisée par la FCC - [16]).

Dans la mesure où la détectabilité des impulsions reçues est clairement identifiée comme un point dur pour les systèmes ULB à l'intérieur des bâtiments, les performances de filtrage ont dans ce cas été caractérisées pour différentes « sensibilités » du récepteur. Aussi, à l'instar de la partie 4.4.6 du chapitre 4, différents nombres de trajets estimés ont été envisagés (avec un algorithme de type SW). Par exemple, la stratégie « grossière » $n_t=1$ renvoie ici à l'utilisation du temps d'arrivée du trajet estimé le plus fort pour l'algorithme de poursuite (Figure 5 - 2). Pour chaque jeu de trajets estimés, la mesure de TOA alimentant l'algorithme de filtrage est réalisée à partir du temps d'arrivée du premier de ces trajets estimés. Le nombre total n_t et la qualité des trajets disponibles pour chacune des liaisons sont tous deux tributaires du gain appliqué en réception.

Ensuite, comme dans la partie 4.3.6.1 du Chapitre 4, nous nous donnons pour le bruit de détection en (Eq. 5 – 11) un écart type $\sigma_{TOA}=242\text{ps}$ (équivalent à un écart type spatial de +/-22cm pour une largeur de bande $B=2\text{GHz}$).

Par ailleurs, les vitesses maximales 1D v_{max} , correspondant à des marches modérées, ont été fixées à 1m.s^{-1} , 2m.s^{-1} et 4m.s^{-1} (i.e. à des vitesses 2D maximales d'environ 5km.h^{-1} , 10km.h^{-1} et 20km.h^{-1}). La période de rafraîchissement dt est quant à elle choisie entre 0.2s à 1s.

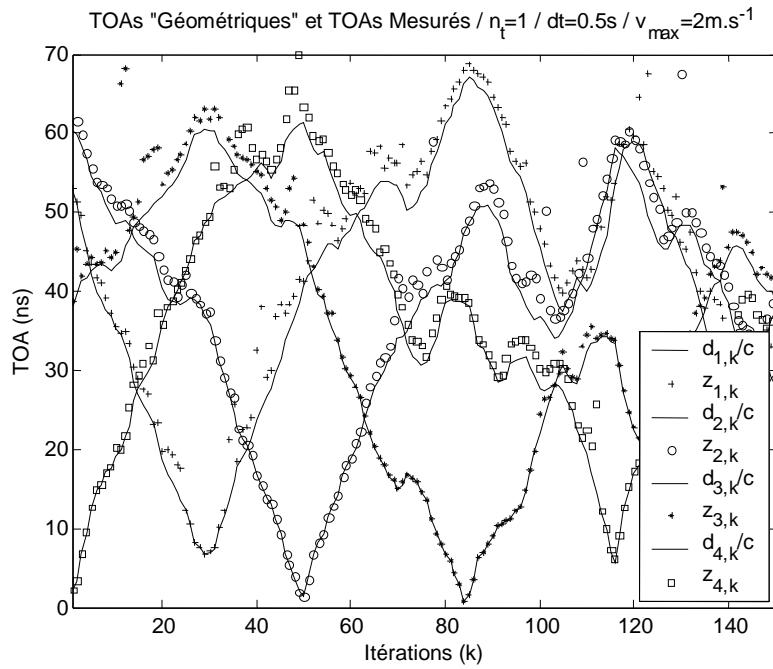


Figure 5 - 2 : Exemples de temps d'arrivée mesurés pour la trajectoire représentée sur la Figure 5 - 1, avec une détection systématique du plus fort trajet ($n_i=1$)

Enfin, quelle que soit la sensibilité envisagée, les paramètres de bruit de biais admis par défaut par les algorithmes de poursuite correspondent systématiquement à une situation de sélection du plus fort trajet. Il nous apparaît en effet déraisonnable de considérer que les algorithmes puissent être dotés d'une connaissance *a priori* aussi riche. Bien au contraire, la seule connaissance du comportement « géométrique » du plus fort trajet, affranchie de toute considération concernant la couche physique, semble accessible à la simulation (une fois pour toutes) ou encore *via* d'une phase de calibration dans le cas de systèmes réels. Par ailleurs, nous considérons, à juste titre au regard des simulations réalisées, que le comportement du trajet le plus fort est suffisamment représentatif, même s'il est bien évident que l'erreur induite sur les temps d'arrivée estimés est moindre lorsque le récepteur est sensible à des trajets plus faibles.

5.4.3.2. Résultats

En premier lieu, nous souhaitons nous donner une représentation de l'erreur de positionnement qui pourrait être commise avec un algorithme de poursuite classique tel que le filtre de Kalman étendu (EKF) dans le cas d'une sélection systématique du trajet le plus fort ($n_i=1$). La Figure 5 - 3 représente la fonction de répartition de l'erreur de positionnement correspondante pour une vitesse de déplacement modérée ($v_{max}=1\text{m.s}^{-1}$), en fonction de la période de rafraîchissement dt . Il apparaît dans ce cas que l'erreur est globalement peu sensible à la période de rafraîchissement, avec entre 30% et 40% des positions testées affectées par une erreur de positionnement inférieure à 0.5m et près de 80% pour une erreur inférieure à 1m.

La Figure 5 - 4 et la Figure 5 - 5 représentent les fonctions de répartition de l'erreur de positionnement 2D pour deux vitesses, en fonction de la période de rafraîchissement et ce, pour une

estimation systématique du trajet le plus fort. Comme nous pouvions intuitivement nous y attendre, les performances du filtre MEKF semblent globalement dégradées lorsque v_{max} et/ou dt augmentent. Toutefois, la précision de positionnement dynamique est maintenue à un niveau acceptable, et ce même en dépit d'une stratégie grossière systématique d'estimation des trajets. Typiquement, près de 85% des positions testées (ou de manière équivalente 85% du temps écoulé sur la trajectoire canonique) sont affectées d'une erreur de positionnement inférieure à 0.5m pour la plus favorable des configurations évaluées sur la Figure 5 - 4.

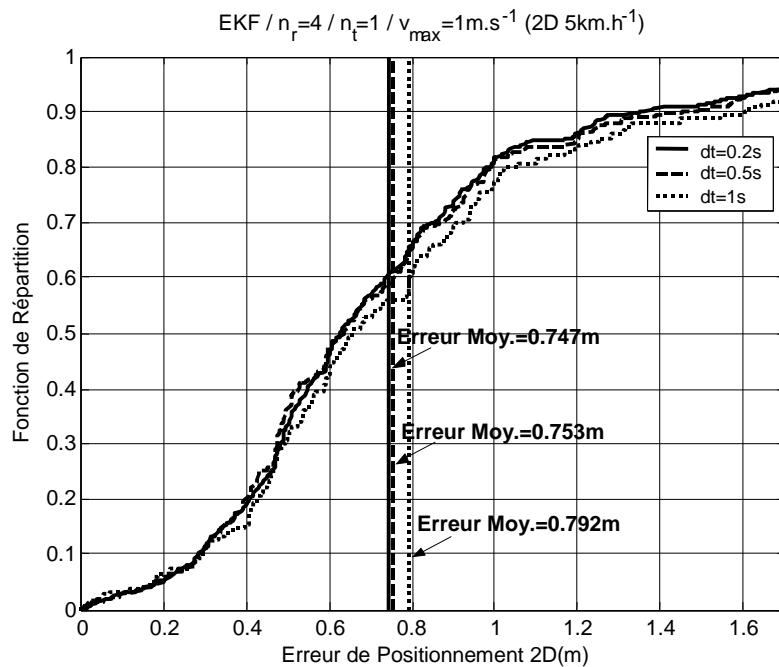


Figure 5 - 3 : Fonction de répartition de l'*erreur* 2D de positionnement⁸ le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le **filtre classique EKF**, une vitesse maximale 1D de 1m.s^{-1} , $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$), **en fonction de la période de rafraîchissement**

Quelle que soit la configuration testée, que ce soit en terme de vitesse ou de période de rafraîchissement, les performances atteintes surpassent très clairement les performances obtenues dans la configuration la plus favorable avec l'algorithme classique EKF.

A titre de comparaison, la Figure 5 - 6 et la Figure 5 - 7 représentent des exemples de fonctions de répartition de l'erreur de positionnement 2D obtenues avec un filtre de type MRPF raisonnablement dimensionné comprenant $N_p=1000$ particules, pour des paramètres de simulations identiques sur la même trajectoire de test. Les performances semblent dans ce cas également nettement améliorées par rapport à l'utilisation d'un algorithme classique EKF, par exemple avec 55% (contre 35% dans le cas EKF) des points de la trajectoire dotés d'une erreur inférieure à 0.5m dans la configuration la plus favorable, ou encore plus de 95% pour une erreur inférieure à 1m (contre 80% dans le cas EKF). Malgré tout, l'algorithme MRPF semble globalement moins performant que l'algorithme MEKF. L'écart est plus particulièrement visible pour les faibles erreurs de positionnement.

⁸La fonction de répartition empirique peut être ramenée dans ce cas au pourcentage du temps écoulé sur la trajectoire avec une erreur de positionnement inférieure à une erreur donnée (m).

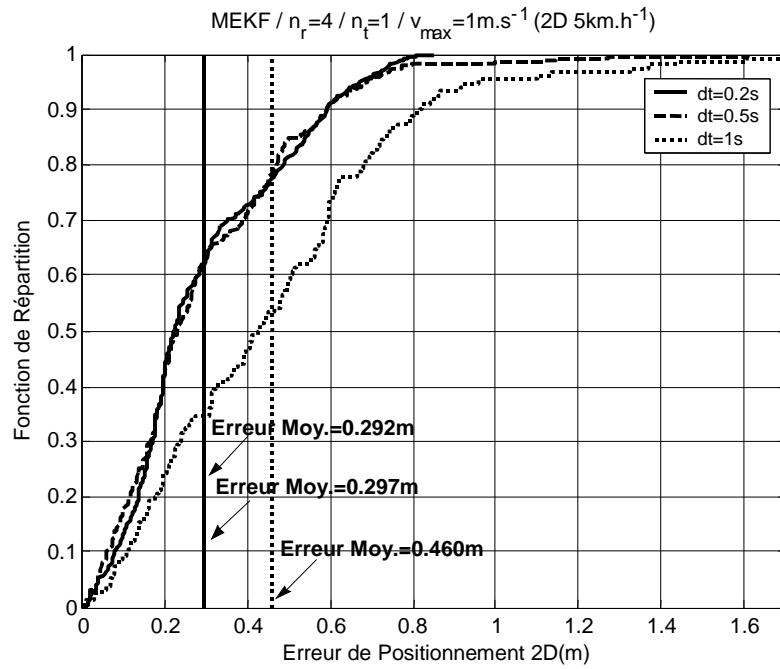


Figure 5 - 4 : Fonction de répartition de l'**erreur** 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le **filtre MEKF**, une **vitesse maximale 1D de 1m.s⁻¹**, $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), **en fonction de la période de rafraîchissement**

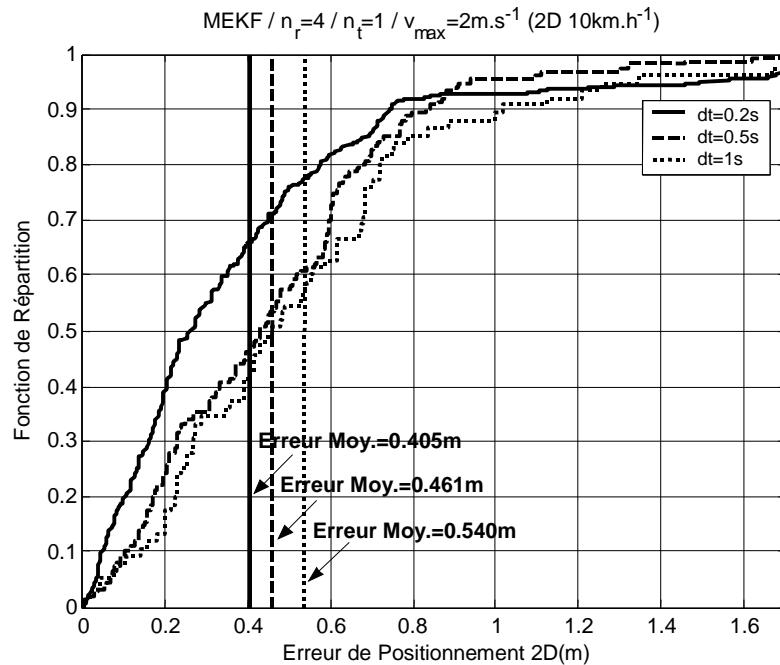


Figure 5 - 5 : Fonction de répartition de l'**erreur** 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le **filtre MEKF**, une **vitesse maximale 1D de 2m.s⁻¹**, $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), **en fonction de la période de rafraîchissement**

Nous rappelons à cette occasion avec les exemples de la Figure 5 - 8 et de la Figure 5 - 9, que les performances du filtre MRPF peuvent être améliorées en augmentant le nombre de particules utilisées, au prix d'une complexité de calcul accrue bien entendu. Enfin, la dégradation des performances avec

l'augmentation de la vitesse semble légèrement moins sensible pour le filtre MRPF que dans le cas MEKF, *a fortiori* lorsque la période de rafraîchissement est suffisamment réduite.

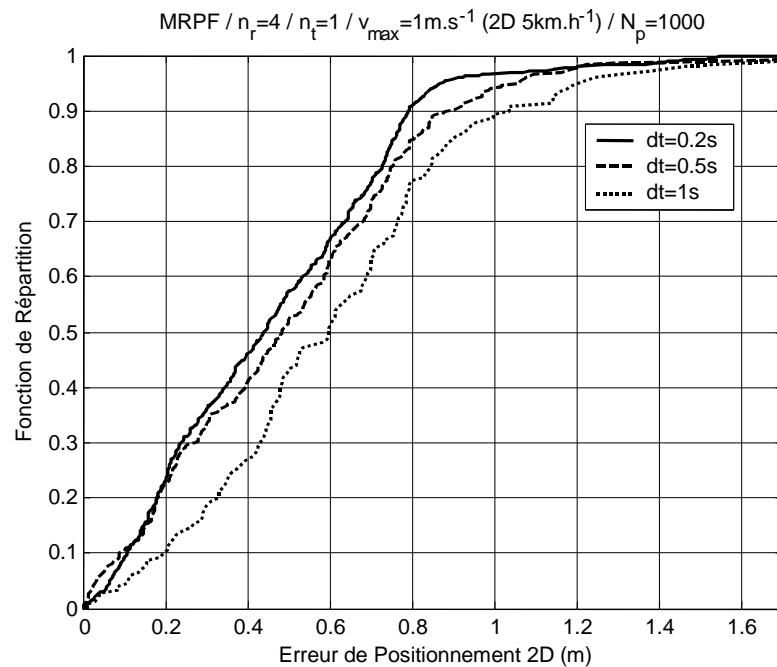


Figure 5 - 6 : Fonction de répartition de l'**erreur** 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le **filtre MRPF** comprenant $N_p=1000$ particules, une **vitesse maximale 1D de $1\text{m}.\text{s}^{-1}$** , $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), **en fonction de la période de rafraîchissement**

Nous nous intéressons ensuite à l'impact de la sensibilité disponible en réception. Aussi, la Figure 5 - 10 et la Figure 5 - 11 représentent des fonctions de répartition de l'erreur de positionnement 2D obtenues en fonction du nombre n_t de trajets estimés avec l'algorithme de MEKF. Comme nous pouvions nous y attendre, les performances sont alors assez nettement améliorées à mesure que le nombre de trajets estimés augmente, tout du moins jusqu'à $n_t=5$ trajets. Un nombre de trajets supérieur, par exemple $n_t=10$, ne semble plus avoir un apport bénéfique significatif. Cependant, lorsque la période de rafraîchissement devient suffisamment faible, l'écart entre des stratégies de détection lâches et des stratégies plus sélectives semble plus tenu. A titre d'exemple, lorsque $v_{max}=1\text{m}.\text{s}^{-1}$ et $dt=0.2\text{s}$, le pourcentage de positions testées avec une erreur inférieure à 0.5m passe de 80% à 85% lorsque n_t passe de 1 à 2 trajets, contre une augmentation seulement de 55% à 75% pour $v_{max}=2\text{m}.\text{s}^{-1}$ et $dt=1\text{s}$, toutes choses étant égales par ailleurs.

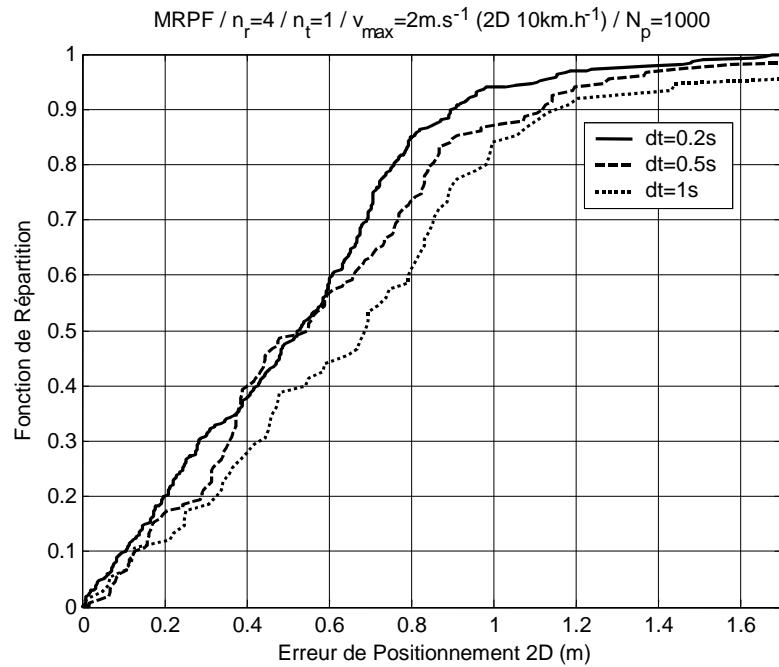


Figure 5 - 7 : Fonction de répartition de l'**erreur** 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le *filtre MRPF* comprenant $N_p=1000$ particules, une **vitesse maximale 1D de 2m.s^{-1}** , $n_r=4$ références, et une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), **en fonction de la période de rafraîchissement**

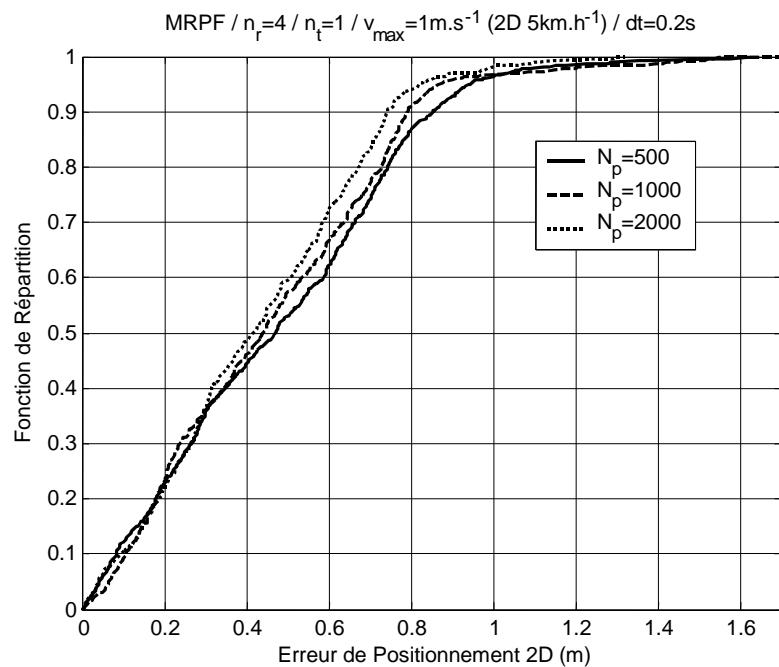


Figure 5 - 8 : Fonction de répartition de l'**erreur** 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF, une vitesse maximale 1D de 1m.s^{-1} , $n_r=4$ références, une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), et une **période de rafraîchissement $dt=0.2\text{s}$** , **en fonction du nombre N_p de particules**

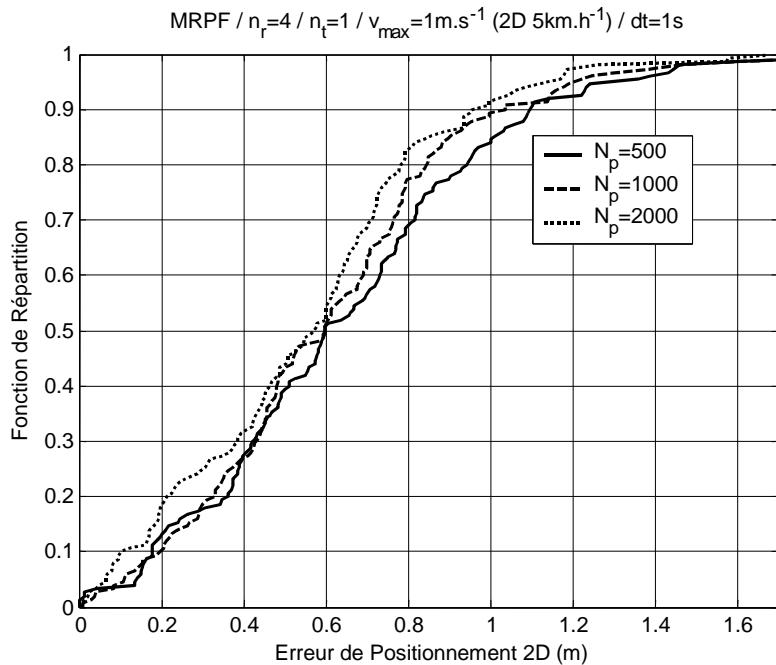


Figure 5 - 9 : Fonction de répartition de l'*erreur* 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le filtre MRPF, une vitesse maximale 1D de $1\text{m}.\text{s}^{-1}$, $n_r=4$ références, une détection systématique du plus fort trajet ($n_t=1$ trajet estimé), et une **période de rafraîchissement $dt=1\text{s}$, en fonction du nombre N_p de particules**

Il s'agit néanmoins de nuancer ce propos dans la mesure où le modèle de bruit de biais appliqué correspond systématiquement au comportement statistique du trajet le plus fort, en dépit de la sélection d'autres trajets. Des résultats tout à fait similaires (disponibles en [2]), et encore plus significatifs, ont d'ailleurs été obtenus dans le cadre d'une étude restreinte à la portion de la trajectoire concernée par au moins une liaison en visibilité. Il semble donc que les contraintes de détectabilité des trajets (et par conséquent, le gain requis en réception et/ou la complexité de la procédure d'estimation) puissent être allégées dans le cadre d'une procédure de mesure de distance ULB, pour peu que la période de rafraîchissement soit suffisamment réduite. En particulier, il semble tout à fait raisonnable de se cantonner à la seule utilisation du trajet le plus fort.

A titre de comparaison, nous présentons également des exemples de résultats obtenus avec le filtre MRPF comprenant $N_p=1000$ particules dans des conditions analogues de simulation. Le nombre de trajets semble alors revêtir une plus grande importance que dans le cas MEKF. Les performances obtenues rejoignent même celles du filtre MEKF lorsque le nombre de trajets augmente.

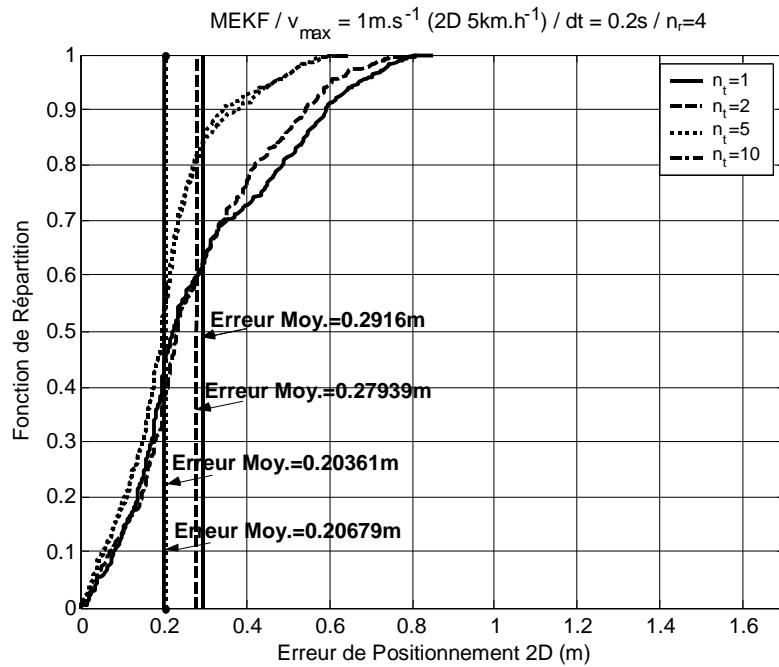


Figure 5 - 10 : Fonction de répartition de l'*erreur* 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le *filtre MEKF*, une *vitesse maximale 1D de 1m.s⁻¹*, $n_r=4$ références, une *période de rafraîchissement dt=0.2s*, en fonction du nombre de trajets estimés n_t

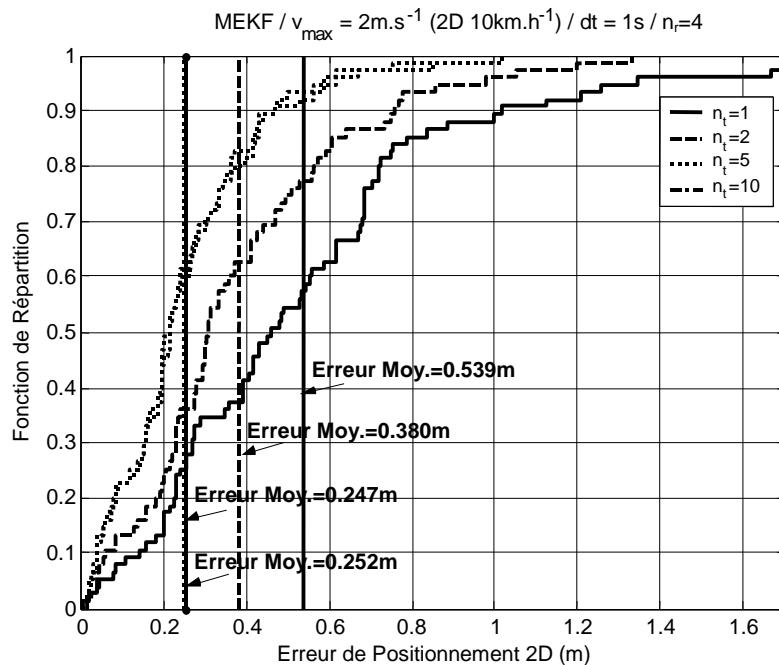


Figure 5 - 11 : Fonction de répartition de l'*erreur* 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le *filtre MEKF*, une *vitesse maximale 1D de 2m.s⁻¹*, $n_r=4$ références, une *période de rafraîchissement dt=1s*, en fonction du nombre de trajets estimés n_t

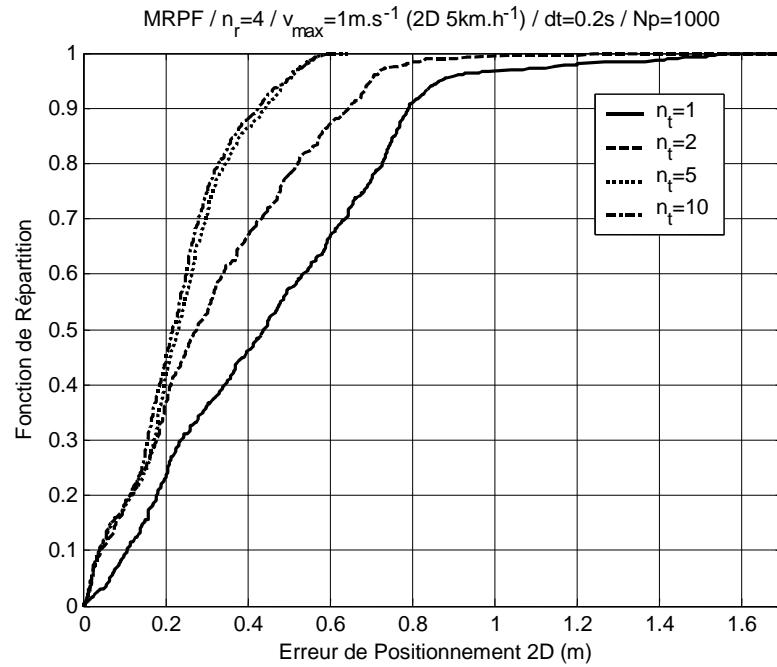


Figure 5 - 12 : Fonction de répartition de l'**erreur** 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le **filtre MRPF** comprenant $N_p=1000$ particules, une **vitesse maximale 1D de $1m.s^{-1}$** , $n_r=4$ références, une **période de rafraîchissement $dt=0.2s$** , en fonction du nombre de trajets estimés n_t

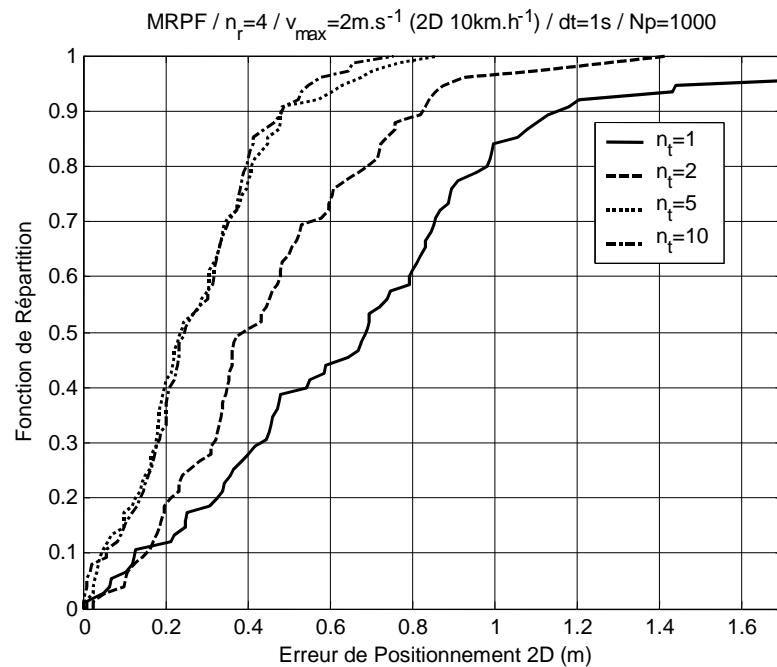


Figure 5 - 13 : Fonction de répartition de l'**erreur** 2D de positionnement le long de la trajectoire canonique de test (Figure 5 - 1) pour le **filtre MRPF** comprenant $N_p=1000$ particules, une **vitesse maximale 1D de $2m.s^{-1}$** , $n_r=4$ références, une **période de rafraîchissement $dt=1s$** , en fonction du nombre de trajets estimés n_t

Au regard des quelques résultats qui viennent d'être présentés, le filtre MRPF semble se prémunir avant tout contre les erreurs de positionnement les plus importantes. Une étude approfondie a

d'ailleurs fait apparaître que les erreurs les plus préjudiciables étaient majoritairement liées à des transitions d'envergure enregistrées sur la valeur du biais. Nous rappelons au passage que le filtre MRPF utilise en permanence une description⁹ du bruit de biais conforme à (Eq. 5 – 5). Dès lors, pour des erreurs de positionnement plus modestes ou intermédiaires, c'est-à-dire lorsque la prise en compte des occurrences exponentielles du bruit de biais est moins justifiée, les performances obtenues avec le filtre MEKF sont nettement plus probantes. Pour les portions de trajectoire concernées par des valeurs de biais peu ou pas chahutées, le fait de postuler constamment un modèle complet en mixture dans le filtre MRPF apparaît *de facto* pénalisant par rapport à des stratégies décisionnelles pouvant bénéficier d'un ajustement opportun du niveau de bruit posé *a priori*. En réalité, le filtre MRPF tel qu'il a été décrit, permet avant tout d'éviter un surdimensionnement systématique du bruit, sans toutefois se doter d'un organe de décision. Si nous avons délibérément choisi dans cette étude d'évaluer les performances d'un algorithme permettant d'englober *a priori* le modèle de biais complet, il est bien évident que le filtre MRPF pourrait également bénéficier d'une sélection judicieuse des modèles et niveaux de bruit après décision, à l'instar du filtre MEKF.

En tout état de cause, nous savons que l'étude qui précède porte sur l'évaluation d'une trajectoire unique de test; même si elle permet de mieux cerner quelques grandes tendances, notamment vis-à-vis d'une stratégie de poursuite plus classique, elle ne prétend pas être pleinement représentative. Une première étude statistique complémentaire (non présentée ici) a notamment permis de mitiger la supériorité de l'algorithme MEKF sur l'algorithme MRPF, *a fortiori* lorsque le nombre de liaisons en visibilité est plus favorable.

⁹Le modèle de bruit de biais supporté par l'algorithme MRPF prend en compte en permanence les occurrences gaussiennes et exponentielles de bruit de biais, en intégrant le modèle de mixture *a priori*.

5.5. Conclusion

Dans cette partie, nous avons abordé le problème de la poursuite ULB de nœuds mobiles dans un environnement *indoor* dense en trajets multiples. Des techniques de filtrage avancées adaptées aux situations de non-visibilité, en particulier le filtre de Kalman étendu et le filtre particulaire régularisé, ont été mises en œuvre afin d'estimer les biais spatialement corrélés affectant les mesures de temps d'arrivée comme des variables d'état à part entière (i.e. au même titre que les coordonnées du mobile).

Des simulations ont été réalisées à l'aide d'un modèle déterministe de propagation ULB, et sous des hypothèses réalistes de mobilité, de non-visibilité, et de taux de rafraîchissement. Les résultats préliminaires qui ont été obtenus tendent à démontrer la viabilité de stratégies relâchées en matière de détection des impulsions ULB. Ces résultats nous confortent donc dans l'idée que la portée des systèmes de positionnement ULB, reconnue d'ordinaire comme critique à l'intérieur des bâtiments, pourrait bien être étendue. A titre d'exemple, pour une stratégie de filtrage MEKF, jusqu'à 85% des positions estimées le long d'une trajectoire canonique de test dans un scénario de marche modérée pourraient être affectées par une erreur de positionnement inférieure à 0.5m, en dépit d'une sélection systématique du plus fort trajet lors de la phase d'estimation des temps d'arrivée.

Enfin, notons qu'à l'exemple de certaines des solutions de positionnement avancées dans le Chapitre 4, la diversité temporelle des signaux ULB en réception pourrait être ici mise à profit, typiquement avec la poursuite de trajets multiples (i.e. de biais multiples) sur chacune des liaisons radio vis-à-vis de nœuds de référence.

5.6. Références bibliographiques du Chapitre 5

- [1] D. Jourdan, J. Deyst, M. Win, N. Roy, “Monte-Carlo Localization in Dense Multipath Environments using UWB Ranging”, *IEEE International Conference on Ultra-wideband*, Zurich, septembre 2005
- [2] B. Denis, L. Ouvry, B. Uguen, F. Tchoffo-Talom, “Advanced Bayesian Filtering Techniques for UWB Tracking Systems in Indoor Environments”, *IEEE International Conference on Ultra-wideband*, Zurich, septembre 2005
- [3] M. Najar, J. M. Huerta, J. Vidal, J. A. Castro, “Mobile Location with Bias Tracking in Non-Line-Of-Sight”, *IEEE ICASSP'04*, Montreal, vol. 3, pp. iii-956-9, mai 2004
- [4] M. Najar, J. Vidal, “Kalman Tracking for Mobile Location in NLOS Situations”, *IEEE PIMRC'03*, vol. 3, pp. 2203-2207, septembre 2003
- [5] A. Papoulis, “Probability, Random Variables, and Stochastic Processes”, McGraw-Hill International Edition, Electrical Engineering Series, Second Edition, 1984
- [6] M Wylie and J Holtzmann, “The Non-line of Sight Problem in Mobile Location Estimation”, *IEEE ICUPC*, pp. 827-831, 1996
- [7] M.P. Wylie-Green, S.S. Wang, “Robust Range Estimation in the Presence of the Non-Line-Of-Sight Error”, *IEEE VTS Fall VTC*, Atlantic City, octobre 2001
- [8] Y. Bar-Shalom, T. E. Fortmann, “Tracking and Data Association”, Academic Press, Inc., 1988
- [9] S. Al-Jazzar, J. Caffery, Jr., “New Algorithms for NLOS Identification”, *IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Dresden, juin 2005
- [10] S. Venkatraman, J. Caffery, Jr., “A statistical Approach to Non-Line of Sight BS Identification”, *IEEE Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications 2002*, Honolulu, vol. 1, pp. 296-300, octobre 2002
- [11] S. Arulampalam, S. Maskell, N. Gordon, T. Clapp, “A Tutorial on Particle Filters for On-Line Non-linear/Non-Gaussian Bayesian Tracking”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, is. 2, pp. 174 - 188, février 2002
- [12] F. Gustafsson, F. Gunnarsson, N. Bergman, U. Forsell, J. Jansson, R. Karlsson, P-J. Nordlund, “Particle Filters for Positioning, Navigation and Tracking”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 2, pp. 425-437, février 2002
- [13] L. Jinj, P. Vadakkepat, “Improved Particle Filter in Sensor Fusion for Tracking Random Moving Object”, *21st IEEE IMTC 2004*, Como, pp 476 – 481, mai 2004
- [14] N. Oudjane, C. Musso, “Progressive correction for Regularized Particle Filters”, *IEEE International Conference on Information Fusion 2000*, pp. THB2/10-THB2/17, juillet 2000
- [15] F. Tchoffo-Talom, B. Uguen, E. Plouhinec, G. Chassay, “A site-Specific Tool for Ultra Wideband Channel Modeling”, *IEEE Joint UWBST&IWUWBS 2004*, Kyoto, mai 2004
- [16] Federal Communications Commission, “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems”, avril 2002

Chapitre 6 : Réalisations et expérimentations

"L'expérience instruit plus sûrement que le conseil"

André Gide

6.1. Introduction

Ce sixième et dernier Chapitre est pour nous l'occasion de donner à voir le problème de localisation ULB sous un jour plus concret et, nous l'espérons, plus ludique. Aussi, nous présenterons ici quelques-unes des concrétisations et expérimentations que nous avons pu conduire tout récemment dans ce domaine.

Tout en posant les premières briques d'un système complet de localisation ULB, il s'agissait par la même occasion de nous doter d'un cadre d'évaluation suffisamment générique et fédérateur, qui puisse permettre à terme d'éprouver la pertinence de différentes stratégies de réception (architecture des récepteurs, algorithmes de détection, etc.) ou de positionnement pour des environnements spécifiques (*indoor*, *outdoor*, non-visibilité, etc.). En conséquence, nous avons assez naturellement opté pour l'utilisation d'émetteurs ULB opérant dans la bande basse (i.e. en dessous de 1GHz), en premier lieu parce qu'ils permettent d'adresser directement l'une des applications de sécurité que nous visons¹ ([1]), mais également pour des questions plus prosaïques de commodité et de rapidité de développement².

Par ailleurs, en l'absence de dispositifs ULB réels disponibles en réception, et *a fortiori* en l'absence d'émetteurs/récepteurs complets associés à une couche MAC pour la mise en œuvre de modes d'échange coopératifs, seules des procédures OWR-TDOA en mode actif pouvaient être envisagées pour ces expérimentations (Chapitre 1). Nous avons également exploité des ressources d'instrumentation, à savoir un oscilloscope numérique rapide, afin de jouir d'une synchronisation stricte en différents points de référence et de réaliser un traitement « temps-réel » des différents signaux acquis. Nous avons ainsi pu simuler le comportement de récepteurs ULB réalistes dans un contexte d'estimation de différences de temps d'arrivée, et appliquer un algorithme de positionnement classique à partir de ces estimations.

Dans ce Chapitre, nous commencerons par décrire sommairement les prototypes d'émetteurs ULB compacts qui ont été réalisés pour opérer dans la bande basse. Nous présenterons ensuite les premières expérimentations *indoor* conduites à l'aide de ces dispositifs. Celles-ci ont permis de tester les performances de localisation d'architectures simples de récepteurs ULB (e.g. l'architecture à échantillonnage direct sur un bit décrite au Chapitre 3 et en [2]). Nous illustrerons à cette occasion quelques-uns des concepts évoqués dans les Chapitres précédents, ainsi que le caractère critique de certains paramètres (type et sensibilité du récepteur, visibilité des liaisons radio, positions relatives des références et de l'émetteur, etc.).

¹Nous rappelons que la bande basse offre des conditions d'atténuation pour les environnements enneigés compatibles avec la recherche de victimes d'avalanches (Chapitre 2).

²Pour mener à bien cette réalisation, il s'agissait notamment d'utiliser des composants discrets usuels.

6.2. Prototypes d'émetteurs ULB compacts pour la bande basse

6.2.1. Description générale

Les émetteurs ULB bas-coût et basse-consommation utilisés dans le cadre de nos expérimentations de localisation ULB dans la bande basse ont été développés à base de composants discrets ([3]). Ces émetteurs, principalement basés sur la combinaison de fonctions logiques élémentaires, permettent un codage simple de plusieurs utilisateurs ainsi que la génération d'impulsions de courtes durées, typiquement de l'ordre de quelques nanosecondes. La Figure 6 - 1 représente une vue synoptique simplifiée de l'un de ces émetteurs.

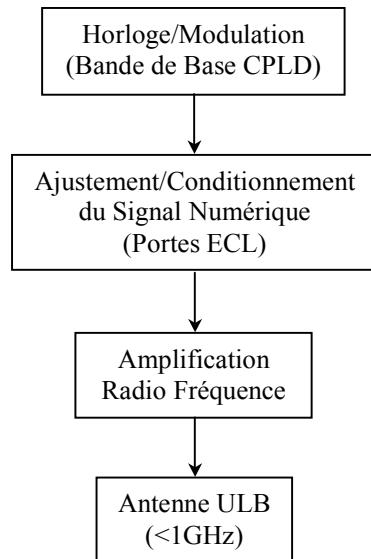


Figure 6 - 1 : Vue synoptique des prototypes d'émetteurs ULB

6.2.2. Génération du signal

Dans l'architecture proposée, la première étape consiste à encoder les données de l'utilisateur à l'aide d'une modulation de position de type PPM (pour *Pulse Position Modulation*). Un oscillateur à 4MHz contrôlé en tension est dédié à la génération d'une horloge mère définissant la granularité temporelle de base du système à l'émission. Un composant logique programmable ou CPLD pour *Complex Programmable Logic Device* permet alors d'encoder les données d'un utilisateur particulier parmi quatre. À l'émission, la période de répétition des impulsions ou PRP (pour *Pulse Repetition Period*), qui est égale à 1µs, est divisée en 4 intervalles de temps équivalents d'une durée de 250ns. Chacun de ces intervalles peut être alloué pour le codage d'un utilisateur. Dans un second temps, deux portes standard ECL (pour *Emitter Coupled Logic*) permettent d'ajuster et de mettre en forme le signal

numérique de façon à obtenir un signal doté d'un support temporel suffisamment court, s'étalant typiquement sur une durée inférieure à 1ns. Ces composants logiques différentiels présentent trois avantages principaux : de faibles délais de propagation, de faibles temps de montée/descente, et de faibles impédances de sortie. En fait, la première des portes réalise une fonction « ET ». Une de ses entrées différentielles est retardée de 0.9ns à l'aide d'un filtre RC. En conséquence, la sortie est maintenue à l'état « haut » pendant 0.9ns. Ensuite, le second tampon ECL est utilisé pour obtenir le signal mis en forme, avec 30ps de temps de montée/descente et 700mV d'amplitude pic. La forme d'onde résultante est amplifiée dans un troisième étage de manière à obtenir une amplitude maximale de 2.1V (Figure 6 - 2). Un descriptif plus complet de l'émetteur est disponible en [3].

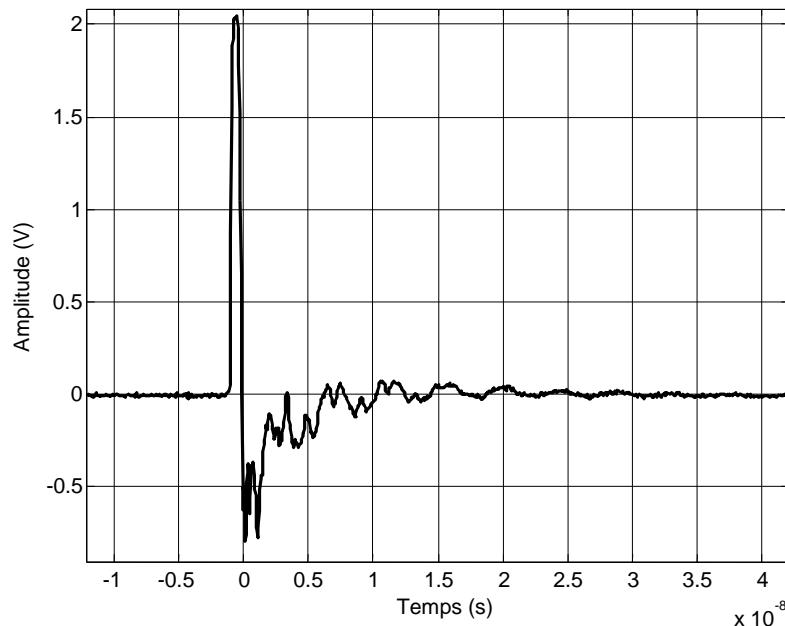


Figure 6 - 2 : Forme d'onde alimentant l'antenne d'émission

6.2.3. Antennes

Une antenne ULB compacte, conçue pour fonctionner dans la bande basse [0.5:1.1]GHz, permet de rayonner les impulsions générées précédemment. Cette antenne combine plusieurs techniques de miniaturisation et d'élargissement de bande. En conséquence, la structure rayonnante opère sur une large gamme de fréquences en dépit de dimensions raisonnables ($\lambda_0/8.2 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/85.7$) au regard de la longueur d'onde la plus élevée du signal rayonné λ_0 . La première structure envisagée peut être considérée comme une antenne dipôle planaire évasée et alimentée par une ligne micro-ruban dont l'un des bords est court-circuité. De plus, les bras de l'antenne sont repliés de manière à respecter le facteur de forme imposé par le châssis du terminal. A titre d'illustration, la Figure 6 - 3 représente le signal obtenu avec l'émetteur complet, et reçu pour une élévation de 90° en chambre anéchoïque avec des antennes identiques à l'émission et à la réception. Le signal correspondant occupe la bande [0.46:1.07]GHz (définition à -10 dB du maximum de la densité spectrale de puissance) et s'étale dans le domaine temporel sur une durée approximative de 5ns. Un descriptif plus détaillé de l'antenne

utilisée est disponible en [4] et en Annexe 7. Nous rappelons ici que l'un des objectifs connexes à la réalisation des prototypes d'émetteurs et aux expérimentations de localisation consistait à démontrer la faisabilité d'antennes ULB compactes en dessous de 1GHz. La Figure 6 - 4 représente l'émetteur complet après mise en boîtier ABS.

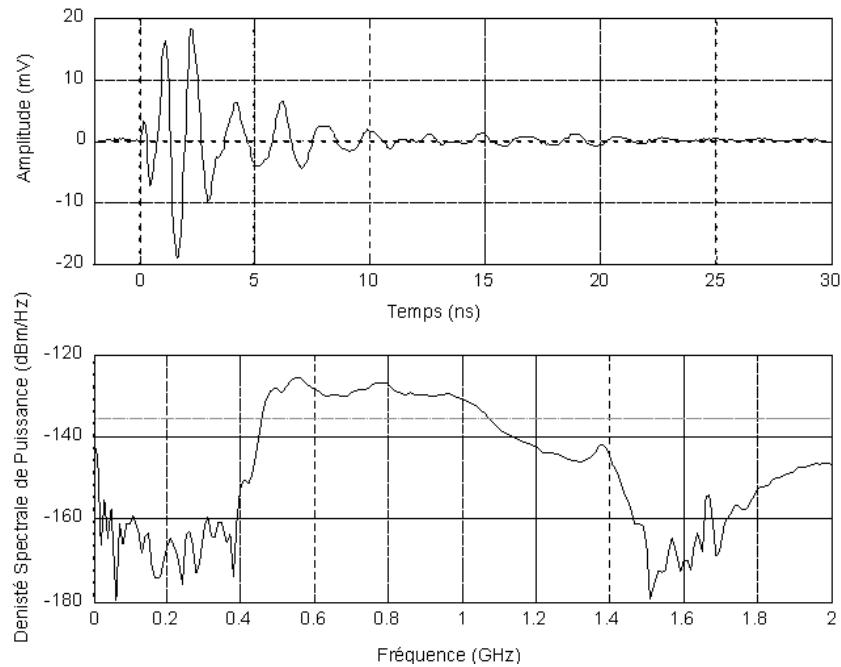


Figure 6 - 3 : Exemple de forme d'onde reçue en chambre anéchoïque, et densité spectrale de puissance associée, avec une antenne de réception identique à l'antenne de l'émetteur, sous des élévations de 90°



Figure 6 - 4 : Prototype complet d'émetteur ULB réalisé au LETI à base de composants discrets fonctionnant dans la bande-basse [0.5:1.1]GHz

6.3. Dispositif et paramètres d'expérimentation

6.3.1. Chaîne de réception

Une fois mises en boîtiers, les antennes de réception (jusqu'à quatre) (Figure 6 - 5), sont reliées à un oscilloscope numérique mono-coup (DSO pour *Digital Storage Oscilloscope*) au moyen de câbles (à connecteurs N/SMA).



Figure 6 - 5 : Antenne de réception mise en boîtier ABS (conditionnement identique à l'émetteur)

Pour chacune des voies d'entrée de l'oscilloscope, un étage d'amplification faible bruit (*LNA* pour *Low Noise Amplifier*) est prévu, avec un gain supérieur à 38dB garanti jusqu'à 2GHz et un facteur de bruit inférieur à 1,3dB. L'oscilloscope, doté de 6GHz de bande, procède à l'échantillonnage des signaux analogiques entrant jusqu'à 20Gsps sur les quatre voies en parallèle. Typiquement, les signaux peuvent être acquis pendant des durées de 20 μ s, soit l'équivalent d'une séquence de 20 impulsions pour $PRP=1\mu$ s. Un PC intégré permet ensuite d'extraire et de traiter les signaux acquis, et notamment de simuler le comportement de récepteurs ULB réels dans le cadre de l'estimation des temps d'arrivée (e.g., filtrage passe-bande, décimation, intégration « analogique » de l'énergie comprise dans des fenêtres de tailles variables, intégrations cohérentes successives des impulsions reçues, accumulation d'énergie, etc.).

En guise de traitements préliminaires, les effets connus des composants intervenant dans la chaîne de réception (outre les antennes) sont déconvolus numériquement. En particulier, il s'agit de compenser au niveau de la forme d'onde reçue les effets indésirables des câbles et des LNA (non-linéarités, augmentation apparente du temps de vol, etc.), en se fondant sur une caractérisation fréquentielle

préalable des paramètres S{ XE "paramètres S" } à l'analyseur vectoriel de réseau. Par ailleurs, un filtrage passe-bande de type Butterworth d'ordre 4 est appliqué aux signaux acquis afin de limiter l'impact des interférences et du bruit hors bande.

Une description plus détaillée de la chaîne de réception complète est disponible en [3].

6.3.2. Configurations géométriques et environnements testés

Le milieu de propagation qui a été exploré dans le cadre de nos expérimentations correspond à un environnement *indoor* de type industriel, comprenant un plafond métallique, un mur porteur (béton armé), et des structures métalliques ajourées (Figure 6 - 6). L'observation de réponses de canaux très étalées en réception (typiquement avec des étalements significatifs supérieurs à 100ns) a permis de mettre en évidence le caractère fortement réverbérant d'un tel milieu.

Pour le positionnement d'un émetteur ULB mobile, nous avons déployé dans cet environnement la chaîne de réception complète décrite dans le point précédent, avec typiquement 4 références (Figure 6 - 6). Différentes dispositions géométriques pour cette « infrastructure » ont été évaluées (références encadrant la scène, références groupées, etc.), ainsi que plusieurs configurations de canal (visibilité assurée sur chacune des liaisons radio, non-visibilité totale avec mur porteur, etc.).

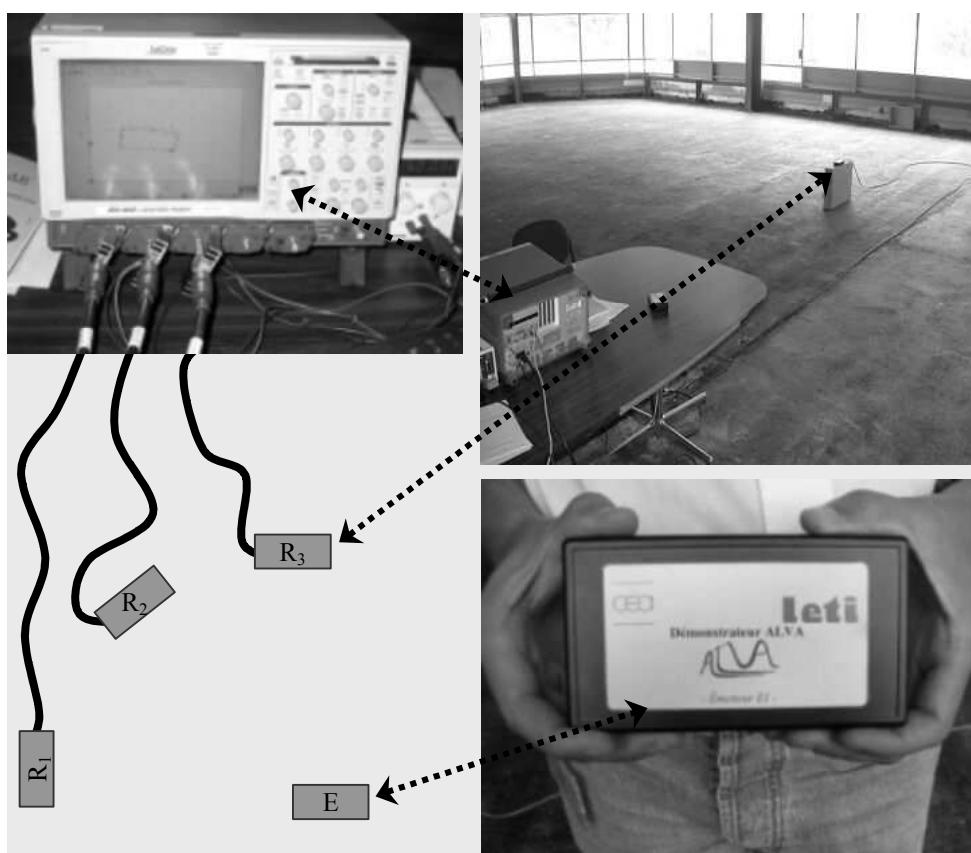


Figure 6 - 6 : Environnement *indoor* investigué (en haut à droite), émetteur complet en boîtier E (en bas à droite), antennes de réception en boîtiers R_i , et oscilloscope numérique mono-coup (en haut à gauche) utilisés pour les expérimentations de localisation dans la bande basse [0.5:1.1]GHz (d'après [3])

6.3.3. Estimation des temps d'arrivée et récepteurs ULB simulés

A partir des signaux acquis sur chacune des voies de l'oscilloscope en réception, les temps d'arrivée du premier trajet observable ont été estimés pour différents types de récepteurs ULB. Afin de nous affranchir des problèmes de non-linéarité et de désadaptation à la forme d'onde attendue en réception (e.g. dûs aux directions d'arrivée, et au diagramme de rayonnement des antennes...), nous n'avons pas envisagé d'intercorrélérer les signaux reçus avec une forme d'onde connue *a priori*, mais plutôt opté pour des traitements sous-optimaux simples adaptés aux architectures de récepteur présentées dans le Chapitre 3. En particulier, nous nous sommes donné les trois types de récepteurs suivants :

Un récepteur « idéal », avec :

- Un sur-échantillonnage (à la fréquence $f_e=10\text{Gsps}$) à large dynamique (8 bits) du signal reçu
- 20 intégrations cohérentes successives des échantillons au fil de la séquence d'impulsions transmises
- La détection directe du premier échantillon résultant de l'intégration excédant un seuil permettant de respecter un certain taux de fausse alarme marginale³ P_{FA} pour un échantillon seulement bruité. En particulier, le seuil est fixé à $\zeta=6\sigma_n$ si σ_n est l'écart type du bruit estimé après intégrations. Ce récepteur nous servira de référence par la suite.

Un récepteur « à échantillonnage direct - 1 bit » (Chapitre 3, [2]), avec :

- Un échantillonnage plus modéré (à une fréquence $f_e=2.5\text{Gsps}$ proche de la fréquence de Nyquist) avec une dynamique minimale (typiquement une quantification 1 bit réalisée au moyen d'un comparateur) du signal reçu
- 20 intégrations cohérentes des signaux passés sur 1 bit au fil de la séquence d'impulsions transmises
- La détection directe du premier échantillon résultant de l'intégration excédant un seuil permettant de respecter un certain taux de fausse alarme marginale P_{FA} pour un échantillon seulement bruité. En particulier, le seuil est fixé à $\zeta=4\sigma_n$ si σ_n est l'écart type du bruit après intégration cohérente (Chapitre 3).

Un récepteur « à détection d'énergie » (Chapitre 3, [5]), avec :

- Une intégration de l'énergie comprise dans des fenêtres de durée $T_i=5\text{ ns}$ disposées en parallèle au pas temporel $D=1\text{ns}$
- 20 accumulations de l'énergie collectée au fil de la séquence des impulsions transmises

³La décision est conditionnée à une position temporelle uniquement concernée par le bruit.

- Détection de la première position de fenêtre d'intégration pour laquelle le résultat de l'accumulation excède un seuil permettant de respecter un certain taux de fausse alarme marginale P_{FA} pour une position de fenêtre exclusivement bruitée. En particulier, le seuil est fixé à $\zeta=1.7\mu_n$ si μ_n est la moyenne empirique des résultats d'accumulation estimée pour des fenêtres exclusivement bruitées⁴ (Chapitre 3).

Notons que pour le récepteur à détection d'énergie et le récepteur idéal⁵, une estimation empirique préalable de la puissance du bruit est nécessaire sur chacune des voies en réception, de façon à ajuster de manière appropriée le seuil de détection, alors que la puissance du bruit après intégration dans le cas « 1 bit » est seulement fonction du nombre d'intégrations.

6.3.4. Algorithme de positionnement et grandeurs caractérisées

A partir des temps d'arrivée obtenus sur chacune des 4 voies synchronisées de l'oscilloscope après détection de la première impulsion observable, 3 différences de temps d'arrivée (avec la référence R_1 comme référence commune) ont été formées et viennent alimenter un algorithme de positionnement classique dédié aux métriques de type TDOA. Tout comme la solution proposée dans la dernière partie du Chapitre 4, cet algorithme se fonde sur un développement en série de Taylor permettant d'aboutir à la formulation d'une solution itérative simple au sens des moindres carrés (LS-TSE) ([6]).

Pour chacune des configurations testées (positions connues de l'émetteur et des références), les performances de localisation ont été caractérisées en terme d'erreur RMSE de positionnement pour près de 500 réalisations⁶, puis confrontées à la borne théorique de Cramer Rao ([6], [7], (Eq. 4 - 40) du Chapitre 4) calculée à partir de la matrice de covariance empirique des mesures pour ces mêmes réalisations. Les fonctions empiriques de répartition de l'erreur de positionnement ont été également caractérisées.

Enfin, pour limiter les effets éventuels d'un mauvais placement des antennes de référence et/ou de l'émetteur (i.e. un placement non conforme à la configuration théorique testée), nous présentons également à titre indicatif les performances dites « non-biaisées » de positionnement, c'est-à-dire les performances obtenues après un recentrage du nuage des positions estimées autour de la position théorique de l'émetteur. L'erreur RMSE après recentrage du nuage des positions estimées, ou erreur $RMSE_C$, caractérise alors seulement la dispersion des estimations.

⁴Cette moyenne empirique constitue une estimation de MN_0 avec $2M=2Bti+1$ le nombre de degrés de liberté du signal de bande B pendant la durée Ti (Chapitre 1).

⁵Notons que la puissance du bruit obtenue après intégration dans la solution « à échantillonnage direct – 1 bit » est uniquement fonction de la longueur de la séquence utilisée.

⁶Sur les 500 réalisations initiales, une faible proportion de mesures aberrantes ont été rejetées de manière à nous donner une distribution plausible pour chaque TDOA mesuré. Au final, les statistiques ont été dressées sur les points conservés.

6.4. Résultats d'expérimentations

6.4.1. Situations de visibilité

6.4.1.1. Références encadrant la scène

La Figure 6 - 7, la Figure 6 - 8 et la Figure 6 - 9 représentent, pour 3 stratégies différentes de réception, les signaux obtenus au terme d'une séquence de 20 impulsions (i.e. 20 intégrations ou 20 accumulations), les TDOA mesurés, les positions de l'émetteur estimées avec l'algorithme LS-TSE à partir de ces mesures, ainsi que la fonction de répartition de l'erreur de positionnement, pour 4 références en visibilité encadrant la scène.

Au regard de ce premier exemple, nous remarquons que la stratégie cohérente « à échantillonnage direct - 1 bit » semble tout à fait viable, et offre des performances de positionnement raisonnablement dégradées par rapport au cas « idéal », avec typiquement 30cm d'erreur RMSE ou $RMSE_C$ (contre 10cm dans le cas « idéal »). Dans cette même configuration de test, la stratégie « à détection d'énergie » semble donner lieu à des positions estimées aussi peu dispersées mais plus fréquemment biaisées. Typiquement, plus de 90% des positions estimées sont dotées d'une erreur de positionnement inférieure à 0.5m après recentrage (id. pour l'architecture « à échantillonnage direct - 1 bit » en situation « biaisée » et « non biaisée »), contre près de 2m avant recentrage. Au premier abord, la procédure de détection semble se dérouler de manière tout à fait satisfaisante compte tenu des formes d'onde obtenues après accumulations. Pour autant, les mesures de TOA sur les voies 2 et 3 sont clairement affectées par un biais temporel systématique (Figure 6 - 9), avec comme conséquence tangible l'enregistrement de biais temporels également sur les TDOA mesurés. En dépit d'une visibilité systématique sur ces liaisons, tout se passe donc comme si le trajet direct était absent. Une étude complémentaire a permis de mettre en évidence un problème lié au rayonnement des antennes. Les directions empruntées par le trajet direct à l'émission pour les liaisons vis-à-vis des références 2 et 3 se trouvent en effet plus proches des nuls de rayonnement (Annexes 7) que dans le cas des deux autres liaisons. Aussi, alors que la stratégie « à échantillonnage direct - 1 bit » tend à avantager une restitution plus flatteuse des faibles trajets (Chapitre 3), la stratégie « à détection d'énergie » souffre d'un déficit flagrant de sensibilité lorsque l'énergie du premier trajet direct s'avère trop faible, conduisant à la détection de trajets secondaires pour l'estimation des temps d'arrivée.

Enfin, nous notons la plus forte « discrétisation » spatiale des positions estimées dans le cas de la « détection d'énergie », comme une conséquence directe de la granularité temporelle de 1ns disponible pour les mesures TDOA (contre 400ps dans le cas de « l'échantillonnage direct – 1 bit »). Une autre position de l'émetteur testée dans des conditions analogues (Figure 6 - 10) a permis de tirer des conclusions tout à fait similaires. Nous notons entre autre une répartition sensiblement analogue de l'erreur de positionnement entre l'architecture « à échantillonnage direct – 1bit » et l'architecture « à

détection d'énergie » dans le cas «non-biaisée ». Nous remarquons par ailleurs une situation fortement biaisée pour les performances initiales de l'architecture « à détection d'énergie ».

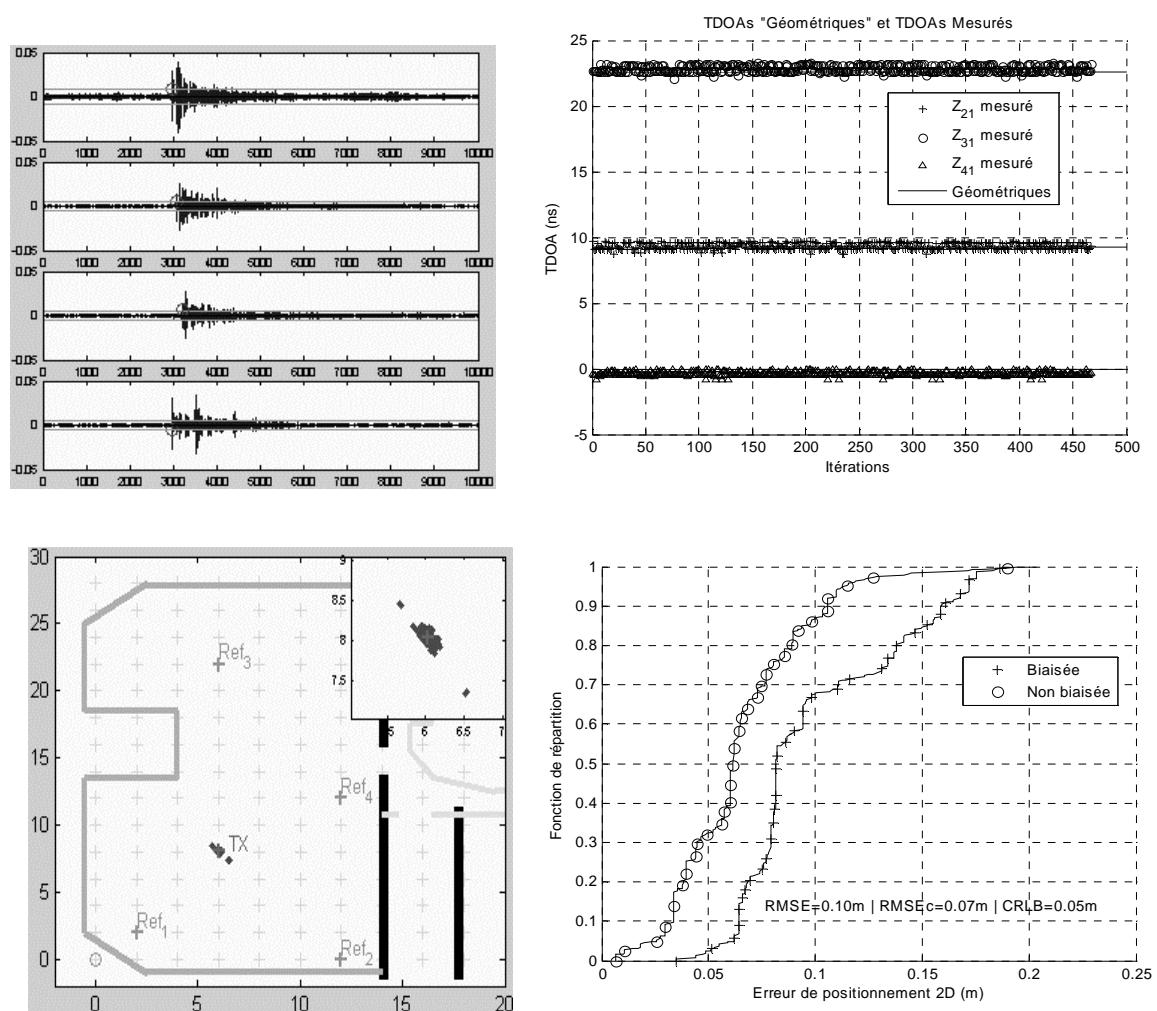


Figure 6 - 7 : Exemple de **formes d'onde** (en haut à gauche) obtenues après 20 intégrations cohérentes pour le **récepteur « idéal »**, **TDOA théoriques et mesurés** (en haut à droite), **positions estimées** (algorithme LS-TSE) d'un émetteur TX en (6,8)m avec 4 **antennes de référence Ref_i** en visibilité encadrant la scène (en bas à gauche - échelle en m), et fonction de la répartition de l'**erreur** de positionnement (en bas à droite)

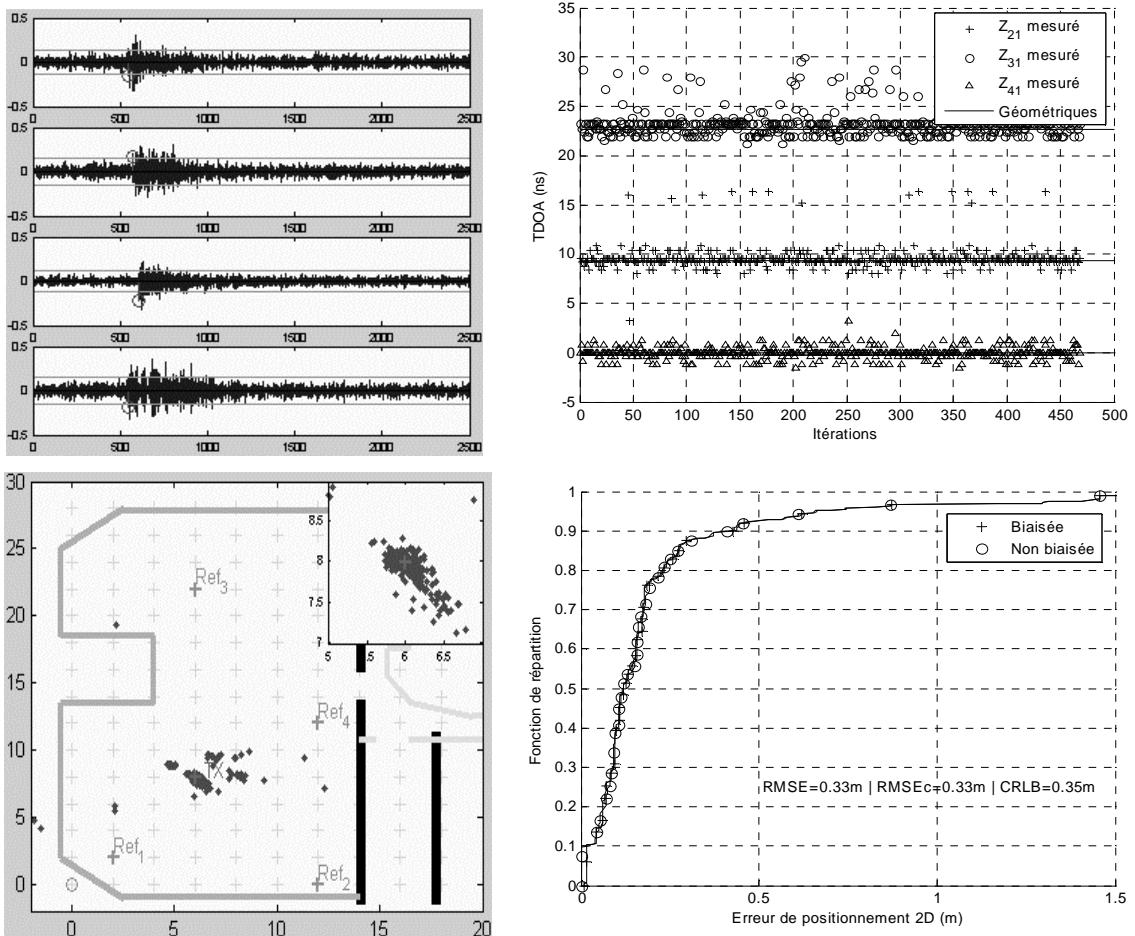


Figure 6 - 8 : Exemple de *formes d'onde* obtenues après 20 intégrations cohérentes pour le *récepteur « à échantillonnage 2.5Gps - 1bit »*, *TDOA théoriques et mesurés*, *positions estimées* (LS-TSE) d'un émetteur TX en (6,8)m avec 4 *antennes de référence Ref_i* en visibilité encadrant la scène, et fonction de la répartition de l'*erreur* de positionnement

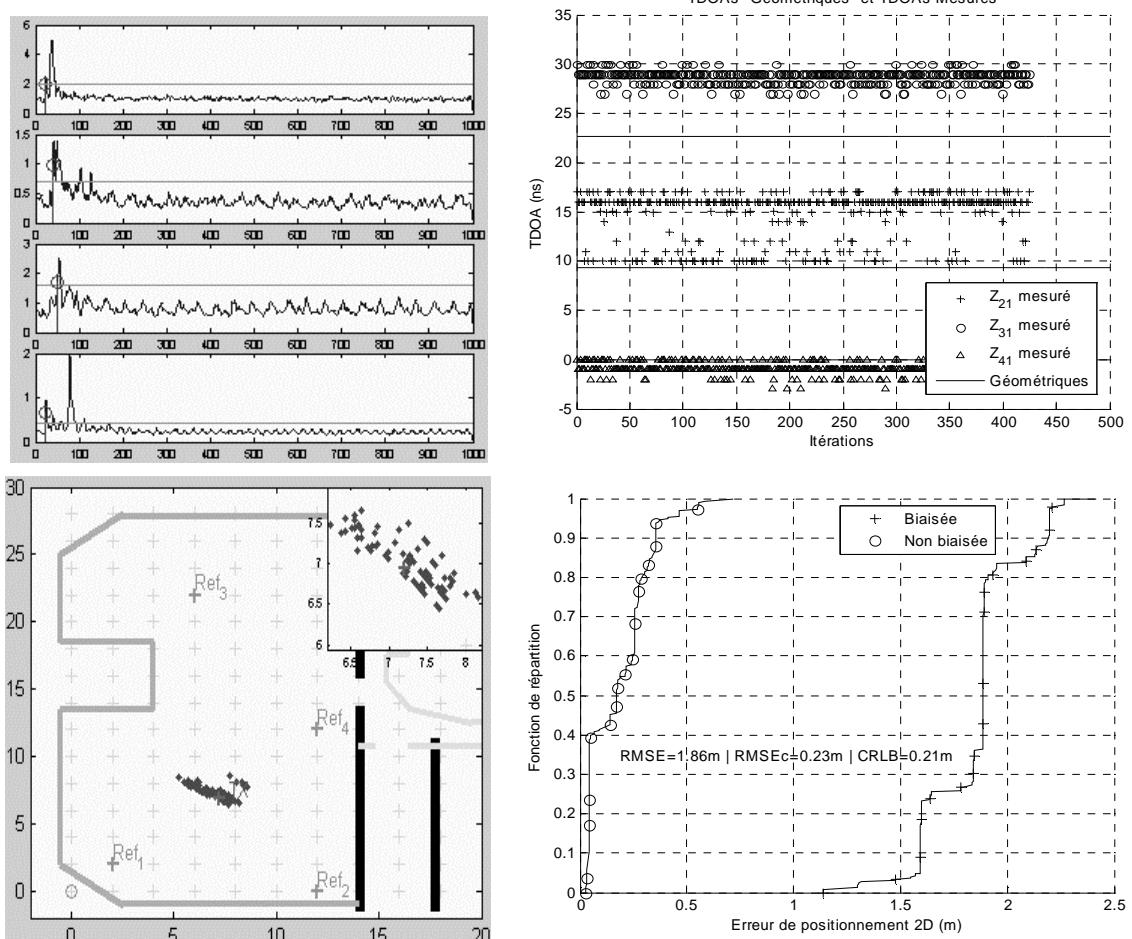


Figure 6 - 9 : Exemple de *formes d'onde* obtenues après 20 accumulations pour le *récepteur « à détection d'énergie »*, *TDOA théoriques et mesurés*, *positions estimées* (LS-TSE) d'un émetteur TX en (6,8)m avec 4 *antennes de référence Ref_i* en visibilité encadrant la scène, et fonction de la répartition de l'*erreur* de positionnement

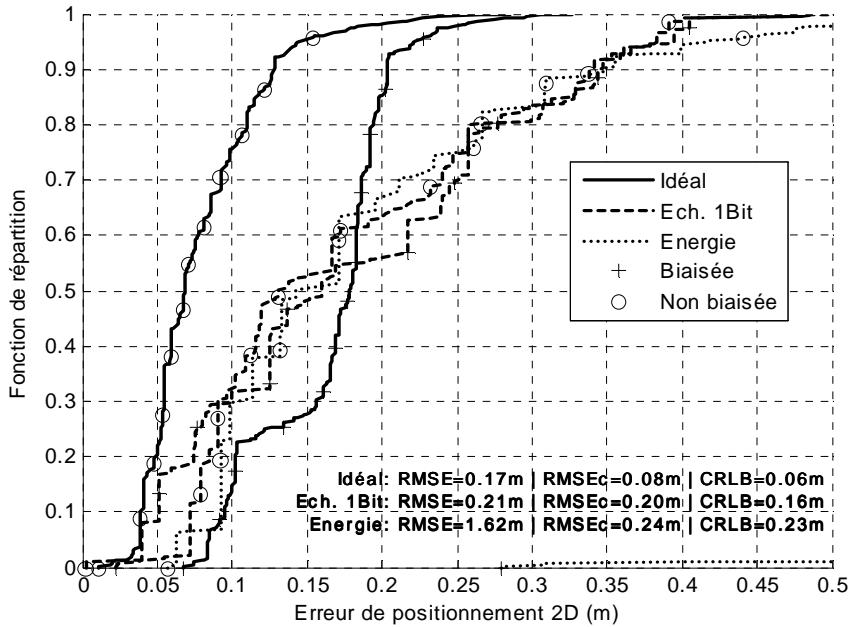


Figure 6 - 10 : Exemple de fonctions de répartition de l'*erreur* de positionnement obtenues avec l'algorithme LS-TSE pour un émetteur en (6,10)m, avec 4 *antennes de référence Ref_i* en visibilité encadrant la *scène*, en fonction du type de récepteur

6.4.1.2. Références groupées

Lorsque les références n'encadrent pas la scène d'investigation mais sont plutôt regroupées (Figure 6 - 11), le système jouit globalement d'une diversité spatiale moindre. On parle alors d'un problème de dilution géométrique de la précision⁷. Dès lors, indépendamment de la qualité de l'estimation des temps d'arrivée ou de l'algorithme de positionnement retenu, la disposition relative de l'émetteur et des références peut avoir un impact certain sur les meilleures performances susceptibles d'être atteintes. Sur l'exemple présenté sur la Figure 6 - 12, quelle que soit l'architecture envisagée et malgré un niveau de bruit sur les TDOA sensiblement équivalents au cas précédent (i.e. avec des références encadrant la scène, Figure 6 - 10), nous notons que l'erreur de positionnement est sensiblement plus importante dans la nouvelle situation de références groupées. Cette tendance est d'ailleurs confirmée par la valeur prise par l'erreur moyenne minimale CRLB, typiquement de 0.30m contre 0.10m dans le cas groupé, pour le récepteur « idéal ».

Une autre remarque concerne le problème de rayonnement évoqué dans le point précédent. Dans la nouvelle configuration groupée, alors que la direction du trajet direct suivi à l'émission est compris dans le lobe principale du diagramme de rayonnement pour toutes les liaisons, la stratégie « à détection d'énergie » ne présente plus de TDOA biaisés. Par conséquent, les positions estimées ne se trouvent plus biaisées, et les fonctions de répartition de l'erreur de positionnement en situation « biaisée » et « non-biaisée » se trouvent rigoureusement superposées sur l'exemple de la Figure 6 - 12.

⁷En nous basant sur une interprétation géométrique simple, pour un niveau de bruit donné affectant la mesure de temps d'arrivée, nous comprenons intuitivement que l'intersection des zones d'incertitude de positionnement résultant de chacune des mesures est beaucoup plus « étalée » dans le cas où les références sont groupées.

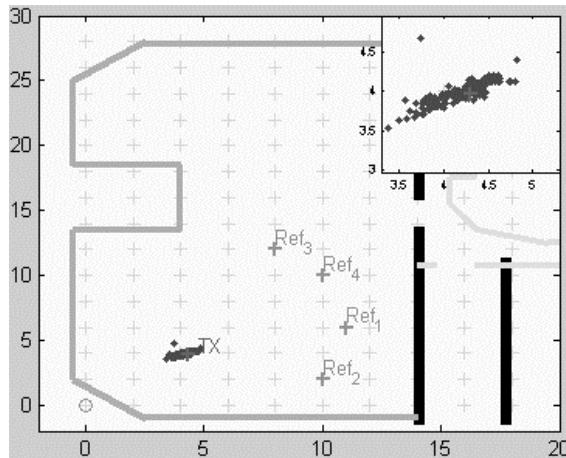


Figure 6 - 11 : Exemple de positions estimées d'un émetteur TX en (4,4)m avec l'algorithme LS-TSE, pour 4 antennes de référence Ref_i groupées en visibilité et un récepteur « idéal »

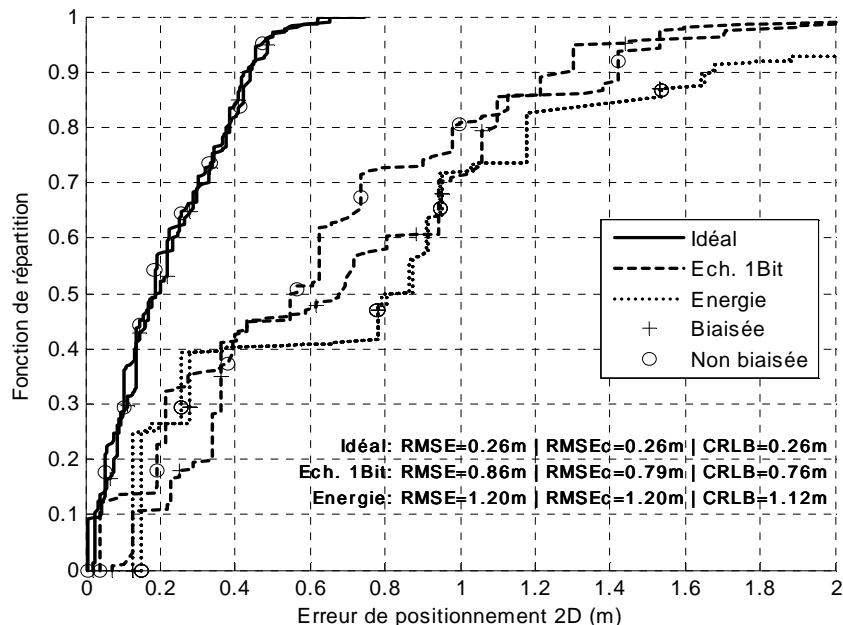


Figure 6 - 12 : Exemple de fonctions de répartition de l'erreur de positionnement obtenues avec l'algorithme LS-TSE pour un émetteur en (2,8)m, avec 4 antennes de référence Ref_i groupées en visibilité, en fonction du type de récepteur

6.4.2. Situations de non-visibilité

Dans un cas de non-visibilité sévère, par exemple lorsque 4 liaisons ULB sont simultanément concernées par la traversée d'un mur porteur dense (e.g. mur en béton armé sur la Figure 6 - 13), les positions estimées sont plus fréquemment biaisées que dans une situation de visibilité totale, et ce même pour le récepteur idéal (Figure 6 - 14, Figure 6 - 15). Aussi, nous avons pu relever dans ce cas la présence de biais positifs systématiques sur toutes les mesures de TOA. Vu des références, l'émetteur semble alors plus éloigné qu'il ne l'est réellement. D'autres résultats (non présentés ici) obtenus pour différentes configurations de test (e.g. avec une seule référence en visibilité) tendent à conforter l'idée

selon laquelle les situations de non-visibilité pénalisent globalement les techniques de radiolocalisation classiques, de par les biais qu'elles imposent sur les mesures de TOA/TDOA. Ce point justifie d'autant plus les efforts de modélisation de l'erreur sur les distances estimées (Chapitre 2) et la mise en œuvre de stratégies de positionnement plus adaptées à cette erreur (Chapitre 4 et 5).

Nous remarquons par ailleurs la bonne tenue du récepteur à échantillonnage direct, dont les performances tutoient même les performances du récepteur idéal dans ces conditions difficiles. Ce dernier point nous fait dire encore une fois qu'une telle architecture semble assez bien adapté au problème de détection d'un trajet direct faible dans le cadre de l'estimation des TOA/TDOA.

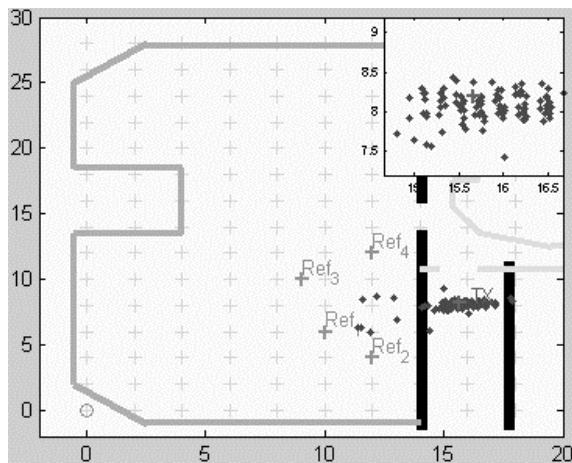
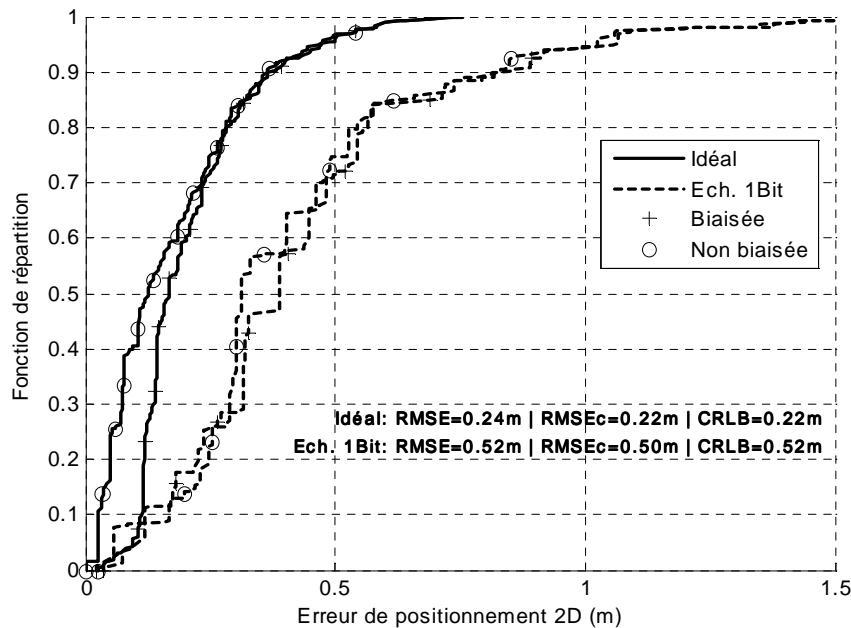
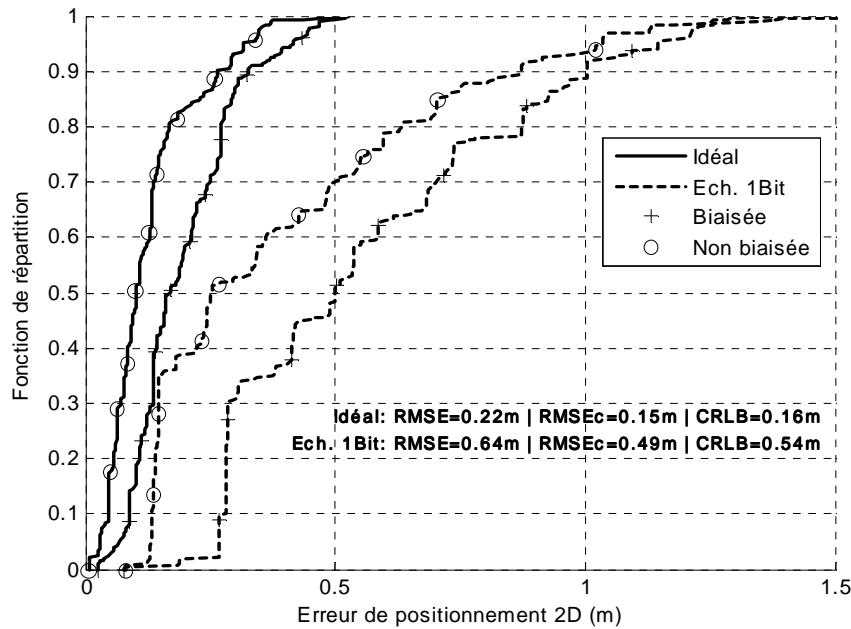


Figure 6 - 13 : Exemple de positions estimées d'un émetteur TX en (16,8)m avec l'algorithme LS-TSE, pour 4 antennes de référence Ref_i groupées en non-visibilité et un récepteur « à échantillonnage direct 2.5Gps – 1bit »



6.5. Conclusion

Dans ce dernier Chapitre, nous avons présenté quelques résultats expérimentaux obtenus à l'intérieur des bâtiments dans la bande basse [0.5:1.1]GHz. A cette occasion, deux architectures de récepteurs ULB ont été testées dans le cadre de l'estimation de différences de temps d'arrivée. Ces premiers résultats ont fait apparaître que des architectures à faible complexité, telles qu'une solution à échantillonnage direct et quantification sur 1 bit, étaient parfaitement viables pour le positionnement d'un émetteur ULB dans le cadre de stratégies OWR-TDOA.

Malgré tout, de nombreuses difficultés ont pu être mises en évidence grâce à ces expérimentations, comme par exemple la forte atténuation subie par le signal ou l'augmentation du temps de vol en situation de non-visibilité sévère (e.g. la traversée d'un mur porteur), l'importance de l'orientation et du rayonnement des antennes ou le déficit de sensibilité des solutions « non-cohérentes » à base de détection d'énergie pour des conditions de rapport signal à bruit défavorables.

Très prochainement, de nouvelles expérimentations devraient être conduites en milieu *indoor* (e.g. algorithmes de poursuite...) ainsi qu'en milieu enneigé (e.g. le positionnement d'un émetteur ULB enfoui). Il s'agira notamment de tester quelques-uns des algorithmes qui ont été décrits dans les Chapitres précédents. Par ailleurs, la réalisation de récepteurs ULB à base de composants discrets dans la bande basse est également envisagée à court terme, sur la base des observations formulées dans ce Chapitre.

6.6. Référence bibliographique du Chapitre 6

- [1] B. Denis, N. Daniele, J. Keignart, D. Bouix, “UWB Hand-set System and Positioning Algorithm for Localizing Avalanche Victims”, soumis à *EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special Issue on Wireless Location Technologies and Applications*
- [2] D. Helal, P. Rouzet, “STMicroelectronics Proposal for IEEE 802.15.3a Alt PHY”, *Proposition de couche physique 0313mP802-15* auprès des instances de normalisation du standard IEEE 802.15.3a, juillet 2003
- [3] D. Bouix, “Conception et Réalisation d’un Transceiver ULB Impulsionnel pour Application à la Localisation”, *Mémoire de fin d’études ingénieur CNAM/CEA-LETI*, Grenoble, novembre 2005
- [4] F. Demeestere, “Antenne Compacte pour la Transmission d’Impulsions Brèves”, *Mémoire de Diplôme de Recherche Technologique CEA-LETI*, Grenoble, septembre 2005
- [5] S. Dubouloz, M. Pelissier, B. Denis, M. Sambuq, L. Ouvry, “Energy Characteristics of UWB Channel Models Applied to System Design”, *IEEE International Conference on Ultra-wideband* Zurich, septembre 2005
- [6] Xiong Jin-yu, Wang Wei, Zhu Zhong-liang, “A New TDOA Location Technique Based on Taylor Series Expansion in Cellular Networks”, *IEEE PDCAT'2003*, Chengdu, pp. 378-381, août 2003
- [7] W. H. Foy, “Position-Location Solutions by Taylor Series Estimation”, in *IEEE Trans. on Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 42, no.8, pp.187-194, mars 1976

Conclusion et perspectives

"Tout ce qui est techniquement faisable doit être réalisé, que cette réalisation soit jugée bonne ou condamnable"

Dennis Gabor, Inventing the Future, 1964

"De tous les carrefours importants, le visage à la moustache noire vous fixait du regard. Il y en avait un sur le mur d'en face. BIG BROTHER VOUS REGARDE, répétait la légende, tandis que le regard des yeux noirs pénétrait les yeux de Winston [...] Mais les patrouilles n'avaient pas d'importance. Seule comptait la Police de la Pensée."

Georges Orwell, Nineteen Eighty-Four, 1950

Les travaux dont les résultats viennent de vous être présentés ont été réalisés au CEA/LETI (Grenoble), en collaboration avec STMicroelectronics/AST (Genève).

Au terme de cet exposé, les transmissions Ultra-Large Bande (ULB) nous apparaissent plus que jamais pertinentes pour assumer de nouvelles fonctionnalités de radiolocalisation au sein des réseaux de communication sans-fil.

Dans un premier temps, nous avons remarqué que la nature impulsionnelle et les propriétés intrinsèques des signaux ULB imposaient le choix de métriques de radiolocalisation en lien avec le temps de vol des signaux (e.g. temps d'arrivée ou différences de temps d'arrivée). Nous avons par ailleurs constaté que ce choix répondait de façon ontologique aux nouvelles exigences imposées par les schémas de communication (e.g. besoin d'une synchronisation de plus en plus fine des dispositifs, gestion de l'accès au *medium* dans des réseaux mobiles dépourvus d'infrastructure, etc.). L'aménagement de ces schémas « à moindre mal » devrait donc permettre d'assurer conjointement des fonctionnalités de communication numérique classiques et des fonctionnalités de localisation au sein des futurs réseaux sans-fil. Au-delà de ce constat général, nous avons montré qu'il était possible de mettre à profit, mieux que dans tout autre contexte bande-étroite, les nouvelles formes adoptées par ces réseaux (e.g. *ad hoc*). Ainsi, des procédures coopératives peuvent être mises en œuvre entre les nœuds pour la mesure précise des métriques de radiolocalisation de base (e.g. procédure TWR-TOA, Chapitre 1) et le positionnement (e.g. algorithme de positionnement distribué, Chapitre 4).

Nous avons ensuite cherché à souligner quelques-unes des difficultés majeures susceptibles d'être rencontrées par les dispositifs ULB réels dans un contexte d'estimation de temps d'arrivée. Typiquement, les environnements *indoor*, qui présentent des situations de non-visibilité et de multiples trajets, sont susceptibles d'introduire des biais significatifs sur les temps d'arrivée estimés (Chapitre 2). Ces biais sont principalement imputables à l'allongement du temps de vol des signaux (e.g. causé par de multiples transmissions à travers des obstacles), voire à une indisponibilité pure et simple du trajet direct conduisant à la sélection de trajets secondaires. Nous avons également vu qu'en raison des fortes atténuations subies en situation de non-visibilité, la détection d'impulsions unitaires (e.g. le premier trajet observable) pouvait s'avérer délicate, voire illusoire. Pour autant, nous avons ici fait le choix de mettre en avant des récepteurs ULB sous-optimaux et peu complexes, tels que le récepteur cohérent à échantillonnage direct sur un bit ou le récepteur non-cohérent à base de détection d'énergie (Chapitre 3). Si ces solutions semblent viables dans la majorité des cas envisagés, elles peuvent s'avérer concrètement impraticables dans certaines situations plus marginales. A titre d'exemple, la faible contribution énergétique associée aux premiers trajets observables pour des canaux extrêmement étalés en situation de non-visibilité donne lieu à des budgets de liaison exorbitants, et limite d'autant la portée des systèmes (i.e. réduite à quelques mètres). Le constat est d'autant plus sévère pour les stratégies non-cohérentes qui semblent alors souffrir d'un déficit de sensibilité. En tout état de cause, nous avons vu qu'il était toujours possible d'améliorer les performances de détection et/ou la portée des dispositifs en augmentant le nombre d'intégrations cohérentes ou d'accumulations non-cohérentes (dans les limites imposées par la norme, la technologie ou la régulation), ou en relâchant les contraintes sur la précision d'estimation du temps d'arrivée. Dès lors, qu'elles résultent de détections mal assurées ou d'un choix parfaitement délibéré, les erreurs -potentiellement

significatives- commises sur les temps d'arrivée estimés nous imposent de consentir à des efforts de modélisation supplémentaires, en proposant notamment des descriptions adaptées au type d'environnement rencontré. Par exemple, une modélisation statistique des erreurs semble s'imposer pour des milieux *indoor* multi-trajets complexes (e.g. caractérisation stochastique de biais dynamiques en situation de mobilité), quand une modélisation déterministe est plus raisonnablement envisageable dans le cas d'un environnement mono-trajet prédictible (e.g. trajet réfracté par le manteau neigeux dans un contexte de localisation ULB de victimes d'avalanches) (Chapitre 2).

Cette particularisation contextuelle des modèles d'erreur suggère elle-même la mise en œuvre de stratégies de positionnement ou de poursuite spécifiques. Aussi, nous avons pu nous convaincre du bien-fondé de l'introduction d'une forme de connaissance *a priori* plus complète pour la résolution des problèmes de positionnement (e.g. maximisation de la Log-vraisemblance conjointe des mesures de distance réalisées au sein d'un réseau au Chapitre 4) et de poursuite (e.g. traitement d'un bruit de biais intégrant la possibilité de transitions brusques par des techniques avancées de filtrage Bayésien au Chapitre 5). En pratique, il n'est pas toujours aisés de s'approprier une telle connaissance. Aussi, un compromis judicieux doit être trouvé pour garantir la représentativité et l'adaptabilité des modèles.

Une autre stratégie pertinente, découlant directement de la difficulté à détecter le premier trajet observable en réception, consiste à s'appuyer sur la diversité temporelle (s'entend « diversité multi-trajets ») autorisée par la couche physique de transmission ULB. En particulier, nous avons implicitement contesté l'idée reçue selon laquelle seul le premier trajet saurait être utile à la résolution du problème de localisation. De fait, en la matière, nous sentons bien que les outils algorithmiques les plus innovants (e.g. reconnaissance d'empruntes radio multi-trajets au Chapitre 4, poursuite du trajet le plus fort à l'aide d'outils de filtrages Bayésiens au Chapitre 5, principe de re-focalisation « acoustique » par retournement temporel, etc.) abondent dans le sens d'une exploitation des profils multi-trajets. Dans le cas d'environnements de propagation complexes, ces profils sont globalement signifiants, et caractéristiques de la géométrie des liaisons radio. Chaque trajet reçu, pour peu qu'il soit finement résolu, rend précisément compte d'un historique d'interactions particulier avec l'environnement. Nous comprenons alors d'autant mieux l'apport de la technologie ULB dans ce contexte. Ces techniques ouvrent également de nouvelles perspectives dans le domaine de la radio cognitive. Les bonnes propriétés de résolution des signaux ULB sont de nature à favoriser des techniques nouvelles de caractérisation et d'écoute d'environnement radio (e.g. cartographie d'environnement, etc.), et par conséquent, l'émergence de réseaux de communication intelligents, capables d'investir un environnement, de l'appréhender, puis de s'y adapter. Assurément, la capacité des dispositifs radio à se donner une représentation fiable du monde qui les entoure constituera le prochain enjeu stratégique pour les réseaux sans-fil (e.g. prévision des situations de non-visibilité, position des obstacles, localisation d'émetteurs/récepteurs distants, perturbation du canal liée à une intrusion, etc.). Gageons que la technologie ULB saura alors tenir un rôle de choix pour ces nouvelles applications.

Reste que la mise à disposition d'informations précises de localisation n'est pas sans poser certaines questions d'ordre éthique, et ce, même si elle procède indiscutablement d'intentions louables (meilleure ergonomie des systèmes, sécurité accrue, secours aux personnes vulnérables, etc.). Sans

rentrer plus avant dans un débat moralement connoté, il conviendrait néanmoins d'engager une réflexion sérieuse sur les implications d'un « tout technologique » trop intrusif, notamment afin de se prémunir efficacement contre d'éventuelles dérives mercantiles (e.g. propositions commerciales topo-dépendantes intempestives dans les centres commerciaux, etc.), voire « politiques ». Directement en prise avec les applications que nous venons d'envisager, nous pourrions par exemple faire état de tentatives récentes visant à définir des critères de normalité à partir de l'exploitation du suivi de trajectoires (définition de canons ou d'archétypes, ritualisation des usages, etc.).

En forme d'aparté final, il est assez plaisant de noter que l'industrie de la radio, à l'exemple de nombreux autres domaines de l'activité humaine, redécouvre dans ses réalisations les plus abouties comme les échos lointains à des concepts originels fondamentaux. Si les frêles étincelles de H. R. Hertz couvraient dès la fin du dix-neuvième siècle une très large gamme de fréquences radio pour vérifier les théories de J. Maxwell, elles trouvent peut-être avec les transmissions ULB leur résurgence naturelle dans le monde moderne des réseaux sans-fil. Par ailleurs, la course éreintante à l'optimalité semble inéluctablement trouver son terme dans la conformation aux expressions naturelles. Typiquement, les futurs réseaux distribués et non-coordonnés *ad hoc*, en s'appuyant sur la transmission de signaux impulsifs, tendent à reproduire le modèle biologique des communications neuronales. Une similitude aussi singulière ne saurait relever d'une stricte contingence. Aussi, nous conclurons en présageant du fait que les futures avancées technologiques seront le plus souvent réduites au mimétisme.

Annexes

Annexe 1 : Temps de vol estimé dans la stratégie TWR-TOA

Nous commençons par rappeler la relation (Eq. 1 - 14), qui lit le temps $T_{Mesuré}$ « perçu », temps « mesuré » par un dispositif doté d'une horloge réelle oscillant à la fréquence $(1 + \Delta)f_0 = \varepsilon f_0$, et le temps $T_{Réel}$ « effectivement » écoulé pendant cette mesure, exprimé comme le temps qui serait mesuré par une horloge idéale oscillant à la fréquence f_0 :

$$T_{Réel} = T_{Mesuré} \frac{1}{1 + \Delta} = T_{Mesuré} \frac{1}{\varepsilon} \quad (\text{Eq. A - 1})$$

Nous rappelons ensuite que conformément à la relation (Eq. 1 - 4), un nœud i instigateur d'une stratégie TWR-TOA, mesure le temps de vol τ en formant :

$$\tilde{\tau}_{ij} = \frac{1}{2} (\tilde{T}_{i,1} - \tilde{T}_{i,0} - T_R) \quad (\text{Eq. A - 2})$$

Toujours d'après la relation (Eq. 1 - 14), le nœud j qui lui répond « perçoit » son délai de réponse comme (en battant un nombre de cycles conforme à la valeur attendue pour T_R) :

$$\tilde{T}_{R,j} = \tilde{T}_{j,1} - \tilde{T}_{j,0} = T_R \quad (\text{Eq. A - 3})$$

Si u_j est l'incertitude affectant la mesure de temps d'arrivée réalisée par le nœud j pour la réception de la requête émanant du nœud i , le temps « effectivement écoulé » entre l'instant de réception de la requête et l'émission de la réponse est alors construit comme :

$$\frac{T_R}{\varepsilon_j} + u_j \quad (\text{Eq. A - 4})$$

En conséquence, si u_i est l'incertitude affectant la mesure de temps d'arrivée réalisée par le nœud i pour la réception de la réponse provenant du nœud j , le temps « effectivement écoulé » entre l'émission de la requête et la réception de la réponse peut s'exprimer comme :

$$2\tau + \frac{T_R}{\varepsilon_j} + u_j + u_i \quad (\text{Eq. A - 5})$$

D'après (Eq. A - 1), cette même durée sera « perçue » par le nœud i comme :

$$\left(2\tau + \frac{T_R}{\varepsilon_j} + u_j + u_i \right) \varepsilon_i \quad (\text{Eq. A - 6})$$

Après déduction du délai théorique de réponse T_R et division pour obtenir une seule fois le temps de vol, l'estimée finale de ce dernier devient :

$$\begin{aligned}
 \tilde{\tau}_{ij} &= \frac{1}{2} \left(\left(2\tau + \frac{T_R}{\varepsilon_j} + u_i + u_j \right) \varepsilon_i - T_R \right) \\
 &= \varepsilon_i \tau + \frac{T_R}{2} \left(\frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_j} - 1 \right) + \frac{\varepsilon_i}{2} (u_i + u_j) \\
 &= \varepsilon_i \tau + \frac{T_R}{2} (\gamma_{ij} - 1) + \frac{\varepsilon_i}{2} (u_i + u_j)
 \end{aligned} \tag{Eq. A - 7}$$

avec γ_{ij} le rapport des horloges

$$\gamma_{ij} = \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_j} \tag{Eq. A - 8}$$

Annexe 2 : Temps de vol estimé dans la stratégie DTE-TOA

Conformément aux relations (Eq. 1 - 31) pour la stratégie DTE-TWR et (Eq. A - 6) pour une stratégie TWR-TOA classique, on peut exprimer l'estimée du temps de vol comme :

$$\begin{aligned}\tilde{\tau}_{ij} &= \left(\tilde{T}_{i,1}^{(0)} - \tilde{T}_{i,0}^{(0)} \right) - \frac{1}{2} \left(\tilde{T}_{i,1}^{(1)} - \tilde{T}_{i,0}^{(1)} \right) \\ &= \left(2\tau + \frac{T_R}{\varepsilon_j} + u_i^{(0)} + u_j^{(0)} \right) \varepsilon_i - \frac{1}{2} \left(2\tau + \frac{2T_R}{\varepsilon_j} + u_i^{(1)} + u_j^{(1)} \right) \varepsilon_i \quad (\text{Eq. A - 9}) \\ &= \varepsilon_i \tau + \varepsilon_i \left(u_i^{(0)} + u_j^{(0)} - \frac{1}{2} (u_i^{(1)} + u_j^{(1)}) \right)\end{aligned}$$

Annexe 3 : Inversion de l'estimée du rapport des horloges

En inversant la relation (Eq. 1 - 23) établissant l'expression du rapport des horloges estimé $\hat{\gamma}_{ij}$ entre les nœuds i et j , on aboutit à:

$$\hat{\gamma}_{ij}^{-1} = \gamma_{ij}^{-1} \left(1 - \frac{u'}{\gamma_{ij} + u'} \right) \quad (\text{Eq. A - 10})$$

où $u' = \frac{\epsilon_i}{T_C} (u_{i,0}^{(C)} + u_{i,1}^{(C)})$, $u_{i,0}^{(C)}$ et $u_{i,1}^{(C)}$ sont les incertitudes affectant les deux instants de détection

associés à la mesure du délai de comparaison théorique T_R .

En utilisant alors un développement limité pour le terme entre parenthèses dans (Eq. A - 10) :

$$\hat{\gamma}_{ij}^{-1} = \gamma_{ij}^{-1} \left(1 - \sum_k (-1)^{k-1} \left(\frac{u'}{\gamma_{ij}} \right)^k \right) \quad (\text{Eq. A - 11})$$

avec une contrainte supplémentaire pour les termes impliqués dans la série, qui doivent être inférieurs à 1 pour assurer la convergence de la série.

Sous une hypothèse gaussienne centrée pour le bruit de détection u , on aboutit à une condition probabiliste :

$$P\left[\left|\frac{u'}{\gamma_{ij}}\right| < 1\right] = \operatorname{erf}\left(\frac{T_C}{2\sigma_u \epsilon_j}\right) \rightarrow 1.0 \Rightarrow T_C \gg 2\sigma_u \epsilon_j \quad (\text{Eq. A - 12})$$

En fin de compte, si T_C est suffisamment grand devant l'amplitude du bruit de détection, on peut raisonnablement adopter l'approximation pour $\hat{\gamma}_{ij}^{-1}$:

$$\hat{\gamma}_{ij}^{-1} = \gamma_{ij}^{-1} - u' + o(u'^2) \quad (\text{Eq. A - 13})$$

avec une distribution gaussienne et centrée en première approximation, et les mêmes propriétés statistiques que pour $\hat{\gamma}_{ij}$.

Annexe 4 : Technique haute-résolution de post-traitement de mesures fréquentielles à bande limitée

Le signal fréquentiel obtenu à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau ou VNA (pour *Vector Network Analyser*) peut être vu comme une fonction de transfert discrétisée et confinée à la bande de mesure Δf ([1]). Or, dans un contexte ULB, il est souvent beaucoup plus judicieux de se donner une représentation temporelle du canal. Aussi, l'application directe d'un algorithme de transformée de Fourier discrète inverse, tel que la Transformation de Fourier Rapide Inverse TFRI ou IFFT (pour *Inverse Fast Fourier Transform*), permet facilement de transposer les signaux issus de mesures fréquentielles dans le domaine dual temporel. Cette méthode, parfois désignée comme une transformation complexe en bande de base, est un outil d'analyse temporelle très répandu dans le cadre de sondages fréquentiels ([2]), et qui plus est, un outil souvent proposé par défaut dans les appareils de mesure de type VNA. Toutefois, si le signal fréquentiel initial de mesure comprend bel et bien une information de phase utile, la représentation temporelle obtenue après application d'une IFFT est difficile à exploiter en l'état, puisqu'elle n'offre plus aucune information de polarité concernant les trajets, mais seulement l'enveloppe d'un signal temporel complexe. De plus, compte tenu de la limitation de la bande fréquentielle de mesure, la résolution temporelle associée peut s'avérer d'assez piétre qualité, ce qui constitue un autre point particulièrement pénalisant dans notre contexte ULB. En conséquence, pour des environnements ULB denses en multi-trajets, des composantes proches les unes des autres ne peuvent être résolues et/ou seront improprement représentées. Enfin, cette technique jouit d'une faible précision temporelle, c'est à dire une capacité à déterminer précisément le temps d'arrivée des trajets unitaires, indépendamment de la résolution. Bien que le problème de résolution soit intrinsèquement lié à la bande de mesure et qu'il ne puisse être traité directement, nous proposons d'améliorer la précision en temps (et en amplitude) pour une représentation plus pertinente des réponses de canaux.

Dans ce contexte, la méthode proposée ici ([3]) ne prétend absolument pas être révolutionnaire, mais présente sous la forme d'une approche systématique et pratique des techniques héritée du domaine de l'analyse spectrale. La méthode proposée permet ainsi de faciliter l'exploitation des mesures fréquentielles à bande limitée dans le contexte ULB, et de se donner avec une bonne précision temporelle pour une image de la réponse « impulsionale » présumée du canal:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (\text{Eq. A - 14})$$

où L , α_l et τ_l représentent respectivement le nombre, les amplitudes et les temps d'arrivées des trajets.

Dans un premier temps, la méthode s'appuie sur une reconstruction passe-bande hermitienne du signal ou PHR (pour *Passband Hermitian Reconstruction*). L'idée très simple qui préside à cette

reconstruction, et qui est souvent mise à profit dans des approches synthétiques ([4]), s'appuie sur le fait qu'un signal temporel réel est doté d'un spectre fréquentiel hermitien et symétrique. Le signal passe-bande est donc obtenu à partir des mesures complexes $R_{VNA}(f)$, en forçant à zéro les composantes fréquentielles depuis le continu jusqu'à la fréquence basse de mesure, et au-delà de la fréquence haute de mesure (i.e. jusqu'à une fréquence arbitrairement haute) :

$$R_{VNA}(f) = R(f) \cdot \text{rect}\left(\frac{f - f_c}{\Delta f}\right) \quad (\text{Eq. A - 15})$$

où $R(f)$ est la fonction de transfert du canal de réponse impulsionnelle $r(t)$, Δf et f_c respectivement la bande et la fréquence centrale de mesure, et $\text{rect}(\cdot)$ la fonction porte centrée.

Dès lors, une version symétrique conjuguée de la partie positive du spectre est ajoutée aux fréquences négatives, donnant lieu au signal complet :

$$R_{HR}(f) = R_{VNA}(f) + R_{VNA}^*(-f) \quad (\text{Eq. A - 16})$$

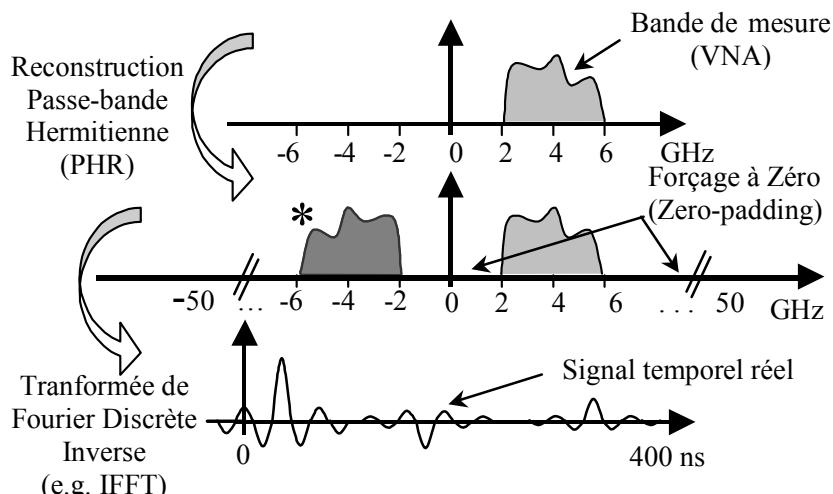


Figure A - 1 : Reconstruction Passe-bande Hermitienne ou PHR (pour *Passband Hermitian Reconstruction*)

Contrairement à la méthode en bande de base, l'application d'une transformée de Fourier inverse (en pratique, une transformée de Fourier discrète telle qu'un algorithme de IFFT) donne maintenant lieu au signal temporel réel :

$$r_{HR}(t) = \text{TF}^{-1}[R_{HR}(f)] \quad (\text{Eq. A - 17})$$

Ce signal reconstruit est maintenant directement représentatif, en termes d'amplitude et de polarité, de la réponse impulsionnelle de canal mesurée par le VNA dans la bande Δf . De plus, la précision temporelle de cette représentation est arbitrairement beaucoup plus fine que dans le cas de la méthode en bande de base, grâce à l'opération de forçage à zéro des composantes fréquentielles pratiquée au-

delà de la bande de mesure. Cette réponse peut être vue comme le résultat de la convolution entre une suite de Diracs pondérés avec un sinus cardinal $s_{HR}(t)$ modulé par un cosinus oscillant à la fréquence centrale de la bande de mesure:

$$s_{HR}(t) = TF^{-1} \left[rect\left(\frac{f - f_c}{\Delta f}\right) + rect\left(\frac{f + f_c}{\Delta f}\right) \right] \quad (\text{Eq. A - 18})$$

En d'autres termes, $r_{HR}(t)$ peut très bien être modélisé comme :

$$r_{HR}(t) = s_{HR}(t) * \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) + n_{HR}(t) \quad (\text{Eq. A - 19})$$

où $n_{HR}(t)$ est un bruit gaussien résiduel dans la bande de mesure obtenu après reconstruction passe-bande hermitienne.

A ce stade de résolution du problème, nous rappelons que nous souhaitons retrouver les trajets initiaux modélisés comme une suite de Dirac pondérés de (Eq. A - 14). Un obstacle majeur à l'obtention directe de $r(t)$ réside dans la relative complexité des formes d'onde temporelles observées après reconstruction passe-bande hermitienne, principalement en raison de la superposition de multiples lobes des sinus cardinaux. Par ailleurs, il est nécessaire de souligner que la suite de Dirac attendue ne peut correspondre *stricto sensu* au motif idéal « à bande infinie », mais plutôt au motif « vu dans la bande de mesure », tout spécialement dans le cas de collisions fréquentes entre trajets sur des profils denses. Nous envisageons donc une seconde étape de post-traitement.

La déconvolution directe de $s_{HR}(t)$ à partir de $r_{HR}(t)$ (e.g. en effectuant un rapport des signaux fréquentiels) est une tâche souvent délicate à réaliser, en raison des fortes instabilités pouvant survenir lors d'inversions matricielles. Une technique plus stable et plus facile à mettre en œuvre consiste à utiliser un algorithme d'estimation basé sur la réalisation du critère du *Maximum de Vraisemblance* (MV) ou *Maximum Likelihood* (ML). Il peut être facilement montré que sous l'hypothèse d'un bruit additif gaussien le critère du *maximum de vraisemblance* se résume au critère des moindres carrés (ou LS pour *Least Squares*). Dans la solution proposée, dite à Maximum de Vraisemblance Fréquentielle (MVF) ou FDML pour *Frequency Domain Maximum Likelihood*, une optimisation au sens des moindres carrés est directement réalisée dans le domaine fréquentiel à partir des données issues de la mesure VNA. Cette optimisation est alors menée conjointement sur les parties réelles et imaginaires, de manière à réaliser le critère des moindres carrés sur les deux voies de mesure (en phase, et en quadrature) simultanément. Nous supposons par ailleurs que les échantillons produits sur chacune de ces voies sont affectés par des bruits indépendants.

La solution décrite nécessite de disposer d'un modèle *a priori*. Nous considérons donc, en l'absence de fenêtrage spécifique lors de la mesure, que le signal fréquentiel complexe mesuré dans la bande est de la forme :

$$R_{VNA}(f) = \text{rect}\left(\frac{f - fc}{\Delta f}\right) \left(\sum_{n=1}^N \alpha_n e^{-j2\pi f \hat{\tau}_n} \right) + N_{VNA}(f) \quad (\text{Eq. A - 20})$$

où $N_{VNA}(f)$ est un bruit gaussien complexe.

D'un point de vue très pratique, l'algorithme proposé autorise une précision temporelle théoriquement infinie (à la précision machine près) puisque l'optimisation est réalisée pour les amplitudes et les temps d'arrivée sur des plages continues, contrairement à une approche purement temporelle, pour laquelle la précision sur les temps d'arrivée serait tributaire du forçage à zéro réalisé sur les composantes fréquentielles au-delà de la bande de mesure lors de la reconstruction passe-bande hermitienne. Un autre avantage réside dans le fait que l'optimisation est réalisée sur un nombre réduit d'échantillons (i.e. le nombre de points de mesure).

Toutefois, une reconstruction passe-bande hermitienne préalable, et donc un passage dans le domaine temps, permet d'alimenter la procédure d'optimisation fréquentielle avec des conditions initiales suffisamment viables¹ et proches de l'*optimum* à chaque nouveau trajet détecté. En considérant que $r_{HR}(t)$ est normalisé par rapport à l'amplitude du trajet détecté à la première itération α_1 (idéalement, le plus fort trajet) juste avant la troncature de son spectre, et que les trajets sont triés par ordre décroissant d'amplitude (i.e. $\alpha_1 > \alpha_2 \dots > \alpha_{L'}$), l'algorithme complet, directement inspiré de [5], peut être décrit comme suit :

i) $n=1$,

$$\hat{\tau}_{1,1} = \arg \max_{\tilde{\tau} \in [0, T_{obs}]} \int_0^{T_{obs}} r_{HR}(t) \cdot s_{HR}(t - \tilde{\tau}) dt \quad \text{et} \quad \hat{\alpha}_{1,1} = \int_0^{T_{obs}} r_{HR}(t) \cdot s_{HR}(t - \hat{\tau}_{1,1}) dt$$

ii) $n=n+1$,

$$R'_{VNA,n}(f) = \left(\sum_{i=1}^{n-1} \hat{\alpha}_{n-1,i} e^{-j2\pi f \hat{\tau}_{n-1,i}} \right) \text{rect}\left(\frac{f - fc}{\Delta f}\right)$$

$$R'_{HR,n}(f) = R'_{VNA,n}(f) + {R'_{VNA,n}}^*(-f)$$

$$r'_{HR,n}(t) = TF^{-1}[R_{HR}(f) - R'_{HR}(f)]$$

¹Lorsque le nombre de trajets devient significatif, les procédures d'optimisation non-linéaires mises en œuvre deviennent en effet particulièrement sensibles aux conditions initiales, et peuvent facilement diverger.

$$\tau_{init,n} = \arg \max_{\tilde{\tau}} \int_0^{Tobs} r'_{HR,n}(t) \cdot s_{HR}(t - \tilde{\tau}) dt$$

$$\alpha_{init,n} = \int_0^{Tobs} r'_{HR}(t) \cdot s_{HR}(t - \tau_{init,n}) dt$$

On utilise ensuite la condition initiale $(\hat{\alpha}_{n-1,1} \dots \hat{\alpha}_{n-1,n-1}, \alpha_{init,n}, \hat{\tau}_{n-1,1} \dots \hat{\tau}_{n-1,n-1}, \tau_{init,n})$ pour mener à bien la phase d'optimisation non-linéaire :

$$(\hat{\alpha}_{n,1} \dots \hat{\alpha}_{n,n}, \hat{\tau}_{n,1} \dots \hat{\tau}_{n,n}) = \arg \min_{\substack{(\hat{\alpha}_1 \dots \hat{\alpha}_n, \hat{\tau}_1 \dots \hat{\tau}_n) \\ \hat{\tau}_1 \dots \hat{\tau}_n \in [0, T_{obs}]}} \left(\int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \Re^2(D_n(f)) + \Im^2(D_n(f)) df \right)$$

avec $D_n(f) = R_{VNA}(f) - \sum_{i=1}^n \hat{\alpha}_i e^{-j2\pi f \hat{\tau}_i}$, $\Re(\cdot)$ et $\Im(\cdot)$ les parties réelles et imaginaires.

iii) si $|\hat{\alpha}_{n,n}| \geq A$, où A est un seuil de détection sur l'amplitude en relation avec l'amplitude du premier trajet détecté, alors on retourne à l'étape ii). Le cas échéant, on passe à l'étape suivante.

iv) La procédure prend fin avec les trajets et les amplitudes estimés : $(\hat{\alpha}_{n-1,1} \dots \hat{\alpha}_{n-1,n-1}, \hat{\tau}_{n-1,1} \dots \hat{\tau}_{n-1,n-1})$

Les performances de cet algorithme sont très largement tributaires de la règle d'arrêt $|\hat{\alpha}_{nn}| \geq A$. Une étude spécifique portant sur la densité de probabilité de l'amplitude du trajet le plus fort relativement aux conditions de rapport signal à bruit serait idéalement requise pour positionner le seuil de manière optimale. Cependant, par soucis de simplicité, en considérant que les fausses alarmes sont nettement plus pénalisantes que les detections manquées dans notre contexte d'estimation « en vue d'une modélisation » de canal, le seuil peut être placé de manière à garantir un taux de fausse alarme donné. Typiquement, il est possible de déterminer la probabilité marginale pour un échantillon exclusivement bruité d'excéder le seuil de détection, après estimation du bruit sur une zone « maîtrisée² » du signal temporel.

D'autres stratégies plus abouties, pourraient s'appuyer sur le calcul de probabilités conjointes en fonction de la taille de la fenêtre d'observation sous certaines hypothèses de décorrélation du bruit ou encore sur des tests de gaussianité portant sur le signal résiduel obtenu après déduction des trajets déjà estimés à partir des mesures.

Une description plus complète de l'algorithme proposé, des exemples de post-traitement de mesures ULB fréquentielles, les résultats obtenus sur des canaux synthétiques peu denses, ainsi que des

²Pour chacune des mesures, la distance entre l'émetteur et le récepteur étant connue, il est possible de réservé une portion de la réponse temporelle avant l'arrivée des trajets exclusivement affectée par du bruit.

propositions d'amélioration de la résolution initiale de mesure pour résoudre les cas de collision, sont fournis en ([3]).

Annexe 5 : Densité de probabilité conditionnelle des distances mesurées

Nous commençons par rappeler que la distance « radio » \bar{D} est une variable aléatoire conditionnée à la distance « géométrique » D et à la configuration de canal C . Cette variable aléatoire a pour densité de probabilité conditionnelle :

$$p_{\bar{D}/D,C}[\bar{d}/d,c] = W_{G_c} \frac{1}{d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_c} e^{-\frac{(\bar{d}-d)^2}{2\sigma_c^2}} + W_{E_c} \frac{1_{\{\bar{d} \geq d\}}}{d} \lambda_c e^{-\lambda_c \left(\frac{\bar{d}}{d}-1\right)} \quad (\text{Eq. A - 21})$$

Nous rappelons également que la distance « mesurée » peut alors être construite comme la somme d'une distance radio et d'un terme de bruit N gaussien centré :

$$\tilde{D} = \bar{D} + N \quad (\text{Eq. A - 22})$$

En supposant l'indépendance statistique des variables \bar{D} et N ainsi que l'indépendance de N vis-à-vis de D et C , nous calculons alors d'après [6] la densité de probabilité conditionnelle de la variable \tilde{D} comme le produit de convolution :

$$\begin{aligned} p_{\tilde{D}/D,C}(\tilde{d}/d,c) &= p_{\bar{D}/D,C}(\tilde{d}) * p_N(\tilde{d}) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} p_{\bar{D}/D,C}(t) p_N(\tilde{d} - t) dt \\ &= W_{G_c} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{d \sqrt{2\pi}\sigma_c} \exp\left(-\frac{(t-d)^2}{2(\sigma_c d)^2}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(\tilde{d}-t)^2}{2\sigma_n^2}\right) dt \quad (\text{Eq. A - 23}) \\ &\quad + W_{E_c} \int_0^{+\infty} \frac{\lambda}{d} \exp\left(-\frac{\lambda(t-d)}{d}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(\tilde{d}-t)^2}{2\sigma_n^2}\right) dt \\ &= W_{G_c} I_{G_c} + W_{E_c} I_{E_c} \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned} I_{G_c} &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{d \sqrt{2\pi}\sigma_c} \exp\left(-\frac{(t-d)^2}{2(\sigma_c d)^2}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(\tilde{d}-t)^2}{2\sigma_n^2}\right) dt \\ &= D_{G_c} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\left(A_{G_c} t^2 + B_{G_c} t + C_{G_c}\right)\right) dt \quad (\text{Eq. A - 24}) \end{aligned}$$

où

$$A_{G_C} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_n^2} + \frac{1}{d^2 \sigma_C^2} \right) \quad (\text{Eq. A - 25})$$

$$B_{G_C} = \frac{(d - \tilde{d})}{\sigma_n^2} \quad (\text{Eq. A - 26})$$

$$C_{G_C} = \frac{(d - \tilde{d})^2}{2\sigma_n^2} \quad (\text{Eq. A - 27})$$

$$D_{G_C} = \frac{1}{2\pi d \sigma_C \sigma_n} \quad (\text{Eq. A - 28})$$

et

$$\begin{aligned} I_{E_C} &= \int_0^\infty \frac{\lambda}{d} \exp\left(-\frac{\lambda(t-d)}{d}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left(-\frac{(\tilde{d}-t)^2}{2\sigma_n^2}\right) dt \\ &= 2D_{E_C} \int_0^\infty \exp\left(-\left(A_{E_C} t^2 + B_{E_C} t + C_{E_C}\right)\right) dt \end{aligned} \quad (\text{Eq. A - 29})$$

où

$$A_{E_C} = \frac{1}{2\sigma_n^2} \quad (\text{Eq. A - 30})$$

$$B_{E_C} = \frac{(d - \tilde{d})}{\sigma_n^2} + \frac{\lambda_C}{d} \quad (\text{Eq. A - 31})$$

$$C_{E_C} = \frac{(d - \tilde{d})^2}{2\sigma_n^2} \quad (\text{Eq. A - 32})$$

$$D_{E_C} = \frac{\lambda_C}{2\sqrt{2\pi} d \sigma_n} \quad (\text{Eq. A - 33})$$

Nous utilisons à ce stade des résultats bien connus concernant le calcul des intégrales définies (Eq. A - 24) et (Eq. A - 29) pour écrire:

$$I_{G_C} = D_{G_C} \sqrt{\frac{\pi}{A_{G_C}}} \exp\left(\frac{B_{G_C}^2 - 4A_{G_C}C_{G_C}}{4A_{G_C}}\right) \quad (\text{Eq. A - 34})$$

$$I_{E_C} = D_{E_C} \sqrt{\frac{\pi}{A_{E_C}}} \exp\left(\frac{B_{E_C}^2 - 4A_{E_C}C_{E_C}}{4A_{E_C}}\right) erfc\left(\frac{B_{E_C}}{2\sqrt{A_{E_C}}}\right) \quad (\text{Eq. A - 35})$$

Au final, à partir de (Eq. A - 23), (Eq. A - 34) et (Eq. A - 35), nous écrivons:

$$\begin{aligned}
p_{\tilde{D}/D,C}[\tilde{d}/d,c] = & W_{G_c} D_{G_c} \sqrt{\frac{\pi}{A_{G_c}}} \exp\left(\frac{B_{G_c}^2 - 4A_{G_c}C_{G_c}}{4A_{G_c}}\right) + \\
& W_{E_c} D_{E_c} \sqrt{\frac{\pi}{A_{E_c}}} \exp\left(\frac{B_{E_c}^2 - 4A_{E_c}C_{E_c}}{4A_{E_c}}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{B_{E_c}}{2\sqrt{A_{E_c}}}\right)
\end{aligned} \quad (\text{Eq. A - 36})$$

Annexe 6 : Connectivité moyenne au sein d'un réseau *ad hoc* pour des coordonnées de nœuds uniformément distribuées

Considérons le cas où les nœuds d'un réseau *ad hoc* sont aléatoirement distribués dans le plan, sur une zone rectangulaire définie par $A = \{(x, y) / x \in [0, Z_x], y \in [0, Z_y]\}$. Les coordonnées cartésiennes peuvent par exemple être choisies comme des variables aléatoires uniformément réparties, respectivement sur les supports $[0, Z_x]$ et $[0, Z_y]$. Sans trop particulariser, nous posons dès maintenant $Z_x = Z_y = Z$. Dès lors, si les coordonnées X_i, X_j, Y_i, Y_j associées aux nœuds N_i et N_j sont uniformément distribués sur $[0, Z]$, les nouvelles variables $X_{ij} = X_i - X_j$ et $Y_{ij} = Y_i - Y_j$ suivent toutes deux la loi :

$$p_{X_{ij}}(x_{ij}) = \begin{cases} -\frac{|x_{ij}|}{Z^2} + \frac{1}{Z}, & |x_{ij}| \leq Z \\ 0, & |x_{ij}| > Z \end{cases} \quad (\text{Eq. A - 37})$$

or d'après [6], les variables $X_S = X_{ij}^2$ et $Y_S = Y_{ij}^2$ suivent la loi :

$$p_{X_S}(x_S) = \frac{1}{2\sqrt{x_S}} (p_{X_{ij}}(\sqrt{x_S}) + p_{X_{ij}}(-\sqrt{x_S})) \quad x_S > 0 \quad (\text{Eq. A - 38})$$

ou encore, en utilisant (Eq. A - 37)

$$p_{X_S}(x_S) = \begin{cases} \frac{p_{X_{ij}}(\sqrt{x_S})}{\sqrt{x_S}} = \frac{1}{Z\sqrt{x_S}} - \frac{1}{Z^2}, & 0 < x_S \leq Z^2 \\ 0, & x_S > Z^2 \end{cases} \quad (\text{Eq. A - 39})$$

D'après [6], compte tenu de l'indépendance statistique des variables X_{ij}^2 et Y_{ij}^2 , $D_S = X_{ij}^2 + Y_{ij}^2$ suit la loi :

$$p_{D_S}(d_S) = p_{X_{ij}}(d_S) * p_{Y_{ij}}(d_S) = (p_{X_{ij}} * p_{Y_{ij}})(d_S) = \int_{-\infty}^{+\infty} p_{X_{ij}}(t)p_{Y_{ij}}(d_S - t)dt \quad (\text{Eq. A - 40})$$

où $*$ est l'opérateur du produit de convolution.

$$p_{D_S}(d_S) = \int_{-\infty}^{+\infty} p_{X_{ij}}(t)p_{Y_{ij}}(d_S - t)dt \quad (\text{Eq. A - 41})$$

$$p_{D_s}(d_s) = \begin{cases} \int_0^{d_s} \frac{1}{Z^2 \sqrt{t(d_s-t)}} - \frac{1}{Z^3 \sqrt{t}} - \frac{1}{Z^3 \sqrt{d_s-t}} + \frac{1}{Z^4} dt, & 0 \leq d_s \leq Z^2 \\ \int_{d_s-Z^2}^{Z^2} \frac{1}{Z^2 \sqrt{t(d_s-t)}} - \frac{1}{Z^3 \sqrt{t}} - \frac{1}{Z^3 \sqrt{d_s-t}} + \frac{1}{Z^4} dt, & Z^2 < d_s < 2Z^2 \end{cases} \quad (\text{Eq. A - 42})$$

$$p_{D_s}(d_s) = \begin{cases} \frac{1}{Z^2} \left[-\sin^{-1} \left(\frac{-2t+d_s}{d_s} \right) \right]_0^{d_s} - \frac{1}{Z^3} [-2\sqrt{t}]_0^{d_s} - \frac{1}{Z^3} [-2\sqrt{d_s-t}]_0^{d_s} + \frac{1}{Z^4} [t]_0^{d_s}, & 0 \leq d_s \leq Z^2 \\ \frac{1}{Z^2} \left[-\sin^{-1} \left(\frac{-2t+d_s}{d_s} \right) \right]_{d_s-Z^2}^{Z^2} - \frac{1}{Z^3} [-2\sqrt{t}]_{d_s-Z^2}^{Z^2} - \frac{1}{Z^3} [-2\sqrt{d_s-t}]_{d_s-Z^2}^{Z^2} + \frac{1}{Z^4} [t]_{d_s-Z^2}^{Z^2}, & Z^2 < d_s < 2Z^2 \end{cases} \quad (\text{Eq. A - 43})$$

$$p_{D_s}(d_s) = \begin{cases} \frac{1}{Z^2} \left(\frac{d_s}{Z^2} - \frac{4\sqrt{d_s}}{Z} + \pi \right), & 0 < d_s < Z^2 \\ \frac{1}{Z^2} \left(\frac{(2Z^2-d_s)}{Z^2} - \frac{4(Z-\sqrt{d_s-Z^2})}{Z} + 2\sin^{-1} \left(\frac{2Z^2-d_s}{d_s} \right) \right), & Z^2 < d_s < 2Z^2 \end{cases} \quad (\text{Eq. A - 44})$$

Toujours d'après [6], la variable $D = \sqrt{(X_i - X_j)^2 + (Y_i - Y_j)^2} = \sqrt{X_{ij}^2 + Y_{ij}^2} = \sqrt{D_s}$ suit la loi :

$$p_D(d) = p_{D_s}(d^2) 2d \quad (\text{Eq. A - 45})$$

ou encore

$$p_D(d) = \begin{cases} \frac{2d}{Z^2} \left(\frac{d^2}{Z^2} - \frac{4d}{Z} + \pi \right), & 0 < d < Z \\ \frac{2d}{Z^2} \left(\frac{(2Z^2-d^2)}{Z^2} - \frac{4(Z-\sqrt{d^2-Z^2})}{Z} + 2\sin^{-1} \left(\frac{2Z^2-d^2}{d^2} \right) \right), & Z < d < \sqrt{2}Z \end{cases} \quad (\text{Eq. A - 46})$$

Dans un réseau comprenant N nœuds, on exprime la connectivité moyenne en fonction de la portée maximale C_b autorisée par la couche physique :

$$C_m = (N-1) \Pr[D < C_b] = (N-1) \int_0^{C_b} p_D(t) dt \quad (\text{Eq. A - 47})$$

En supposant maintenant que $C_b < Z$, à partir de (Eq. A - 46) et (Eq. A - 47), il est alors possible d'écrire :

$$C_{m,E} = (N-1) \left(\frac{C_b}{Z} \right)^2 \left(\left(\frac{C_b}{\sqrt{2}Z} \right)^2 - \frac{8C_b}{3Z} + \pi \right) \quad (\text{Eq. A - 48})$$

En suivant une démarche tout à fait analogue, sous une hypothèse de distribution normale pour les coordonnées X_i, X_j, Y_i, Y_j , centrées en $Z/2$ et par exemple avec un écart type $Z/8$ (garantissant que 99.99% des nœuds tirés se trouvent bien dans la zone A), on montre que la variable D suit une loi de Rayleigh et que la connectivité moyenne devient:

$$C_{m,G} = (N - 1) \exp\left(-\left(\frac{4C_b}{Z}\right)^2\right) \quad (\text{Eq. A - 49})$$

A titre d'illustration et de comparaison, la Figure A - 2 présente l'évolution de la connectivité moyenne d'après (Eq. A - 48) et (Eq. A - 49) en fonction du nombre total de nœuds et des dimensions de la zone à investiguer, sous les hypothèses de distribution uniforme et normale pour les coordonnées cartésiennes. Cette prédition est utile au test de l'algorithme de positionnement distribué proposé dans la partie 4.3 du Chapitre 4.

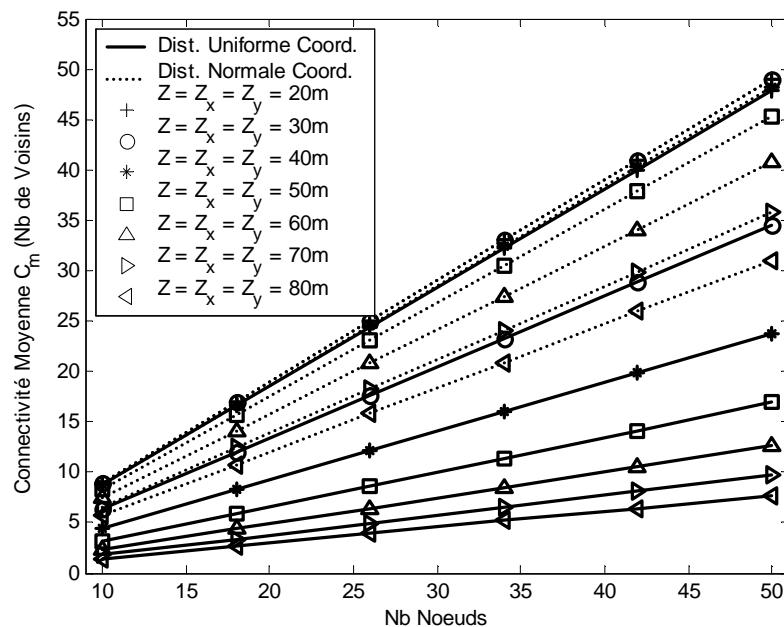


Figure A - 2 : Connectivité moyenne en fonction du nombre total de nœuds et des dimensions de la scène à investiguer, sous des hypothèses de distribution uniforme et normale pour les coordonnées cartésiennes (d'après Eq. A - 48 et Eq. A - 49)

Annexe 7 : Antennes ULB compactes dans la bande [0.5:1.1]GHz

Dans le cadre des expérimentations de localisation que nous avons conduites (Chapitre 6), des antennes ULB compactes spécialement développées pour fonctionner dans la bande basse [0.5:1.1]GHz ([7]) ont été utilisées. Nous rappelons que l'une des principales applications visées (i.e. la recherche de victimes d'avalanches) requiert idéalement un diagramme de rayonnement omnidirectionnel afin de limiter l'effet de l'orientation de l'émetteur sur les performances de positionnement. Une autre contrainte forte liée à l'application correspond au respect d'un facteur de forme imposé. Or, la composante fréquentielle la plus basse du signal transmis étant égale à 500MHz, les dimensions minimales d'une antenne physique de type dipolaire seraient donc égales à 30cm. Malgré tout, les techniques de miniaturisation employées en [7] ont permis d'obtenir une antenne beaucoup plus compacte (Chapitre 6). La Figure A - 3 représente l'antenne considérée ainsi que le diagramme de rayonnement simulé. Ces simulations font apparaître un comportement omnidirectionnel dans un des plans de l'espace (suivant l'élévation), caractéristique d'une antenne dipôle classique. Le *minimum* de rayonnement est obtenu selon un axe médian à la largeur de l'antenne.

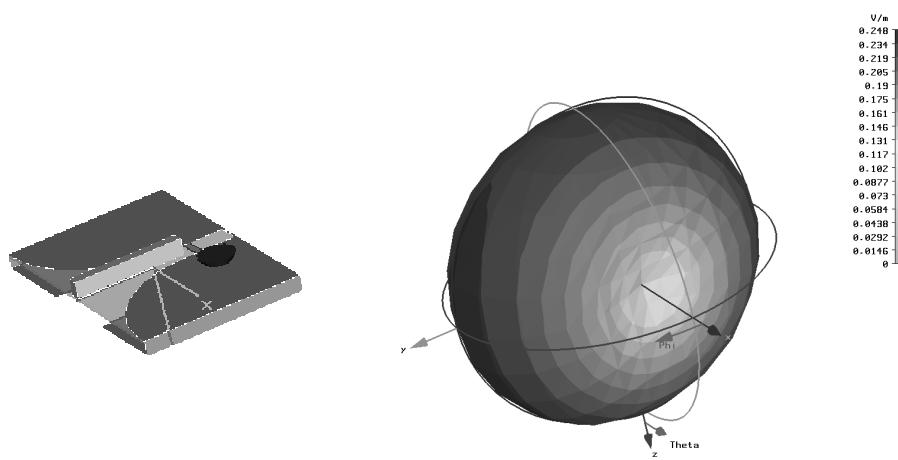


Figure A - 3 : Profil et diagramme de rayonnement (simulé) de l'antenne ULB compacte utilisée dans le cadre des expérimentations de localisation ULB dans la bande basse [0.5:1.1]GHz

Les valeurs prises par le paramètre S_{11} de l'antenne d'émission en simulation et après réalisation pour différentes configurations de montage (connecteurs, conditionnement du boîtier ABS avec ou sans piles d'alimentation, etc.) font apparaître que les antennes (émission et réception) sont relativement bien adaptées entre 500 MHz et 1.1 GHz (i.e. $-10\text{dB} < S_{11} < -5\text{dB}$) (e.g. Figure A – 4).

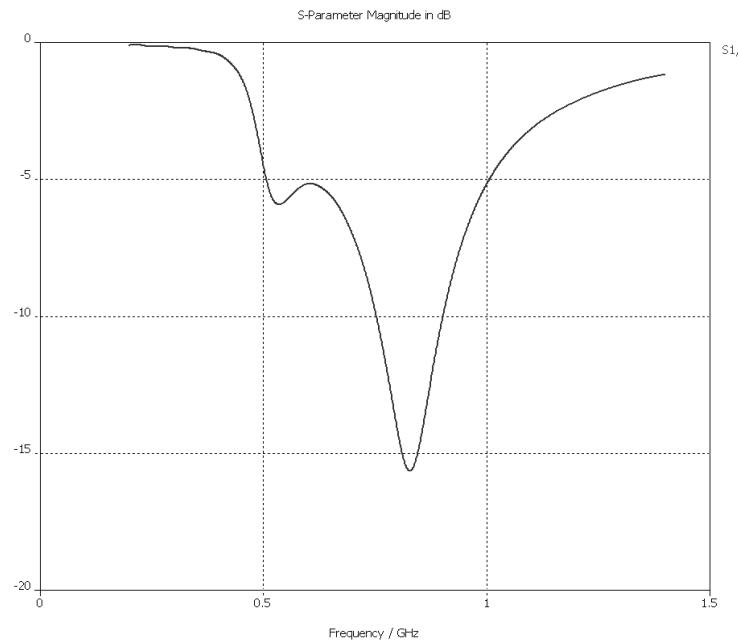


Figure A – 4 : Paramètre S_{11} de l'antenne d'émission simulée

Références bibliographiques des annexes

- [1] S. J. Howard, K. Pahlavan, "Measurement and Analysis of the Indoor Radio Channel in the Frequency Domain", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 5, octobre 1990
- [2] J. Keignart, N. Daniele, "Subnanosecond UWB Channel Sounding in Frequency and Temporal Domain", *IEEE UWBST 2002*, Baltimore, pp. 25-30, mai 2002
- [3] B. Denis, J. Keignart, "Post-processing Framework for Enhanced UWB Channel Modeling from Band-limited Measurements", *IEEE UWBST 2003*, Reston, pp. 260-264, novembre 2003
- [4] B. Uguen, E. Plouhinec, Y. Lostanlen, G. Chassay, "A Deterministic Ultra Wideband Channel Modeling", *IEEE UWBST 2002*, Baltimore, pp. 1-5, mai 2002
- [5] J.-Y. Lee, R. A. Scholtz "Ranging in a Dense Multipath Environment Using an UWB Radio Link", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.20, no. 9, décembre 2002
- [6] A. Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", McGraw-Hill International Edition, Electrical Engineering Series, Second Edition, 1984
- [7] F. Demeestere, "Antenne compacte pour la transmission d'impulsions brèves", *Mémoire de Diplôme de Recherche Technologique CEA-LETI*, Grenoble, septembre 2005

Bibliographie personnelle

Publications

- [1] B. Denis, J.-B. Pierrot, C. Abou Rjeily, "Joint Distributed Time Synchronization and Positioning in UWB Ad Hoc Networks using TOA", *soumis à IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (IEEE Trans. on MTT), Special Issue on Ultra Wideband*
- [2] C. Abou Rjeily, B. Denis, N. Daniele, J.-C. Belfiore, "Space-Time Coding for Ultra-Wideband Communications", *soumis à IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (IEEE Trans. on MTT), Special Issue on Ultra Wideband*
- [3] B. Denis, N. Daniele, J. Keignart, D. Bouix, "UWB Hand-set System and Positioning Algorithm for Localizing Avalanche Victims", *soumis à EURASIP Journal on Applied Signal Processing (EURASIP JASP), Special Issue on Wireless Location Technologies and Applications*
- [4] M. Pezzin, J. Keignart, N. Daniele, S. de Rivaz, B. Denis, D. Morche, P. Rouzet, R. Catenoz, N. Rinaldi, "Ultra Wideband: the Radio Link of the Future?", *Les Annales des Télécommunications*, tome 58, n°3/4, pp. 464-506, mars-avril 2003

Actes de conférences internationales avec comité de relecture

- [5] B. Denis, L. Ouvry, B. Uguen, F. Tchoffo-Talom, "Advanced Bayesian Filtering Techniques for UWB Tracking Systems in Indoor Environments", *IEEE International Conference on Ultra-wideband (ICU'05)*, Zurich, Suisse, septembre 2005
- [6] B. Denis, J. Keignart, N. Daniele, "UWB Measurements and Propagation Models for Snowy Environments", *IEEE International Conference on Ultra-wideband (ICU'05)*, Zurich, Suisse, septembre 2005
- [7] S. Dubouloz, B. Denis, S. de Rivaz, L. Ouvry, "Performance Analysis of LDR UWB Non-Coherent Receivers in Multipath Environments", *IEEE International Conference on Ultra-wideband (ICU'05)*, Zurich, Suisse, septembre 2005
- [8] S. Dubouloz, M. Pelissier, B. Denis, M. Sambuq, L. Ouvry, "Energy Characteristics of UWB Channel Models Applied to System Design", *IEEE International Conference on Ultra-wideband (ICU'05)*, Zurich, Suisse, septembre 2005
- [9] B. Denis, N. Daniele, "NLOS Ranging Error Mitigation in a Distributed Positioning Algorithm for Indoor UWB Ad-Hoc Networks", *IEEE International Workshop on Wireless Ad hoc Networks 2004 (IWWAN'04)*, Oulu, Finlande, mai 2004
- [10] B. Denis, J. Keignart, N. Daniele, "Impact of NLOS Propagation upon Ranging Precision in UWB Systems", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies (UWBST'03)*, pp. 379-383, Reston, USA, novembre 2003
- [11] B. Denis, J. Keignart, "Post-Processing Framework for Enhanced UWB Channel Modeling from Band-limited Measurements", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies (UWBST'03)*, pp. 260-264, Reston, USA, novembre 2003
- [12] M. Péliissier, B. Denis, D. Morche, "A Methodology to Investigate UWB Receiver Sensitivity to Clock Jitter", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies (UWBST'03)*, pp. 126-130, Reston, USA, novembre 2003

- [13] S. de Rivaz, B. Denis, J. Keignart, M. Pezzin, N. Daniele, D. Morche, "Performances Analysis of a UWB Receiver using Complex Processing", *IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies (UWBST'03)*, pp. 229-233, Reston, USA, novembre 2003
- [14] N. Rinaldi, S. Zeisberg, M. Pezzin, L. Rouault, A. Schmidt, H. Hösel, R. Moorfeld, S. de Rivaz, B. Denis, "U.C.A.N.'s Ultra Wide Band System: Baseband Algorithm Design", *International Workshop on Ultra WideBand Systems (IWUWBS'03)*, Oulu, Finlande, juin 2003

Communications et articles invités

- [15] S. Dubouloz, S. de Rivaz, B. Denis, L. Ouvry, "Performance Analysis of Low Complexity Schemes for UWB Low Data Rate Impulse Radio", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2006 (ISCAS'06)*, Ile de Kos, Grèce, mai 2006
- [16] B. Denis, "UWB Localization Techniques", *UWB Summit 2003*, Bercy, France, décembre 2003

Brevet d'invention

- [17] N. Daniele, B. Denis, "Système de Localisation Ultra Large Bande pour le Secours aux Victimes d'Avalanches", *Demande de Brevet FR0451118*, déposée le 07 juin 2004

Contributions et propositions en standardisation IEEE

- [18] B. Denis, "UWB Localization Techniques", Contribution 802.15-04/427r0 auprès du Ranging Subcommittee des instances de normalisation du standard IEEE 802.15.4a, août 2004
- [19] B. Denis, "Ranging Protocols and Network Organization", Contribution 802.15-04/418r0 auprès du Ranging Subcommittee des instances de normalisation du standard IEEE 802.15.4a, août 2004
- [20] I. Oppermann, A. Rabbachin, M. Jamtgaard, P. Houghton, L. Ouvry, S. Dubouloz, S. de Rivaz, B. Denis, M. Pelissier, M. Pezzin, G.-M. Maggio, C. Cattaneo, P. Rouzet, "STM_CEA-LETI_CWC_AETHERWIRE 15.4aCFP response", *Proposition de couche physique IEEE 802.15-05-0011-01-004a* auprès des instances de normalisation du standard IEEE 802.15.4a, janvier 2005

Rapports de recherche STMicroelectronics/AST

- [21] B. Denis, "UWB Tracking Systems", Délivrable T5/D2 STMicroelectronics/AST (Ref. UWB/ST 05-011), 69 pages, janvier 2005
- [22] B. Denis, "UWB Localization for Low Data Rate Applications", *Délivrable T5/D1 STMicroelectronics/AST (Ref. UWB/ST 04-057)*, 94 pages, juillet 2004
- [23] B. Denis, "Ranging and Positioning in the STM UWB System", *Délivrable T4/D2 STMicroelectronics/AST (Ref. UWB/ST 002)*, 70 pages, janvier 2004
- [24] S. de Rivaz, B. Denis, "Coarse Synchronization Algorithm, Complement Study / Algorithmic Study", *Délivrable T2/T2.1 STMicroelectronics/AST (Ref. UWB/STM A112)*, 30 pages, septembre 2003
- [25] B. Denis, "Algorithms and Methods for UWB Location Systems", *Délivrable T4/D1 STMicroelectronics/AST (Ref. UWB/STM A045)*, 49 pages, décembre 2002

Rapports de projets européens

- [26] B. Denis, S. Dubouloz, M. Pezzin, S. De Rivaz, H. Hösel, A. Schmidt, R. Cattenoz, A. Dassatti, N. Rinaldi, L. Rouault, R. Moorfeld, S. Zeisberg, “Baseband Algorithms (Definition Specification)”, *Délivrable D34-2 du projet européen IST “Ultra wideband Concepts for Ad hoc Networks” (U.C.A.N. IST-2001-32710)*, 72 pages, mars 2004
- [27] N. Rinaldi, L. Ouvry, B. Denis, Y. Durand, I. Bucaille, A. Tonnerre, B. Molinete-Cuezva, “MAC and Networking Algorithms Specifications, Operating Code Specifications, Test S/W Specifications (MAC Debug) [LDR-LT]”, *Délivrable D53.2 du projet européen intégré “Pervasive Ultra-wideband Low Spectral Energy Radio Systems” (P.U.L.S.E.R.S. 506897)*, 74 pages, juin 2005

RESUME

Nombre d'applications récentes trouvent leur fondement dans une capacité présumée des systèmes de communication à délivrer des informations précises de localisation. Dans ce contexte, les propriétés intrinsèques de la technologie radio impulsionale Ultra-Large Bande (ULB) peuvent être mises à profit : résolution des trajets multiples, précision temporelle autorisant la mesure de temps de vol et la synchronisation fine des terminaux, etc. Les solutions ULB laissent par ailleurs présager l'émergence de réseaux d'un nouveau genre, tels que les réseaux *ad hoc*, mobiles, distribués et dépourvus d'infrastructure. Dans le cadre de l'élaboration du standard WPAN bas-débit IEEE 802.15.4a (jusqu'à 1Mbps), la possibilité de localiser des dispositifs ULB bas-coût et à faible consommation constitue un apport déterminant au regard des solutions existantes (e.g. Zigbee...).

Les travaux présentés se proposent d'appréhender dans sa globalité la problématique de localisation ULB au sein des réseaux sans-fil. Quelques idées-forces sont alors mises en lumière, telles que la nécessité d'injecter une forme de connaissance *a priori* propre à la couche physique ULB dans le problème de localisation, la mise à profit de la diversité multi-trajets autorisée par la résolution ULB, ou bien encore l'exploitation des formes nouvelles adoptées par les réseaux (tant du point de vue du protocole que de la topologie).

Dans un premier temps, nous caractérisons et modélisons les erreurs susceptibles d'affecter des métriques de base (temps ou différences de temps d'arrivée), qu'elles soient « indépendantes » de la couche physique (dérvies d'horloge, modes d'échange, etc.) ou directement imputables au canal de propagation ULB (e.g. non-visibilité). Nous évaluons ensuite les performances de détection d'architectures de récepteurs ULB (e.g. échantillonnage direct sur 1 bit) pour des environnements *indoor* réalistes. Nous préconisons également différentes stratégies de positionnement (maximisation distribuée de la log-vraisemblance des distances mesurées, reconnaissance d'empreintes ULB, traitement déterministe des biais dans le cas de trajets réfractés, etc.) et de poursuite (techniques Bayésiennes avancées de filtrage), adaptées aux situations de non-visibilité. Enfin, quelques résultats d'expérimentations conduites dans la bande basse ([0.5:1]GHz) nous permettent d'illustrer certains des points abordés.

ABSTRACT

Many recent applications rely on the capability of communication means in delivering precise location information. In this context, the intrinsic properties of the Impulse Radio Ultra Wideband (IR-UWB) technology can be exploited: high multipath resolution, fine temporal precision enabling Time Of Flight (TOF) estimation and synchronization... UWB, which is also adapted to mobile, distributed and infrastructure-less solutions (*ad hoc*), discloses new fascinating perspectives in terms of networking. Regarding Low Data Rate WPAN applications (e.g. the IEEE 802.15.4a standard, with rates up to 1Mbps), fused communication and location functionalities based on low-cost and low-consumption UWB devices present overwhelming features compared to existing technologies (e.g. Zigbee...).

The proposed work addresses the global UWB localization problem in wireless networks. Some general ideas are emphasized, such as the necessity to take into account a prior knowledge related to the UWB physical layer, exploiting multipath diversity or modern network embodiments (from both protocol and topology points of view).

At first, the errors that can affect basic radiolocation metrics (Time Of Arrival, Time Difference Of Arrival) are characterized and modelled. These errors can be independent of the physical layer (clock drifts, protocol transactions, etc.) or can result from severe propagation conditions (e.g. Non-Line Of Sight situations). Then, the detection performance of two representative low-complexity UWB receivers (e.g. 1 bit direct sampling) is evaluated under realistic environments. We also recommend the use of original positioning techniques (e.g. distributed maximization of the joint log-likelihood of the range estimates, fingerprinting, mitigation of the deterministic biases induced by single-path refractions) or tracking techniques (e.g. advanced Bayesian filtering) adapted to Non-Line Of Sight situations. Finally, some preliminary experimental results obtained in the lower band ([0.5:1]GHz) are provided and allow us to illustrate some of the discussed points.

