

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 PROBLÉMATIQUE DE LA PROPAGATION EN ENVIRONNEMENT INTERNE	9
1.1 Propagation électromagnétique dans le vide	10
1.2 Présence de trajets multiples	11
1.3 Effet d'évanouissement	12
1.4 Bande de cohérence	13
1.5 Modélisation de la propagation radio en environnement interne	14
1.6 Conclusion	16
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE DU POSITIONNEMENT	17
2.1 Paramètres de radiolocalisation	17
2.1.1 Détection par mesures de temps d'arrivée	18
2.1.2 Détection par mesures d'angle d'arrivée	21
2.1.3 Détection par indicateur de puissance du signal reçu	23
2.2 Techniques de localisation	24
2.2.1 Approche géométrique	25
2.2.2 Approche par analyse de scène	25
2.2.3 Approche par proximité	26
2.3 Diversité fréquentielle par étalement de spectre	27
2.3.1 Étalement de spectre par séquence directe	27
2.3.2 Étalement de spectre par saut en fréquence	29
2.4 Travaux antérieurs	30
2.5 Conclusion	34
CHAPITRE 3 SOLUTION PROPOSÉE	35
3.1 Solution proposée pour le positionnement	35
3.2 Solution proposée pour la caractérisation de l'environnement	47
3.3 Proposition d'architecture	49
3.4 Bloc radio (« RF »)	50
3.4.1 Protocole de communication	52
3.4.2 Bande de fréquence utilisée	54
3.4.2.1 Motivation	54
3.4.2.2 Élaboration de l'utilisation	55
3.4.3 Puissances de signal reçues pour le positionnement	55
3.5 Bloc du traitement de signal (« DSP »)	57
3.5.1 Modélisation de la propagation RF en fonction de la distance	58
3.5.2 Traitement sur les puissances reçues	61

3.5.2.1	Moyenne énergétique en fréquence des puissances reçues	61
3.5.2.2	Traitement en phase d'apprentissage des caractéristiques de l'environnement.....	63
3.5.3	Analyse et décisions statistiques	66
3.5.3.1	Définition des critères	69
3.5.3.2	Calcul des seuils	72
3.5.4	Détection de la voix et de l'intention du locuteur	74
3.6	Bloc audio (« codec »)	75
3.7	Conclusion	76
 CHAPITRE 4 VALIDATION EXPÉRIMENTALE		79
4.1	Méthodologie et montage	79
4.2	Profils des puissances reçues en fonction de la distance	83
4.2.1	Profil par canal	84
4.2.2	Profil de la moyenne énergétique de tous les canaux	87
4.3	Modèle de propagation RF en fonction de la distance	90
4.4	Résultats de l'algorithme de décision en fonction de la caractérisation	92
4.4.1	Résultat du calcul des seuils de la décision.....	93
4.4.2	Performances des décisions	96
4.5	Conclusion	99
 CONCLUSION		101
ANNEXE I	DÉTAIL DE LA TRAME RADIO ET DE L'ACQUISITION DES MESURES RSSI	105
ANNEXE II	PLAN D'ÉTAGE DU LOCAL A-2448	107
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES		108

LISTE DES TABLEAUX

	Page	
Tableau 3.1	Tableau des fréquences centrales pour chacun des 11 canaux utilisés pour le FHSS.	56
Tableau 3.2	Gradients de perte par propagation pour différents environnements. Tiré de Rappaport (2001).....	60
Tableau 4.1	Résumé des caractéristiques des histogrammes en fonction de la distance pour chaque canal (dBm)	85
Tableau 4.2	Résumé des caractéristiques des histogrammes de la moyenne linéaire en fonction de la distance (dBm).....	90
Tableau 4.3	Moyennes des paramètres de modélisation obtenues par validation croisée de type «10-fold».....	93
Tableau 4.4	Moyennes des seuils obtenues par validation croisée de type «10- fold» pour les distances d'activation critiques de 0.5 m et 1 m.....	94
Tableau 4.5	Comparaison des distances d'activation et de désactivation prévues par le modèle à celles obtenues par validation croisée de type «10-fold».....	98

LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 0.1	Aperçu de l'oreillette numérique personnalisée développée au sein du CRITIAS.	2
Figure 0.2	Exemple d'un plan d'étage fictif d'une manufacture avec plusieurs employés dans la pièce d'intérêt.	4
Figure 1.1	Exemple de la présence de trajets multiples en environnement interne.	11
Figure 2.1	Diagramme fonctionnel d'un système de positionnement sans fil général (Pahlavan <i>et al.</i> , 2002).	18
Figure 2.2	Représentation graphique de la trilateration d'un mobile par trois stations de référence par TOA et RTOF.	19
Figure 2.3	Représentation graphique du principe de latération pour le TDOA.	21
Figure 2.4	Représentation graphique du principe de triangulation à partir de mesures de type AOA, soit θ_A et θ_B	22
Figure 2.5	Représentation du principe de positionnement par mesures RSSI.	24
Figure 2.6	Exemple d'un schéma d'un modulateur BPSK intégrant un système DSSS (DS-BPSK).	28
Figure 2.7	Représentation de l'étalement de spectre par séquence directe dans le domaine fréquentiel.	29
Figure 2.8	Exemple d'un schéma d'un modulateur FSK intégrant un système FHSS (FH-FSK).	30
Figure 2.9	Représentation de l'étalement de spectre par saut en fréquence.	31
Figure 3.1	Courbe théorique de la puissance reçue en fonction de la distance.	36
Figure 3.2	Mesures préliminaires de puissances reçues en fonction de la distance montrant la variabilité des mesures pour une distance donnée.	38
Figure 3.3	Représentation approximative de la densité de probabilité des puissances reçues pour 3 distances différentes.	39

Figure 3.4	Séparation du domaine des puissances reçues en trois zones décisionnelles.	40
Figure 3.5	Schéma-bloc simplifié de la fonctionnalité recherchée.....	41
Figure 3.6	Représentation de la probabilité de recevoir une puissance dans chacune des trois zones pour des seuils T_{P1} et T_{P2} arbitraires pour trois distances arbitraires.....	42
Figure 3.7	Représentation approximative de la probabilité d'activation et de désactivation de la voix en fonction de la distance pour des seuils T_{P1} et T_{P2} arbitraires.....	43
Figure 3.8	Représentation approximative des critères de fonctionnalité à respecter.	44
Figure 3.9	Représentation des différentes distances critiques (d_{actif} , d_{centre} et $d_{inactif}$) et leurs probabilités d'activation et de désactivation prévues par les trois critères.	45
Figure 3.10	Schéma-bloc de l'architecture proposée.	50
Figure 3.11	Schéma-bloc de la section RF de l'architecture proposée.....	51
Figure 3.12	Illustration de la séquence de saut de l'étalement de spectre par saut en fréquence.....	53
Figure 3.13	Schéma-bloc de la section DSP de l'architecture proposée.	57
Figure 3.14	Puissance reçue en fonction de la distance théorique comparée aux de mesures préliminaires en bande étroite dans la salle de cours A-2448....	59
Figure 3.15	Effets d'évanouissement (en rouge) sur les puissances reçues en fonction de la distance des mesures préliminaires dans un canal étroit.	62
Figure 3.16	Réduction considérable des canaux en évanouissement avec la diversité fréquentielle par moyenne énergétique des puissances reçues sur plusieurs canaux.	63
Figure 3.17	Diagramme d'état des décisions du système.....	68
Figure 3.18	Représentation de la densité de probabilité des puissances reçues pour une distance donnée à l'intérieur de la zone d'activation avec les deux seuils T_{P1} et T_{P2}	68
Figure 3.19	Représentation de la probabilité d'activation et de désactivation de la voix en fonction de la distance.	69

Figure 3.20	Probabilité d'activation (en bleu) et de désactivation (en rouge) de la voix en fonction de la distance pour les trois modes en fonction de l'effort vocal.	74
Figure 3.21	Schéma-bloc de la section audio de l'architecture proposée. Les courts traits en bleu représentent les parties à développer dans de futurs travaux.	75
Figure 4.1	Photo des modules CC2511EMK de Texas Instruments utilisés.....	81
Figure 4.2	Schéma de montage du chariot mobile pour effectuer les mesures à distances fixes.....	81
Figure 4.3	Photos du montage réalisé pour effectuer la campagne de mesures.	82
Figure 4.4	Histogrammes des mesures de puissance reçue à 1 mètre (gauche) et à 3 mètres (droite) en bande étroite dans le canal numéro 6 ($f_c = 2.441 \text{ GHz}$).	84
Figure 4.5	Histogramme des mesures de puissance reçue à 2 m dans les 11 canaux du tableau 3.1 avec un incrément de 1 dBm par colonne.	86
Figure 4.6	Histogrammes des moyennes de puissances reçues (\bar{P}_R) à 1 mètre (gauche) et à 3 mètres (droite) suite à la moyenne linéaire des puissances reçues dans les différents canaux.	88
Figure 4.7	Modélisation de l'histogramme des moyennes linéaires de puissances reçues par une loi log-normale à 1 mètre (droite) et une comparaison visuelle entre la fonction de probabilité cumulative du modèle log-normal et celle des données (gauche).	89
Figure 4.8	Régression linéaire à partir des moyennes des distributions ($x_d(d)$) obtenues à la section 4.2.2 en prenant le logarithme en base 10 de la distance ($\log(d)$).	91
Figure 4.9	Résultat de la modélisation RF de la puissance reçue en fonction de la distance comparé aux moyennes linéaires des mesures RSSI.....	92
Figure 4.10	Courbes de probabilités d'activation et de désactivation en fonction de la distance pour une distance d'activation (d_{actif}) de 0.5 mètre (gauche) et de 1 mètre (droite) prévues par les paramètres du modèle du tableau 4.3 et des seuils du tableau 4.4.	95
Figure 4.11	Résultats des décisions d'activation et de désactivation à partir des puissances mesurées en fonction de la distance pour une distance	

d'activation (d_{actif}) de 0.5 mètre et de 1 mètre comparés aux courbes du modèle.....	97
--	----

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ACK	Accusé de réception (« Acknowledge »)
ADC	Convertisseur analogique à numérique
AGC	Contrôle automatique du gain
AOA	Angle d'arrivée (« Angle Of Arrival »)
BPSK	Modulation à changement de phase binaire
CDF	Fonction de répartition (« Cumulative density function »)
CRITIAS	Chaire de recherche industrielle en technologies intra-auriculaires Sonomax-ÉTS
DAC	Convertisseur numérique à analogique
DSP	Processeur de signal numérique
DSSS	Étalement de spectre à séquence directe (« Direct-Sequence Spread Spectrum »)
ÉTS	École de technologie supérieure
FHSS	Étalement de spectre par saut en fréquence (« Frequency-Hopping Spread Spectrum »)
ISM	Bandes industrielles, scientifique et médicale
LOS	Ligne de vue directe (« Line Of Sight »)
MSK	Modulation à déplacement (« Minimum-Shift Keying »)
NLOS	Ligne de vue non directe (« Non Line Of Sight »)
OLoS	Ligne de vue directe bloquée (« Obstructed Line Of Sight »)

PN	Nombre pseudo-aléatoire
RAVE	Environnement radio-acoustique virtuel
RF	Radiofréquence
RMS	Moyenne quadratique (« Root Mean Square »)
RSSI	Indicateur de puissance du signal reçu (« Received Signal Strength Indicator »)
RTOF	Temps d'aller-retour (« Roundtrip Time Of Flight »)
SoC	Système sur une puce (« System on Chip »)
TDOA	Différence de temps d'arrivée (« Time Difference Of Arrival »)
TOA	Temps d'arrivée (« Time Of Arrival »)
UWB	Bande ultralarge (« Ultra-Wideband »)
WLAN	Réseau local sans fil (« Wireless local area network »)

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

λ_c	Longueur d'onde de la fréquence centrale
μs	microseconde
σ_τ	Valeur efficace de l'écart de retard
B_{COH}	Bandé de cohérence
BW_{Filtre_Rx}	Bandé passante du filtre de réception
c	Vitesse de la lumière dans le vide (environ 3×10^8 m/s)
C_1	Critère de sélection de seuil associé à la probabilité d'alternance
C_2	Critère de sélection de seuil associé à la probabilité d'erreur de désactivation
C_3	Critère de sélection de seuil associé à la probabilité d'activation
d	Distance en mètre
d_{actif}	Distance d'activation critique
d_{centre}	Distance critique d'alternance de l'état de la voix
$d_{inactif}$	Distance de désactivation critique
dB	Décibel
dBm	Décibel par rapport à une puissance de 1 mW
f_{RSSI}	Fréquence de mise à jour de la valeur du registre de la puissance reçue
GHz	Gigahertz
G_r	Gain de l'antenne réceptrice
G_R	Gain de l'antenne réceptrice en décibel

G_t	Gain de l'antenne émettrice
G_T	Gain de l'antenne émettrice en décibel
K	Constante d'ajustement de la courbe de modélisation
$kBaud$	kilobaud
kHz	kilohertz
MHz	Mégahertz
n	Gradient de perte par propagation du modèle
N_{ch}	Numéro de canal
N_{ch}	Nombre de canaux utilisés pour le FHSS
n_s	Numéro d'échantillon d'un $\overline{P_R}$
N_s	Nombre d'échantillons total de $\overline{P_R}$
P_r	Puissance reçue en Watt
P_R	Puissance reçue en dBm
$\overline{P_R}$	Moyenne énergétique de N_{ch} puissances reçues
P_t	Puissance transmise en Watt
P_T	Puissance transmise en dBm
PL	Perte par propagation (« Path Loss »)
$S(n_s)$	État de la voix à la n-ième décision
s_d	Écart type des échantillons de $\overline{P_R}$ pour une distance donnée
$\overline{s_d}$	Moyenne des écarts types pour la modélisation

t	Temps en seconde
T_{P1}	Seuil de puissance d'activation
T_{P2}	Seuil de puissance de désactivation
x_d	Moyenne des échantillons de $\overline{P_R}$ pour une distance donnée

INTRODUCTION

De nombreux travailleurs sont exposés quotidiennement à des niveaux de bruit qui pourraient être nocifs pour leur santé auditive, et ce, tout au long de leur quart de travail. Ces travailleurs ont besoin d'une protection auditive constante afin de réduire le risque de pertes auditives. Cependant, la communication orale étant très difficile à cause du bruit ambiant, ils doivent soit retirer leur protection pour tenter de se communiquer l'information ou utiliser des casques de communication prévus pour ce genre d'application. La première solution expose donc les travailleurs au bruit ambiant, rendant la protection auditive inefficace. La seconde implique que l'information est envoyée par radiofréquences (RF) à tous les utilisateurs du système de communication. Bien que cette dernière solution n'expose pas le travailleur au bruit ambiant, n'importe quel utilisateur du casque de communication est en mesure d'entendre la conversation. Cela peut s'avérer problématique si cette personne n'est pas concernée par la communication reçue. Il est possible de créer plusieurs groupes de discussion en attribuant des canaux différents à ces groupes d'utilisateurs, mais ceux-ci doivent connaître préalablement le canal à choisir et intervenir manuellement dans la sélection de celui-ci. Par contre, si ce système de communication était suffisamment intelligent, il serait en mesure de déterminer automatiquement qui des utilisateurs doit entendre la conversation et qui ne devrait pas en se basant sur la notion de proximité physique. En effet, lors de communications orales en environnements non bruyants, la proximité entre le locuteur et l'utilisateur, combinée à l'effort vocal du locuteur, dicte si une communication est intelligible ou non pour un utilisateur donné. Ce mémoire apportera donc une piste de solution au concept d'environnement radio-acoustique virtuel (RAVE) récemment proposé par Bou Serhal *et al.* (2013a).

Concept de l'environnement radio-acoustique virtuel

Le système présenté dans le cadre de ce mémoire propose d'utiliser le principe d'un système de communication sans fil à travers des bouchons électroniques et d'ajouter l'estimation de la distance entre les usagers pour recréer l'équivalent d'un environnement acoustique vocal virtuel. Dans le cadre de la Chaire de recherche industrielle en technologies intra-auriculaires

Sonomax-ÉTS (CRITIAS), une plateforme audionumérique de recherche auditive a été développée. Présentée à la figure 0.1 en *a*, elle est tout d'abord constituée d'une paire de bouchons protecteurs personnalisés qui peuvent être moulés instantanément en utilisant un procédé développé par Technologies Sonomax inc.. Par la suite, illustrée en *b*, l'électronique dédiée à l'acquisition et à la lecture pour la communication est ajoutée, incluant les microphones, haut-parleurs, processeurs de signal numérique (DSP) et microcontrôleurs. Le schéma équivalent avec amplificateur externe est présenté en *c*.

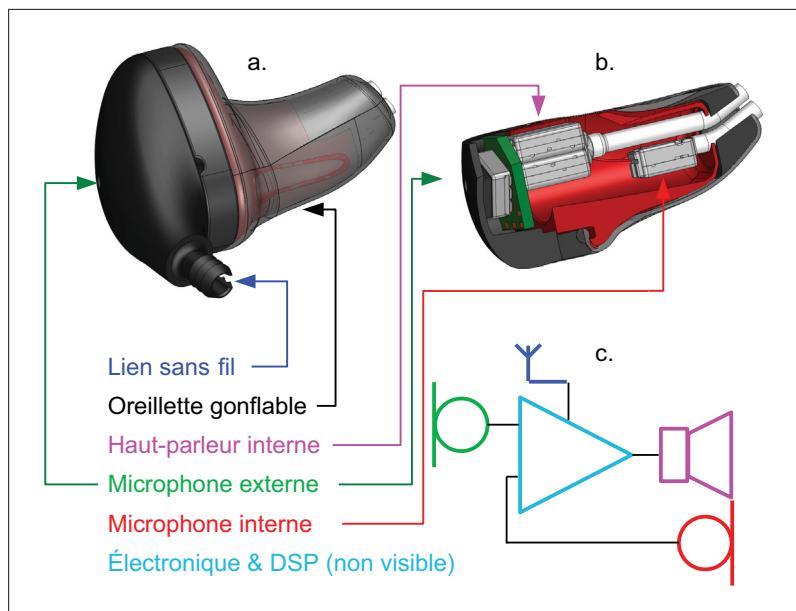


Figure 0.1 Aperçu de l'oreillette numérique personnalisée développée au sein du CRITIAS.

Le but ici est de pouvoir intégrer le nécessaire au système de communication existant, développé par Sonomax, afin de pouvoir estimer la distance entre deux usagers et ainsi recréer un environnement virtuel dans lequel seuls les utilisateurs à proximité peuvent communiquer. Pour ce faire, deux informations doivent être fournies au système : l'intention du locuteur à travers son effort vocal et la distance entre le locuteur et les autres usagers.

La première information à recueillir est l'intention du locuteur à travers l'effort vocal de celui-ci. L'intention du locuteur fait référence à la distance entre le locuteur même et le ou les des-

tinataires de son message vocal. Un effort vocal peut donc être associé à plusieurs distances séparant un utilisateur locuteur de son destinataire. Ainsi, un utilisateur locuteur voulant rejoindre son interlocuteur à l'autre bout d'une pièce devra crier, générant ainsi un plus grand effort vocal que celui qui parle à voix basse à une personne près de lui.

Plusieurs auteurs dans la littérature ont développé différentes techniques permettant de déterminer l'effort vocal d'un locuteur, soit Traunmuller et Eriksson (2000), Zhang et Hansen (2007) et Zelinka et Sigmund (2010) par exemple. Cependant, le traitement associé à la détection de l'intention du locuteur à partir de l'effort vocal ne fera pas partie du cadre de ce mémoire, faisant déjà partie du travail de recherche d'un autre membre du laboratoire du CRITIAS (Bou Serhal *et al.*, 2013a). Toutefois, le principe de détection de l'intention du locuteur sera nécessaire pour déterminer le rayon d'action des destinataires d'un message vocal.

Une fois l'intention du locuteur identifiée, le système doit pouvoir déterminer si un utilisateur doit entendre ou non le message vocal. Pour ce faire, il doit déterminer s'il est suffisamment proche. Il a donc besoin de la position de celui-ci. Une estimation de la distance de chaque utilisateur doit donc être fournie pour déterminer les réels destinataires.

Afin de clarifier le fonctionnement désiré, la figure 0.2 illustre, à titre d'exemple, un plan d'étage fictif d'une salle de machinerie où il y aurait plusieurs utilisateurs travaillant dans un environnement bruyant avec de la machinerie et un compresseur. Chacun des trois cercles représente le rayon d'action des utilisateurs destinataires qui doivent entendre la voix d'un utilisateur locuteur au centre de ce cercle, celui en rouge représentant le plus grand effort vocal et le celui en jaune étant le plus petit. Le rayon d'action est déterminé selon la détection de l'effort vocal de l'utilisateur locuteur. Par exemple, les utilisateurs en « E » pourraient vouloir une conversation à propos de l'opération d'une machine sans nécessairement déranger les deux ouvriers en « D ». Intuitivement, le réflexe naturel est justement de parler moins fort et soutenir par le fait même un effort vocal réduit, ce qui est associé à un rayon d'action plus petit (0,5 m dans l'exemple). Dans le cas contraire, un utilisateur locuteur se trouvant d'un côté d'une chaîne d'assemblage, par exemple en « A », pourrait vouloir avertir le travailleur en

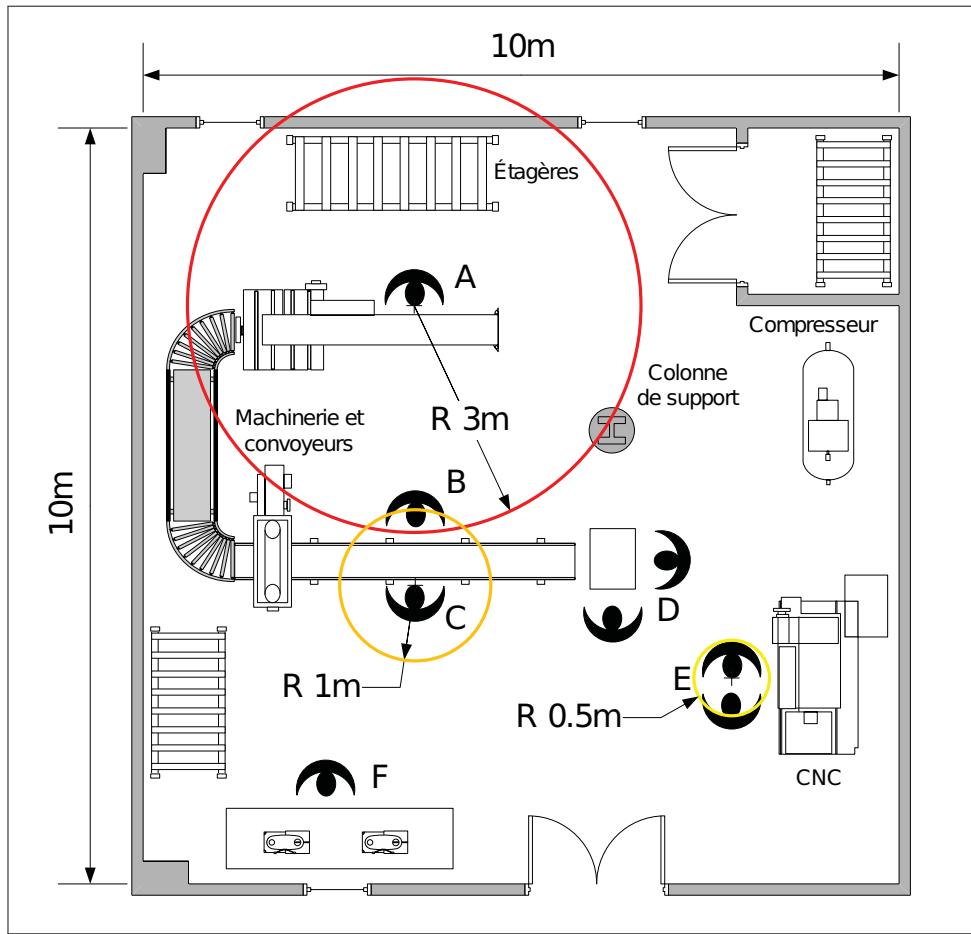


Figure 0.2 Exemple d'un plan d'étage fictif d'une manufacture avec plusieurs employés dans la pièce d'intérêt.

« B », qui se trouve de l'autre côté de la chaîne, d'arrêter ou de repartir la ligne. Celui-ci aura le réflexe de parler beaucoup plus fort qu'en temps normal, voire crier, pour étendre le rayon d'action des destinataires qu'il peut rejoindre (3m dans l'exemple). Finalement, une discussion normale est également possible, par exemple le locuteur en « C » parlant à son destinataire en « B », avec un rayon d'action entre les deux extrêmes présentés précédemment (1m dans l'exemple).

Un autre aspect important de cet exemple est qu'un utilisateur destinataire doit être en mesure d'entendre plusieurs locuteurs simultanément dans le cas où un de ceux-ci veut attirer son attention immédiatement. Par exemple, l'utilisateur locuteur en « C » pourrait être en train de

communiquer avec l'utilisateur destinataire en « B » quand l'utilisateur en « A » veut également s'adresser à « B ». À ce moment, le système doit donc être en mesure de mélanger la voix des usagers locuteurs en fonction de l'intensité de chacun.

Afin de pouvoir réaliser les cas de figure présentés plus haut, plusieurs fonctionnalités doivent être présentes au sein du système. La première partie touche les fonctionnalités audio, c'est-à-dire le traitement associé à la détection de l'intention du locuteur et du mélange et prétraitement de la voix. Bien que le travail présenté dans le cadre de ce mémoire ne développera pas sur la partie de la voix, l'architecture proposée et le choix de plateforme matérielle doivent prendre en compte le traitement que pourrait représenter ces fonctionnalités.

La seconde partie concerne les fonctionnalités du positionnement et de la communication sans fil. L'équipement pour le positionnement utilisé sur chaque utilisateur doit être suffisamment petit pour être porté en travaillant sans être encombrant, idéalement de la dimension du bouchon électronique. Puisque chaque utilisateur potentiellement destinataire détermine s'il est assez proche pour entendre un utilisateur locuteur, le positionnement peut être effectué de façon relative. Le positionnement relatif ici veut dire qu'il n'y a pas de coordonnées associées à chaque utilisateur, mais plutôt une distance relative entre chacun.

De plus, un requis particulier pour ce projet est que le système ne doit dépendre d'aucune infrastructure fixe pour permettre un déploiement rapide sans installation d'équipement. Le système de positionnement, de communication et le traitement associé à chacun doivent donc être entièrement intégrés dans un seul et même circuit pour chaque utilisateur dans le réseau. Ces deux derniers requis sont définitivement les plus contraignants et ceux qui ont orienté les choix de la solution présentée dans le chapitre 3.

La littérature fait mention de plusieurs systèmes de positionnement prévu pour la localisation en environnement interne, tel que présenté au chapitre 2. Cependant, les solutions existantes abordables requièrent toutes le déploiement d'équipements fixes dans l'environnement où elles seront utilisées ou sont prévues pour des applications de positionnement à plus grande échelle. Comme le système de positionnement recherché doit pouvoir faire l'estimation de la distance

sans déploiement d'équipement de référence, ces solutions ne peuvent être utilisées. De plus, ces solutions permettent d'effectuer une localisation absolue alors que le système désiré n'a seulement besoin que d'une estimation de la distance relative entre chacun de ses usagers. Cela a pour effet de permettre la décentralisation du traitement pour le positionnement, chacun des nœuds déterminant par lui-même la distance des autres.

À la suite de l'exploration des paramètres de positionnement présentés au chapitre 2, une solution sera proposée au chapitre 3. Cette solution sera basée sur le paramètre de positionnement qui est capable de respecter les requis, soit le positionnement par indicateur de puissance du signal reçu (RSSI). Le principe du RSSI est qu'une distance théorique est associée à chaque puissance reçue, tel que présenté à la section 1.1. Cependant, plusieurs phénomènes physiques présents en environnement interne viennent affecter considérablement le positionnement et la communication par RF. Ainsi, le chapitre 1 présentera la problématique de la modélisation de la propagation électromagnétique en environnement interne sans infrastructure de référence. Celle-ci est continuellement soumise aux interférences provenant principalement des trajets multiples. Le présent travail portera donc sur cet aspect de la problématique et proposera au chapitre 3 une solution pour effectuer une estimation de la distance en diminuant l'impact de ces interférences.

Afin de contrer les variations de puissance créées par la présence de trajets multiples, la solution proposée au chapitre 3 utilisera une analyse statistique pour déterminer la probabilité qu'un utilisateur destinataire se trouve à l'intérieur du rayon de l'utilisateur locuteur. Cette analyse statistique est basée sur la densité de probabilité des puissances qu'il est possible de recevoir pour une distance donnée. En déterminant celle-ci, il est ensuite possible de généraliser pour la totalité du domaine des distances et ainsi déterminer un seuil de puissance auquel les puissances supérieures correspondent à une activation de la voix et inférieures à une désactivation de la voix. Comme le positionnement par RSSI est sujet à de fortes variations, une zone tampon sera insérée entre ces deux classes de puissance. Ceci permet d'avoir un système qui n'alterne pas continuellement l'état de la voix, ce qui rendrait l'utilisation désagréable. Fi-

nalement, une technique utilisant la diversité fréquentielle sur une large bande est utilisée pour réduire davantage la variabilité des mesures du RSSI.

Contributions

Les contributions scientifiques apportées par ce travail sont les suivantes :

- une revue de littérature offrant un aperçu des différents paramètres et approches utilisés dans le positionnement en environnement interne ;
- la proposition d'une architecture pour un système de communication intelligent s'adaptant à la proximité des autres usagers en intégrant un positionnement ne nécessitant pas d'infrastructure fixe et qui tire profit de la diversité fréquentielle de l'étalement de spectre par saut en fréquence à large bande ;
- la caractérisation de la propagation en environnement interne d'un local de cours de l'École de technologie supérieure (ÉTS) avec validation expérimentale ;
- la vérification de l'algorithme de positionnement proposé par l'analyse hors ligne des mesures obtenues à l'aide du prototype réalisé.

Structure du mémoire

La structure du mémoire a été séparée en quatre chapitres qui traitent des différents aspects du travail effectué dans le cadre de ce mémoire.

Le chapitre 1 présente la problématique associée à l'estimation de la distance entre les usagers sans infrastructure fixe dans un environnement interne. La présence et l'effet des trajets multiples sur le modèle de propagation RF y sont présentés, ce qui mènera à une modélisation statistique de la propagation RF en environnement interne à la fin de ce chapitre.

Le chapitre 2 présente une revue de littérature des différents paramètres et techniques utilisés dans le domaine du positionnement. De plus, un aperçu des solutions existantes en matière

de localisation en environnement interne est présenté, mais celles-ci sont toutes dépendantes d'une infrastructure de référence fixe, d'où le besoin de développer une nouvelle solution.

Le chapitre 3 propose une nouvelle solution à l'estimation de distance entre usagers sans infrastructure. Celle-ci est basée sur une classification des puissances reçues selon trois zones avec une zone d'hystérésis centrale et sur l'utilisation de l'étalement de spectre par saut en fréquence comme technique de diversité. Un aperçu de la solution pour le positionnement et pour la caractérisation de l'environnement est tout d'abord présenté et, par la suite, l'architecture pour répondre aux besoins de l'introduction est présentée. Cette architecture est alors élaborée par sous-sections, soit le bloc radio, le bloc du traitement du signal et le bloc audio. Le bloc radio présente le protocole de communication utilisée et la technique de diversité fréquentielle utilisée. Le cœur du mémoire se situe au niveau du bloc du traitement du signal où les détails du calcul de la modélisation de la propagation et de l'analyse statistique sont élaborés. Le bloc audio présente rapidement comment les fonctionnalités d'acquisition et lecture de la voix pourraient être intégrées à l'architecture.

Le chapitre 4 présente les résultats de la phase expérimentale du projet. Ainsi, la méthodologie de test et l'équipement utilisé seront présentés. Les résultats des phases de caractérisation de l'environnement sont présentés en premier. Ceux-ci apporteront un modèle permettant de donner les résultats des décisions basées sur les algorithmes présentés au chapitre 3.

Finalement, la synthèse du travail effectué dans le cadre du mémoire est présentée à la conclusion. Quelques recommandations pour des travaux futurs s'inscrivant dans la continuité de ce projet sont également présentées.

CHAPITRE 1

PROBLÉMATIQUE DE LA PROPAGATION EN ENVIRONNEMENT INTERNE

L'introduction a présenté le besoin d'un système de communication permettant de créer des bulles acoustiques virtuelles dépendantes de l'intention du locuteur. Afin de réaliser cette fonctionnalité, une estimation de la distance entre chaque usager doit être effectuée à partir des ondes électromagnétiques de la communication. Le chapitre 2 présentera différents paramètres de localisation, dont celui utilisé par la solution présentée au chapitre 3, soit la localisation par puissance du signal reçue (RSSI).

Un requis fondamental du projet est la nécessité d'effectuer ce positionnement sans infrastructure fixe de référence dans le milieu où le système sera déployé. Ce requis constraint donc à intégrer les fonctions de détection et d'estimation de la distance dans le système de chaque utilisateur, obtenant ainsi un positionnement relatif à chacun. Une modélisation fidèle de la propagation électromagnétique en environnement interne est donc requise à chaque utilisateur pour obtenir une localisation à chaque nœud.

Cependant, le fait de ne pouvoir s'appuyer sur une infrastructure de référence rend le positionnement davantage difficile en environnement interne. Tels que présentés dans les sections qui suivent, plusieurs phénomènes physiques présents dans ce type d'environnement viennent affecter considérablement le positionnement et la communication. La principale source d'interférence qui aura un impact significatif sur la modélisation de la propagation et le positionnement sera l'effet des trajets multiples. Ceux-ci viennent causer une grande variabilité dans les mesures de puissance reçue, causant une divergence significative du modèle de propagation idéal. Un modèle prenant en considération ces phénomènes devra donc être utilisé afin de pouvoir analyser statistiquement la propagation du signal en environnement interne.

1.1 Propagation électromagnétique dans le vide

La propagation radiofréquence (RF) est sujette à une atténuation appelée perte par propagation. Lorsqu'un émetteur envoie un signal avec une puissance donnée, la puissance du signal diminue en fonction de la distance du récepteur à rejoindre. En théorie, il est donc possible d'associer une distance pour chaque puissance reçue, pour une puissance d'émission donnée. L'équation régissant cette relation dans un environnement idéal, soit dans le vide, est donnée par l'équation des télécommunications de Friis (Rappaport, 2001).

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda_c^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (1.1)$$

Dans l'équation 1.1, P_t est la puissance transmise, $P_r(d)$ est la puissance reçue en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, G_t et G_r sont respectivement les gains d'antenne en transmission et en réception, λ_c est la longueur d'onde en mètres de la fréquence centrale, d est la distance entre l'émetteur et le récepteur et L est un facteur de perte du système (habituellement assumé égal à 1).

En observant l'équation 1.1, il est possible d'associer une variable correspondant à la perte par propagation (\overline{PL} pour « Path Loss ») en isolant le rapport des puissances P_r/P_t . De plus, l'équation 1.1 peut être réduite en assumant que les gains d'antennes G_t et G_r et le facteur de perte L sont unitaires. La perte par propagation n'est alors dépendante que de la longueur d'onde de la fréquence centrale λ_c et est inversement proportionnelle au carré de la distance à parcourir. Ainsi, dans le cas idéal de l'équation de Friis, le gradient de perte par propagation est égal à 2.

$$\overline{PL}_{\text{Friis}}(d) \propto d^{-2} \quad (1.2)$$

Évidemment, cette équation n'est vraie qu'en conditions idéales où il n'y a aucune interférence entre l'émetteur et le récepteur. Elle représente néanmoins l'équation de base sur laquelle s'appuie toute estimation de la distance en fonction de la puissance reçue. En pratique, le gradient de perte par propagation est ajusté en fonction du type d'environnement rencontré.

1.2 Présence de trajets multiples

L'équation de Friis est donnée pour un environnement idéal où aucun objet ne peut venir interférer avec le signal émis. En pratique, la propagation RF est soumise à une foule d'interférences. En environnement interne, la propagation RF est affectée par tout objet physique, par exemple les objets présents dans les pièces, les murs, les planchers et ainsi de suite. Le signal est alors altéré par ces objets et différents mécanismes physiques viennent créer des répliques de ce signal. Ces dernières se propageront ainsi jusqu'à un éventuel récepteur, créant ainsi l'effet des trajets multiples. Une fois rendus au récepteur, ces trajets multiples arrivent avec des délais, des amplitudes et des phases différentes du signal original, appelé la ligne de vue directe (LOS). Les deux mécanismes physiques principaux associés à la création de ces trajets multiples sont la réflexion et la diffraction et, illustrées à la figure 1.1.

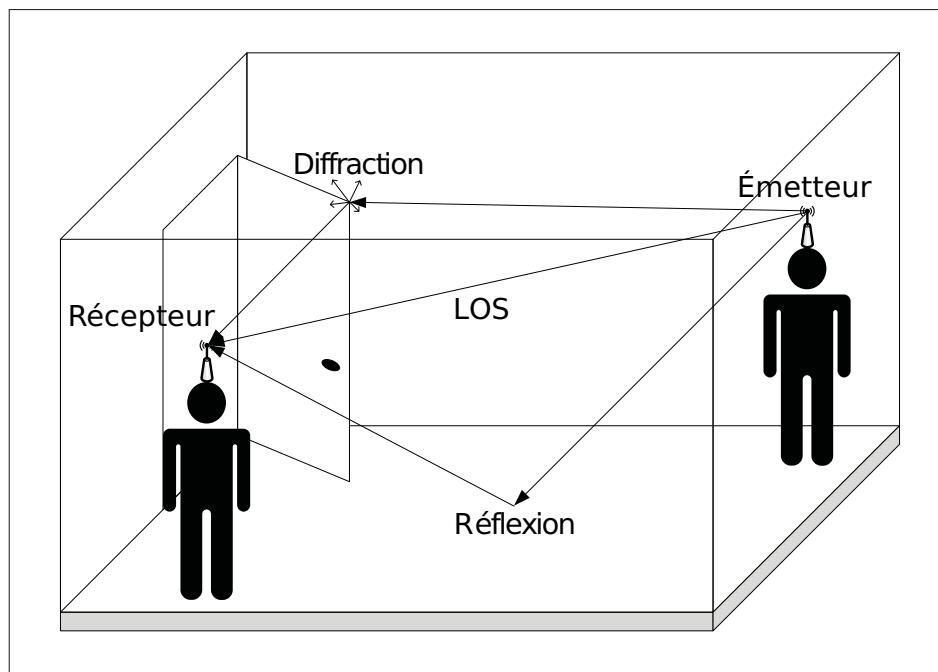


Figure 1.1 Exemple de la présence de trajets multiples en environnement interne.

Le premier et principal mécanisme responsable de la création des trajets multiples est la réflexion. En théorie, lorsqu'un signal frappe une surface lisse, une partie de ce signal est réfléchie. La nouvelle version du signal continue ainsi suivant un angle de réflexion égal à l'angle d'incidence du signal d'origine. Par contre, si la surface de l'objet rencontrée est rugueuse, la réflexion sera dite diffuse. Dans ce cas, plusieurs versions du signal seront créées et seront réfléchies avec plusieurs angles différents.

Le second mécanisme responsable de la création de trajets multiples est la diffraction. Celle-ci survient lorsque l'onde transmise par l'émetteur rencontre un obstacle dont la dimension est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde du signal transmis. En environnement interne, un coin de porte ou un coin de bureau peut être responsable de phénomènes de diffraction par exemple. À la rencontre de ce type d'objet, de multiples versions du signal sont créées, se diffusant ainsi de l'obstacle rencontré.

1.3 Effet d'évanouissement

Le phénomène d'évanouissement est représenté par une variation de la puissance du signal reçu. Il existe deux types d'évanouissement. L'évanouissement à grande échelle est caractérisé par des variations lentes dans la puissance qui fluctuent très peu. Ce type d'évanouissement est associé à l'interférence de gros objets qui bloquent la ligne de vue directe. Le second type est l'évanouissement à petite échelle. Elle est caractérisée par une fluctuation rapide de l'amplitude du signal pour deux distances ou fréquences adjacentes. En environnement interne, c'est l'évanouissement à petite échelle qui prédomine, conséquence directe de la présence des trajets multiples (Rappaport, 2001).

Comme mentionné précédemment, les trajets multiples présents en environnement interne arrivent au récepteur avec des délais, des amplitudes et des phases différentes, tous étant des répliques du signal d'origine (LOS). Ceux-ci se combinent, causant ainsi de l'interférence constructive et destructive. Lorsque cette interférence devient destructive, un fort évanouissement de l'amplitude du signal reçu se produit. Ces interférences étant liées à la longueur d'onde du signal transmis, cet évanouissement se reproduira à des distances qui sont fonction

de cette longueur d'onde. Comme une multitude de trajets multiples existent pour un environnement interne donné, le signal sera constamment soumis à ces variations de puissance pour une même distance d'écart entre l'émetteur et le récepteur. De plus, l'évanouissement causé par les trajets multiples étant dépendant de la longueur d'onde, la variation du signal sera sélective en fréquence.

Ce type de phénomène peut poser problème pour les systèmes de positionnement dépendant de l'amplitude du signal qu'ils reçoivent. Une modélisation statistique des variations dues aux évanouissements permet de donner l'étendue des puissances qu'il est possible de recevoir pour une même distance. Dans le cadre de ce mémoire, les effets d'évanouissement seront modélisés comme une variable aléatoire à distribution connue. La section 1.5 présentera les différentes distributions qui sont habituellement utilisées dans la littérature.

1.4 Bande de cohérence

Les évanouissements à petite échelle causés par la présence de trajets multiples entraînent une atténuation de la puissance reçue de façon sélective en fréquence. La bande de cohérence est la largeur de bande de fréquence sur laquelle un signal conserve une atténuation constante et un déphasage linéaire lorsque celui-ci traverse un canal de transmission donné. Une approximation théorique de celle-ci peut être obtenue à l'aide de la moyenne quadratique de l'écart de délai (σ_τ) et est présentée à l'équation 1.3 (Rappaport, 2001).

$$B_{COH} \approx \frac{1}{2\pi * \sigma_\tau} \quad (1.3)$$

L'écart de délai est défini comme étant la différence de temps entre l'arrivée du signal en ligne de vue directe et le temps d'arrivée d'un signal parmi les trajets multiples.

Cependant, dans le cadre pratique, la littérature fait mention de l'utilisation d'une définition variant légèrement de l'approximation théorique. L'équation 1.4 est utilisée par Janssen *et al.* (1996), (Zepernick et Wysocki, 1999), (Rappaport, 2001) et (MacLeod *et al.*, 2005) pour ap-

proximer la bande de cohérence pour une corrélation de 90 % et plus.

$$B_{\text{COH}} \approx \frac{1}{50 * \sigma_\tau} \quad (1.4)$$

Dans le cadre de ce mémoire, l'équation 1.4 sera utilisée pour avoir une indication de l'approximation de la bande de cohérence dans un environnement interne.

1.5 Modélisation de la propagation radio en environnement interne

Suite à la présentation des problèmes dus aux trajets multiples, l'équation de Friis doit être revue pour prendre en considération les effets des évanouissements. Théoriquement, selon celle-ci (équation 1.1), la puissance reçue devrait décroître de façon inversement proportionnelle au carré de la distance. Cependant, les effets de propagation en environnement interne viennent affecter considérablement le comportement de celle-ci. Un modèle de la propagation spécifique à l'environnement doit être utilisé afin de lier la distance à une perte par propagation en modélisant les effets de la propagation en environnement interne (Munoz, 2009). Une généralisation du modèle de Friis permettant de modéliser les effets d'évanouissement est donnée à l'équation 1.5 (Munoz, 2009).

$$p_r(d)_{dB} = \bar{p}_r(d_0)_{dB} - 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi, \quad d > d_0. \quad (1.5)$$

Dans cette équation, d_0 correspond à une distance de référence, $\bar{p}_r(d_0)_{dB}$ représente la puissance moyenne reçue à la distance de référence pour un environnement donné, d est la distance à laquelle la puissance prévue par le modèle ($p_r(d)_{dB}$) est évaluée. Les deux variables restantes, soit n et χ , sont d'importance capitale, car elles dicteront l'évolution de la puissance reçue en fonction de la distance reçue. n représente le gradient de perte par propagation, indicateur de la vitesse à laquelle le signal s'atténuerà en fonction de la distance et χ est une variable aléatoire qui modélise la variation des puissances obtenues pour une distance donnée, imputable à l'omniprésence des trajets multiples.

Plusieurs auteurs dans la littérature ont utilisé différents modèles statistiques pour modéliser ces évanouissements. Les principales distributions utilisées sont celles de Rayleigh, Rice, log-normale, Suzuki, Weibull et Nakagami (Hashemi, 1993). Cependant, en environnement interne, la distribution de Rayleigh est associée aux signaux ayant une ligne de vue bloquée (OLOS) alors que celle de Rice est utilisée pour les cas où la ligne de vue directe n'est pas bloquée (Rappaport, 2001). Dans le cadre de ce mémoire, le type de cas étudié aura toujours une ligne de vue directe afin de simplifier la caractérisation. Pour un signal en bande étroite avec ligne de vue directe, la distribution de Rice est préconisée.

Puisque les mesures de puissance reçue sont généralement récupérées en décibel, il peut être pratique d'avoir l'équation de la distribution de Rice sous forme logarithmique. Celle-ci est élaborée dans (Parsons, 2000) et est présentée à l'équation 1.6.

$$p_{\text{Rice}}(y)_{dB} = \frac{1}{M\sigma^2} \exp \left\{ \frac{2y}{M} - \frac{1}{2\sigma^2} \left[r_s^2 + \exp \left(\frac{2y}{M} \right) \right] \right\} * I_0 \left[\frac{r_s}{\sigma^2} \exp \left\{ \frac{y}{M} \right\} \right] \quad (1.6)$$

Dans l'équation 1.6, $M = \frac{20}{\ln 10}$ et r_s peut être remplacé en introduisant le facteur K_{Rice} (en décibels) de la distribution de Rice. Celui-ci représente le ratio de puissance entre la composante dominante du LOS et les composantes des trajets multiples (Rappaport, 2001). La relation entre r_s et K_{Rice} est donnée par l'équation suivante.

$$r_s = 2\sigma^2 10^{\frac{K_{\text{Rice}}}{10}} \quad (1.7)$$

Dans certains cas, la variation des puissances reçue peut être approximée à l'aide de la distribution log-normale. En effet, si une moyenne de puissances est obtenue à l'aide de techniques de diversité, il est possible d'utiliser cette distribution (Munoz, 2009). En décibels, la distribution log-normale devient tout simplement une distribution gaussienne, telle que présentée à l'équation 1.8.

$$p_{L-N}(y)_{dB} = \frac{1}{\sigma_{dB}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}} \quad (1.8)$$

Dans l'équation précédente, $p_{L-N}(y)_{dB}$ représente la probabilité selon la distribution log-normale pour une valeur de y donnée en décibels. Les paramètres μ_{dB} et σ_{dB} sont respectivement la moyenne et l'écart type de la distribution gaussienne des valeurs de y représentées en décibels.

1.6 Conclusion

Le présent chapitre a exposé la problématique de la caractérisation de la propagation RF en environnement interne. Le fait de devoir effectuer le positionnement sans infrastructure fixe de référence implique qu'une modélisation de la propagation RF doit être faite à chaque noeud. Un modèle théorique du phénomène de propagation RF pouvant associer la puissance reçue, d'un émetteur à un récepteur, à une distance a été présenté. Cependant, celui-ci doit être ajusté pour prendre en compte les différents mécanismes physiques en environnement interne. La principale source d'interférence présentée dans ce chapitre est due à l'omniprésence des trajets multiples qui ont un impact sur la variabilité même des mesures RSSI. Afin de modéliser cette variabilité, une équation dérivée de l'équation de Friis est présentée, introduisant une variable aléatoire χ et le gradient de perte par propagation n . Dans le cadre de ce mémoire, la distribution log-normale sera utilisée pour modéliser la variabilité des mesures puisqu'une technique de diversité fréquentielle est employée, telle que présentée au chapitre 3.

CHAPITRE 2

REVUE DE LITTÉRATURE DU POSITIONNEMENT

Les phénomènes de propagation électromagnétique en environnement interne ayant été présentés au chapitre 1, il est maintenant possible de s'attarder au problème de l'estimation de la distance sans infrastructure de référence. Ce chapitre présentera donc une revue de la littérature sur les concepts de base du positionnement en présentant les paramètres de radiolocalisation et les différentes techniques utilisées pour mettre à profit les mesures de ces paramètres. Afin de combattre l'effet des trajets multiples, la diversité fréquentielle par étalement spectral sera introduite. Finalement, quelques systèmes de positionnement en environnement interne de la littérature seront présentés.

2.1 Paramètres de radiolocalisation

Tel que proposé par Pahlavan *et al.* (2002) et représenté à la figure 2.1, un système de positionnement en environnement interne peut être séparé en trois blocs, soit la détection des paramètres de localisation, l'algorithme de localisation et la décision. La partie détection peut être effectuée à l'aide d'un ou de plusieurs détecteurs selon les besoins de l'algorithme de positionnement.

De façon générale, ce diagramme fonctionnel peut être appliqué à n'importe quel type de positionnement, soit interne ou externe. Cependant, le positionnement en environnement interne requiert un effort plus considérable, effort imputable aux caractéristiques du canal de transmission. Comme présenté au chapitre 1, le canal de transmission en environnement interne est dominé par la présence de trajets multiples et ceux-ci sont spécifiques à chaque site (Liu *et al.*, 2007). Ceux-ci ont un impact direct sur la précision des mesures fournies par les détecteurs. Les sections suivantes présenteront les principaux paramètres de localisation utilisés par les détecteurs et l'impact sur leur précision de l'environnement interne.

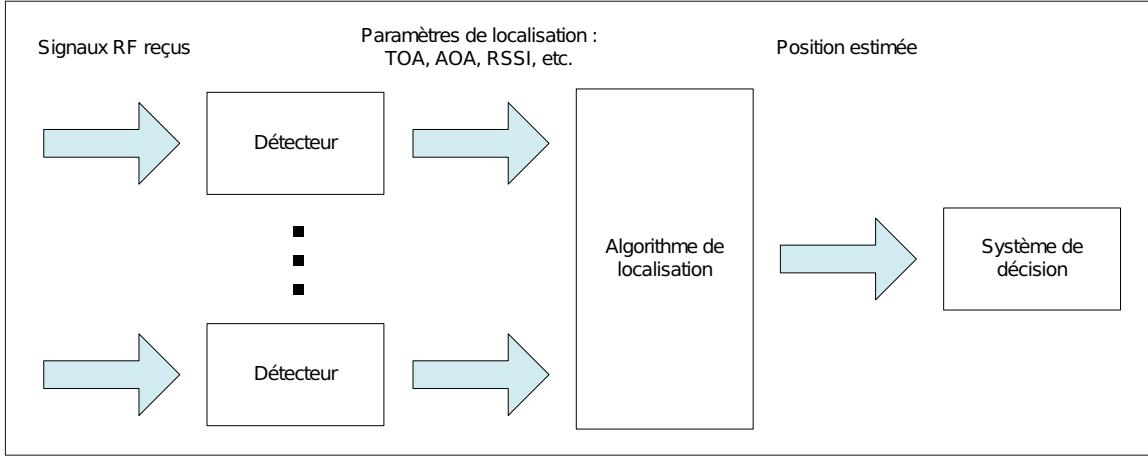


Figure 2.1 Diagramme fonctionnel d'un système de positionnement sans fil général (Pahlavan *et al.*, 2002).

2.1.1 Détection par mesures de temps d'arrivée

Le premier type de paramètre utilisé pour faire de la localisation se base sur la mesure du temps d'arrivée. La distance entre un récepteur et son émetteur est directement proportionnelle au temps de propagation qui s'écoule entre le début de la transmission et le début de la réception du message (Liu *et al.*, 2007). Il est possible d'obtenir celle-ci en multipliant le temps de propagation par la constante de propagation du milieu :

$$d_{\text{TOA}} = c * (t_1 - t_0) \quad (2.1)$$

où d est la distance parcourue, c est la vitesse de la lumière dans le vide, t_1 est le temps d'arrivée de l'onde et t_0 est le temps de départ de l'onde. Un premier type de positionnement se sert directement de cette mesure, soit le positionnement par temps d'arrivée (TOA). De façon générale, la localisation en deux ou trois dimensions s'effectue par une technique de latération. Pour un positionnement en deux dimensions, au moins trois détecteurs doivent être présents. Tel que présenté à la figure 2.2, la technique de latération consiste à trouver géométriquement, à l'aide de cercles, la position d'un nœud à localiser. La position est donnée par l'intersection

des cercles dont le rayon est de la longueur trouvée par le temps de propagation et centrée sur la position du détecteur qui a fait la mesure.

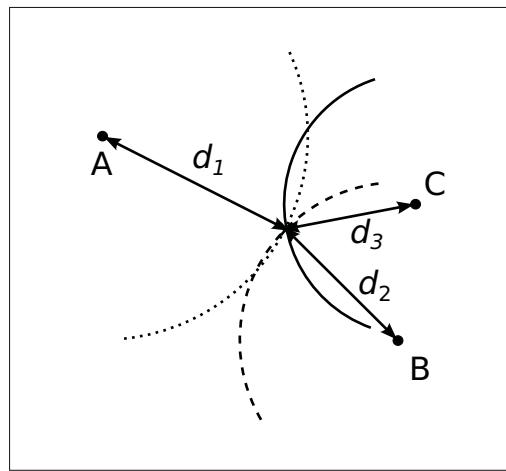


Figure 2.2 Représentation graphique de la trilateration d'un mobile par trois stations de référence par TOA et RTOF.

Une particularité du TOA est que tous les émetteurs et récepteurs doivent être synchronisés entre eux. Cette synchronisation est nécessaire pour effectuer la mesure du temps t_0 , soit le temps de départ de l'onde. Cette particularité impose donc l'utilisation d'horloges très précises et synchronisées entre elles si une mesure précise est souhaitée (Vossiek *et al.*, 2003). Évidemment, cette précision vient avec un coût plus élevé.

Afin de contrer la dépendance de la synchronisation des détecteurs, une approche par calcul du temps d'aller-retour (RTOF) peut être utilisée. Tout comme le TOA, une distance est associée au temps de propagation du signal. Cependant, dans le RTOF, un signal de réponse est envoyé en réponse au premier signal de positionnement. Ainsi, le temps de départ du premier signal, t_0 , est connu et est soustrait par le temps d'arrivée, t_1 de la réponse, donnant le temps d'aller-retour du signal. Évidemment, une certaine quantité de temps dénotée $t_{\text{traitement}}$ est associée au temps de détection et de réponse du nœud à estimer. L'équation 2.2 donne le calcul à effectuer pour obtenir la distance associée au temps d'aller-retour du signal. Une fois l'estimation de la distance effectuée, une technique de latération est appliquée de la même façon que pour le

TOA présenté à la figure 2.2.

$$d_{\text{RTOF}} = c * \left(\frac{(t_1 - t_0) - t_{\text{traitement}}}{2} \right) \quad (2.2)$$

Bien que cette approche ne requière aucune synchronisation, la précision qu'il est possible d'obtenir avec celle-ci est fortement dépendante du temps associé à la détection et la réponse du nœud distant (Vossiek *et al.*, 2003). Elle requiert une connaissance exacte du temps de traitement de la réponse et que celui-ci soit garanti d'être toujours le même. À titre d'exemple, une variation de l'ordre de 50ns peut faire varier l'estimation de la distance de 7.5m.

Finalement, la technique la plus utilisée parmi les solutions de positionnement existantes dans la littérature basée sur des mesures de temps est l'approche par différence de temps d'arrivée (TDOA) (Vossiek *et al.*, 2003). Plutôt que d'effectuer la différence entre le temps de départ et le temps d'arrivée comme dans le TOA, le TDOA utilise la différence de temps d'arrivée d'un même signal à deux détecteurs différents. Considérant que le temps de propagation est lié à la distance à parcourir, le TDOA donne donc l'information de la différence entre la distance respective de chaque détecteur et le mobile à localiser. L'avantage principal de cette approche est que la connaissance du temps de départ du signal n'est plus nécessaire, ce qui élimine le besoin de synchronisation entre les détecteurs et le nœud à estimer (Liu *et al.*, 2007). La distance obtenue par TDOA, soit d_{TDOA} , est donnée par la différence des distances qui séparent le noeud à localiser des deux détecteurs, soit d_1 et d_2 . L'équation 2.3 démontre que le temps de départ du signal t_0 n'a pas besoin d'être connu avec t_1 et t_2 étant le temps de propagation respectif pour chacun des deux détecteurs. La différence de temps d'arrivée est dénotée Δt_{12}

$$\begin{aligned} d_{\text{TDOA}} &= d_1 - d_2 \\ &= c * (t_1 - t_0) - c * (t_2 - t_0) \\ &= c * (t_1 - t_2) \\ &= c * \Delta t_{12} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Cependant, comme la différence s'effectue sur les temps d'arrivée de deux détecteurs, ceux-ci doivent impérativement être synchronisés entre eux. La différence de temps d'arrivée peut être représentée, dans un plan en deux dimensions par exemple, par une hyperbole dont le foyer est centré sur la position des détecteurs. La figure 2.3 illustre comment il est possible d'estimer la position d'un mobile à partir de mesures TDOA. Il est à noter qu'un minimum de deux paires de détecteurs synchronisés sont nécessaires pour estimer la position d'un mobile dans un plan en deux dimensions. Les hyperboles de la figure 2.3 représentent l'ensemble de positions possibles obtenues à partir des mesures de TDOA des paires de détecteurs AB donnants $d_1 - d_2$ et AC donnants $d_1 - d_3$.

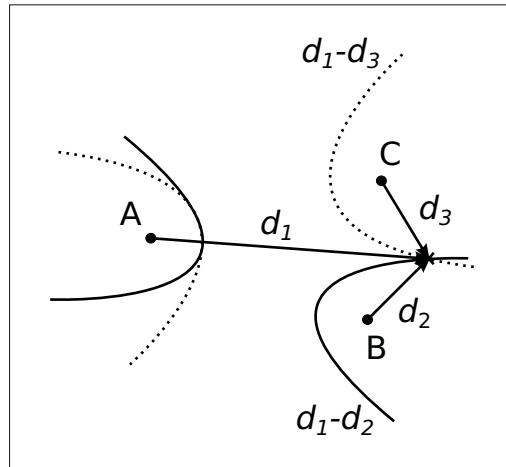


Figure 2.3 Représentation graphique du principe de latération pour le TDOA.

2.1.2 Détection par mesures d'angle d'arrivée

Le second type de paramètres utilisé pour le positionnement est basé sur les mesures d'angle d'arrivée (AOA). Pour utiliser cette approche, l'angle d'arrivée, auquel un signal émis par un nœud à localiser, doit pouvoir être mesuré par deux ou plusieurs détecteurs qui reçoivent ce signal. En théorie, il est possible, par simple géométrie, de tracer des lignes aux angles obtenus. L'estimation de la position du nœud à localiser se trouvera alors au point d'intersection des lignes (Vossiek *et al.*, 2003). Cependant, la mesure de l'angle est sujette à la précision du détecteur. La sélectivité de la mesure d'angle fait en sorte qu'au lieu de tracer un simple

rayon associé à un angle, deux lignes doivent être tracées par détecteur pour représenter la plage d'angles associée à une mesure. Ainsi, plutôt que d'avoir un seul point d'intersection entre deux lignes, les mesures d'angle de deux détecteurs donnent une région dans laquelle le nœud à localiser se trouve(Liu *et al.*, 2007). Cette région peut être minimisée en utilisant plusieurs détecteurs. Un désavantage de l'approche par AOA est que plus le noeud à localiser est éloigné des détecteurs, plus la précision de l'estimation de la position se dégradera (Liu *et al.*, 2007). Cette dégradation est causée par l'augmentation de la zone d'incertitude qu'apporte la sélectivité de mesures d'angle des détecteurs.

La figure 2.4 illustre la géométrie permettant d'effectuer la localisation d'un noeud par AOA. Le noeud à localiser N se situe à l'intérieur de la région d'incertitude en gris causée par la sélectivité d'angle $\Delta\theta_A$ et $\Delta\theta_B$ pour les détecteurs A et B respectivement.

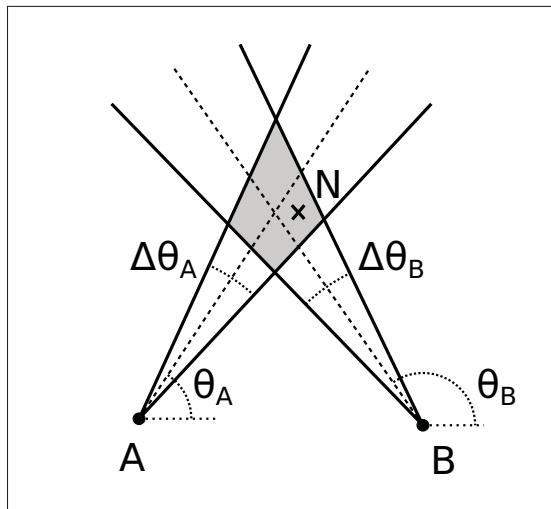


Figure 2.4 Représentation graphique du principe de triangulation à partir de mesures de type AOA, soit θ_A et θ_B .

Pour déterminer l'angle d'arrivée d'un signal, un réseau d'antennes doit être utilisé, comme c'est le cas pour la majorité des techniques existantes basées sur le AOA (Munoz, 2009). Il existe deux méthodes fréquemment utilisées dans la littérature pour obtenir ces mesures. La première consiste à comparer le temps d'arrivée de chaque antenne du réseau espacé d'une

distance connue. Par la suite, l'angle est trouvé par trigonométrie avec la différence de temps entre chaque antenne. La seconde méthode utilise la sélectivité des patrons de radiation des antennes réceptrices. Chaque antenne est conçue pour avoir un patron de radiation sélectif dans une direction particulière et la couverture combinée de l'ensemble du réseau d'antennes doit être de 360° . L'angle d'arrivée est déterminé par la suite à partir de l'antenne qui reçoit le signal avec le plus de puissance.

2.1.3 Détection par indicateur de puissance du signal reçu

Le troisième type de paramètre utilisé pour effectuer la localisation d'un nœud est basé sur des mesures d'indicateur de puissance du signal reçu (RSSI). Dans cette approche, la puissance du signal reçu est utilisée pour calculer la perte de puissance associée à la propagation dans l'espace. Théoriquement, selon l'équation de Friis (équation 1.1), la puissance reçue devrait décroître de façon inversement proportionnelle au carré de la distance. Cependant, les effets de propagation en environnement interne, présentés au chapitre 1, viennent affecter considérablement le comportement de celle-ci. Un modèle d'atténuation de parcours spécifique à l'environnement doit être utilisé afin de lier la distance à une perte par propagation en modélisant les effets de la propagation en environnement interne (Munoz, 2009). Une généralisation du modèle de Friis permettant de modéliser les effets d'évanouissement est donnée à l'équation 1.5.

$$p_r(d)_{\text{dB}} = \bar{p}_r(d_0)_{\text{dB}} - 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi, \quad d > d_0. \quad (1.5)$$

Les paramètres n et χ , correspondant respectivement au gradient de perte par propagation et la variable aléatoire associée aux variations, sont dépendants du site où la modélisation a été effectuée (Liu *et al.*, 2007). La section 1.5 présente plus en détails la modélisation de la propagation en environnement interne et les différents paramètres fondamentaux.

Une fois qu'un modèle est trouvé suffisamment précis, une atténuation par parcours obtenue d'une mesure de puissance reçue peut être associée à une distance selon le modèle. Par la suite, de façon similaire au TOA, on peut localiser un nœud d'intérêt N dans un plan 2D à partir de trois mesures de puissance reçue par trilateration, comme illustré à la figure 2.5. Les chemins

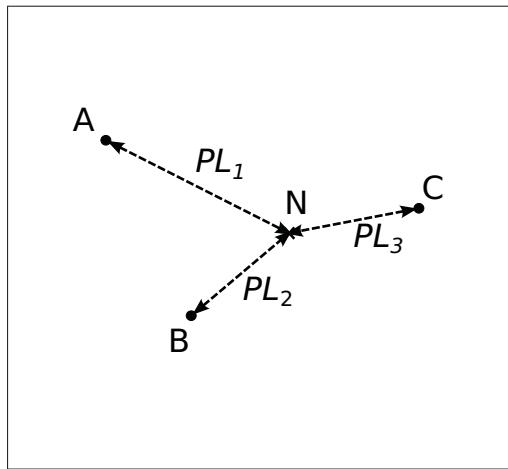


Figure 2.5 Représentation du principe de positionnement par mesures RSSI.

de propagation en ligne de vue directe (LOS) tracés en pointillés sont associés aux pertes par propagations PL_1 , PL_2 et PL_3 pour les détecteurs A, B et C respectivement.

Le principal avantage de l'approche par mesure de puissance reçue est qu'il est simple à intégrer à tout système de communication fournissant un indicateur de la puissance reçue. La mesure étant simple à obtenir, certaines solutions existantes dans la littérature se servent des indicateurs de puissance reçue d'infrastructures existantes dans l'environnement d'intérêt (Vossiek *et al.*, 2003). Cette facilité d'obtenir des mesures RSSI réduit considérablement l'effort du développement matériel, contrairement à des approches par TOA et TDOA par exemple. Cependant, le phénomène d'interférences constructives et destructives causé par la présence de trajets multiples, présenté au chapitre 1, vient affecter considérablement les mesures de RSSI. Ces interférences peuvent être suffisamment importantes pour que le modèle d'atténuation de parcours utilisé ne soit plus adéquat (Liu *et al.*, 2007).

2.2 Techniques de localisation

Les paramètres de localisation présentés dans la section précédente peuvent être utilisés de différentes façons afin d'obtenir une estimation de la distance d'un nœud à localiser. Liu *et al.* (2007) sépare les différentes techniques utilisées en trois approches : l'approche géométrique, l'approche par analyse de scène et l'approche par proximité.

2.2.1 Approche géométrique

Dans l'approche géométrique, une estimation de la position d'un nœud à localiser est donnée par l'intersection de figures géométriques obtenues à partir des différents paramètres de localisation présentés dans la section 2.1. Les techniques les plus courantes sont celles de la trilateration et de la triangulation. Dans le cas de la trilateration, l'estimation de la position est obtenue à partir de la distance mesurée d'au moins trois points de références pour un plan en deux dimensions. La figure 2.2 montre que l'estimation de la position est donnée par l'intersection des trois cercles associés à la distance mesurée par chaque détecteur. Une information d'estimation de la distance, obtenue soit par mesure de temps d'arrivée ou par puissance du signal reçue, est donc requise pour cette technique. Pour ce qui est de la technique de triangulation, elle utilise plutôt les informations basées sur l'angle d'arrivée. Ainsi, en utilisant les propriétés géométriques des triangles, l'estimation de la position est trouvée à partir de l'intersection d'au minimum deux angles dans un plan en deux dimensions. La figure 2.4 illustre le principe de la triangulation à l'aide de mesures d'angle d'arrivée.

2.2.2 Approche par analyse de scène

L'approche par analyse de scène est basée sur la connaissance d'informations de l'environnement dans lequel le système est utilisé. Ces informations sur le milieu peuvent être connues à priori ou peuvent être acquises par apprentissage automatique («machine learning»). Dans un cas comme dans l'autre, cette connaissance du milieu est spécifique à un environnement donné et l'apprentissage doit être fait pour chaque milieu d'utilisation différent (Liu *et al.*, 2007). L'apprentissage automatique exige une phase de prise de mesures préalablement à l'utilisation, et ce, pour chaque environnement pour un ensemble de positions connues. Ces mesures sont recueillies et mises dans une base de données associée à un type d'environnement donné. À partir des mesures de la phase d'apprentissage, le système est en mesure d'établir un modèle qui lui servira à déterminer la position d'un nœud à localiser. La modélisation peut être effectuée de façon paramétrique ou non paramétrique.

La modélisation paramétrique se base sur une équation qui modélise l'ensemble des mesures et cherche à trouver les paramètres de cette équation qui minimise l'erreur entre le modèle et les mesures. Par la suite, lors de l'utilisation du modèle, une méthode probabiliste par analyse statistique peut être employée pour donner une indication sur la localisation du nœud. Ainsi, le système détermine la position du nœud en recherchant celle ayant la vraisemblance maximale basée sur le modèle. Par exemple, en supposant qu'il existe n positions possibles dénotées L_1, L_2, \dots, L_n , et que s est le vecteur des mesures obtenues en mode d'opération, la règle de décision dit qu'il faut choisir L_i si $P(L_i|s) > P(L_j|s)$, pour $i, j = 1, 2, 3, \dots, n, j \neq i$ (Liu *et al.*, 2007). Le terme $P(L_i|s)$ est défini comme étant la probabilité que le nœud à localiser se trouve à position L_i pour un vecteur de mesures s donné.

La modélisation non paramétrique consiste à modéliser le positionnement directement à partir de certaines caractéristiques des mesures sans prendre compte d'un modèle de référence. Elle cherche à reconnaître les différents patrons pouvant se former à travers les caractéristiques dépendantes de la position, appelées «features», de l'ensemble de données de la phase d'apprentissage. Ainsi, une cartographie des caractéristiques peut être obtenue et une position est associée pour chaque patron de caractéristiques. Il s'agit ici de l'approche par signature («fingerprinting») grandement utilisée dans le domaine de l'intelligence artificielle. Ainsi, plusieurs algorithmes de ce domaine sont déjà utilisés pour déterminer la position de nœud à localiser, comme la classification naïve bayésienne et les réseaux de neurones (Liu *et al.*, 2007).

2.2.3 Approche par proximité

L'approche par proximité consiste tout simplement à déterminer si le nœud à localiser est à proximité ou non d'un détecteur. En général, l'implémentation d'une telle approche se fait en déployant un grand réseau de détecteurs dont la position est connue (Gu *et al.*, 2009). Par la suite, la position du nœud à détecter est donnée par l'association de celui-ci à un des détecteurs et la couverture de ce détecteur. Dans le cas où plus d'un détecteur peuvent être associés à se nœud, le détecteur recevant le signal le plus fort est choisi en général (Liu *et al.*, 2007).

2.3 Diversité fréquentielle par étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre consistent à prendre un signal avec une certaine bande passante donnée R et à l'étendre sur une bande de fréquence W plus grande que le signal d'origine. Un facteur d'expansion $B_e = W/R$ est alors plus grand que 1 dans un système à étalement de spectre. Celles-ci sont principalement utilisées dans les systèmes de télécommunication sans fil (Proakis et Salehi, 2007). Les techniques d'étalement de spectre sont généralement utilisées pour éliminer les effets d'interférence pouvant être causés par un brouilleur, la présence d'un autre système de communication dans un canal adjacent ou même sa propre interférence causée par les trajets multiples. Elles peuvent également être utilisées pour ajouter de la sécurité en utilisant un code secret ou pour diminuer la puissance d'émission limitant ainsi la détection de la communication (Kaddoum *et al.*, 2010).

Dans le présent mémoire, les techniques d'étalement de spectre sont abordées dans l'optique de combattre l'effet de canal causé par la propagation en environnement interne. Les évanouissements dus aux trajets multiples étant sélectifs en fréquence, l'étalement de spectre permet d'atténuer l'effet des fréquences en évanouissement (Liu *et al.*, 2007).

2.3.1 Étalement de spectre par séquence directe

L'étalement de spectre par séquence directe (DSSS) consiste à multiplier un bruit pseudo-aléatoire à l'information à envoyer. Pour ce faire, un générateur de nombre pseudo-aléatoire (PN) génère une suite de nombres à un taux binaire R_c qui est supérieur au taux binaire de l'information à envoyer soit R_b . Le rapport de R_c/R_b doit être un entier supérieur à 1 (Proakis et Salehi, 2007). Comme la largeur de bande du lobe principal d'un signal est égale à son taux binaire, le facteur d'expansion de la largeur de bande du DSSS peut être calculé à partir de l'équation 2.4.

$$B_e = \frac{W}{R} = \frac{R_c}{R_b} \quad (2.4)$$

Par la suite, le produit de ces deux signaux peut être envoyé à un modulateur qui prendra le signal en bande de base pour l'envoyer dans la bande de fréquence désirée. Un exemple de

schéma de modulateur à changement de phase binaire (BPSK) intégrant un système DSSS est donné à la figure 2.6.

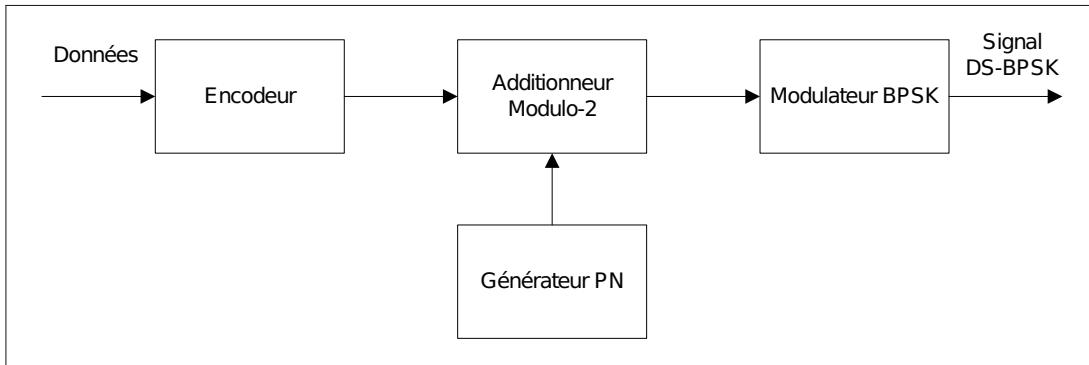


Figure 2.6 Exemple d'un schéma d'un modulateur BPSK intégrant un système DSSS (DS-BPSK).

Comme l'information est sous forme binaire, une méthode pour combiner la séquence pseudo-aléatoire à l'information est d'effectuer une addition modulo-2 entre ces deux signaux (Proakis et Salehi, 2007). Cette addition s'effectue à la fréquence du générateur PN. Le signal est par la suite envoyé dans le canal de transmission et récupéré par le récepteur. Celui-ci doit démoduler le signal reçu et multiplier le résultat de la démodulation par la même séquence pseudo-aléatoire utilisée à l'émetteur afin d'en retirer les données.

Dans le domaine des fréquences, l'étalement de spectre à séquence directe a pour effet de répartir la puissance du spectre du signal étalé sur une largeur de bande beaucoup plus grande que le signal en bande étroite de départ contenant l'information à transmettre (Proakis et Salehi, 2007). La figure 2.7 illustre l'effet de la multiplication d'un signal en bande étroite par une séquence de pseudo-aléatoire. Le signal en *A* représente l'information en bande étroite et celui en *B* représente l'information après étalement. Pour passer d'un signal à l'autre, il suffit de multiplier un des deux signaux pour obtenir l'autre. Par exemple, si un bruit en bande étroite est présent dans le canal de transmission, la puissance de celui-ci sera étalée lors de la récupération de l'information.

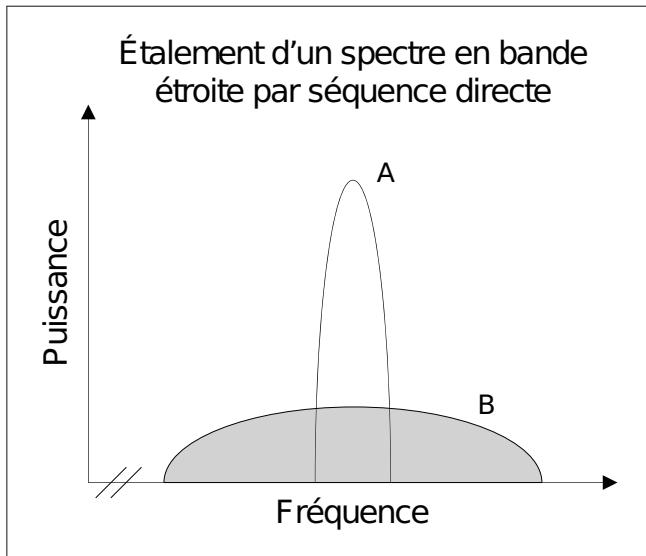


Figure 2.7 Représentation de l'étalement de spectre par séquence directe dans le domaine fréquentiel.

2.3.2 Étalement de spectre par saut en fréquence

L'étalement de spectre par saut en fréquence (FHSS) consiste à transmettre de l'information sur une large bande de fréquence en divisant celle-ci en plusieurs canaux contigus. L'espacement entre ces canaux doit être au minimum de la largeur du signal en bande étroite à transmettre. Pour se faire, l'émetteur doit être en mesure de sélectionner la fréquence de la porteuse à laquelle l'information sera envoyée. La séquence utilisée pour l'étalement est habituellement pseudo-aléatoire et dicte le canal sur lequel s'effectuera la prochaine communication (Proakis et Salehi, 2007). Conséquemment, la longueur de la séquence doit être égale au nombre de canaux utilisés.

Le type de modulation n'a pas vraiment d'importance, car seule la fréquence de la porteuse doit être changée pour translater le signal en bande étroite. Cependant, la modulation par fréquence est habituellement utilisée pour des raisons techniques, dont la cohérence de phase par exemple (Proakis et Salehi, 2007). Un exemple de schéma de la partie émetteur d'un système FHSS est donné à la figure 2.8. Ainsi, lorsque le récepteur sera synchronisé avec l'émetteur en

suivant la séquence de saut prédéterminée, celui-ci pourra extraire les données en démodulant le signal reçu.

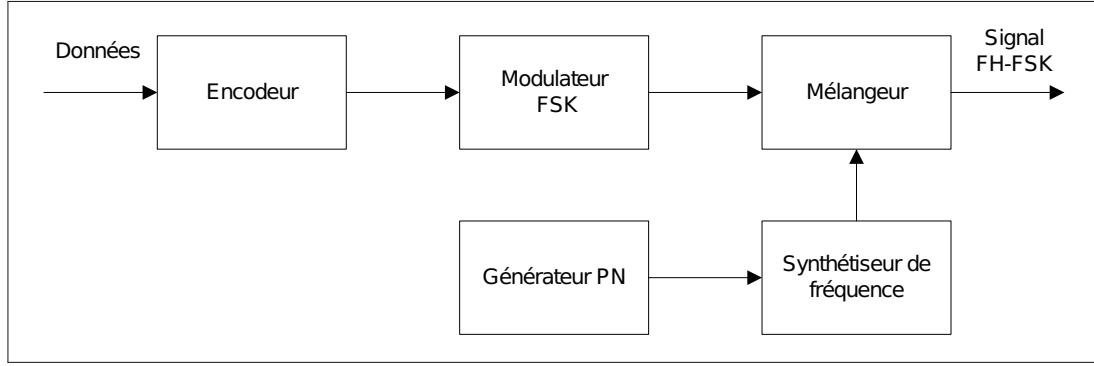


Figure 2.8 Exemple d'un schéma d'un modulateur FSK intégrant un système FHSS (FH-FSK).

D'un point de vue temporel, la vitesse des sauts en fréquence varie grandement d'une application à l'autre. Dans certains cas, la fréquence peut changer plusieurs fois à l'intérieur d'un symbole à transmettre. Il s'agit ici de saut de fréquence rapide (« fast-hopped »). À l'autre extrême, il existe le saut par blocs. De ce cas, le temps entre chaque saut peut être fixé arbitrairement ou peut correspondre tout simplement au temps de communication d'une ou plusieurs trames d'information, dénoté T_c . La figure 2.9 illustre un exemple de séquence de sauts dans le temps d'un système FHSS en a) avec la représentation fréquentielle de chacun des canaux en b), créant ainsi un étalement de l'utilisation du spectre des fréquences.

En présence d'un bruit en bande étroite, seuls le canal ou les deux canaux adjacents affectés par le bruit ne pourront être utilisés. L'immunité au bruit dans un système FHSS est due au fait que l'information qui n'a pas pu être envoyée sur un canal brouillé pourra être retransmise dans les canaux dont la communication n'est pas affecté par cette interférence (Proakis et Salehi, 2007).

2.4 Travaux antérieurs

Les sections précédentes ont présenté les fondements sur lesquels reposent les solutions de localisation actuelle. Bien que la technologie de localisation à l'extérieur soit dorénavant dis-

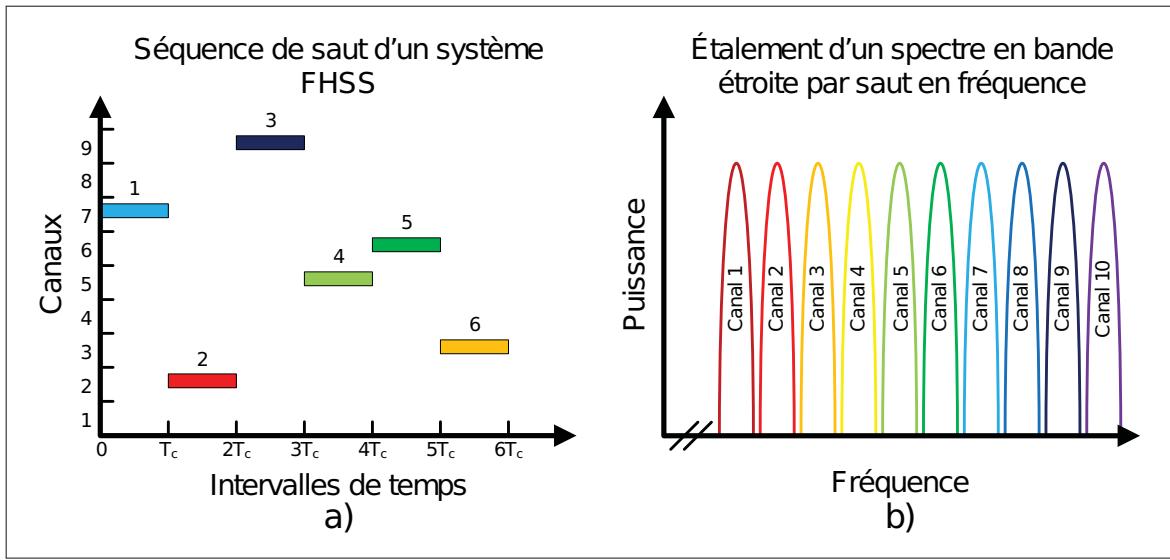


Figure 2.9 Représentation de l'étalement de spectre par saut en fréquence.

ponible et accessible, il n'en reste pas moins qu'un besoin réel persiste au niveau de la localisation en environnement interne. Rappelons que celle-ci est sujette aux interférences associées principalement à la propagation en environnement interne, tel que présenté au chapitre 1. Néanmoins, plusieurs systèmes de localisation en environnement interne font l'objet de recherches dans la littérature. Les systèmes existants proposent des solutions complètes prévues pour des contextes d'utilisation différents, allant de la localisation sur un étage jusqu'à celle permettant d'obtenir une précision dans les dizaines de centimètres pour une pièce donnée. Celles-ci incluent un choix d'un ou plusieurs paramètres de localisation, une infrastructure pour faire l'acquisition des mesures et l'algorithme permettant d'obtenir la précision voulue selon l'application. Plusieurs approches différentes sont proposées dans la littérature comme RADAR (Bahl et Padmanabhan, 2000), Cricket (Priyantha *et al.*, 2000) et Ubisense RTLS (Ubisense, 2013). Bien que le présent mémoire se limite à la présentation de ces trois systèmes, un survol couvrant la majorité des systèmes existants peut être trouvé dans Liu *et al.* (2007) et Gu *et al.* (2009).

RADAR

Le système de localisation RADAR, présenté dans Bahl et Padmanabhan (2000), a été conçu par un groupe de recherche chez Microsoft. Ce système utilise les signaux d'infrastructure WLAN basée sur le standard IEEE 802.11, plus connu sous le nom Wi-Fi, existant dans un environnement donné. La localisation est alors effectuée à partir de la puissance mesurée (RSSI) à différents points d'accès d'un signal émis d'un mobile à détecter. Comme une approche par signature est utilisée, une phase d'apprentissage doit être effectuée pour établir une base de données des puissances reçues pour une position donnée. Lors de l'utilisation, le mobile à localiser envoie un signal aux points d'accès de l'infrastructure WLAN et ceux-ci relayent l'information sur la puissance à laquelle ils ont reçu le signal à l'unité contenant la base de données qui s'occupe d'effectuer une estimation de la position. Un algorithme de jumelage utilisant la méthode des K plus proches voisins («K-Nearest Neighbors») est par la suite appliqué afin de minimiser la distance euclidienne pour la dernière signature obtenue (Bahl et Padmanabhan, 2000). La précision qu'il est possible d'obtenir est autour de 3 mètres (Liu *et al.*, 2007). Un avantage de ce système est qu'il est facile à déployer dans un environnement comportant déjà une infrastructure Wi-Fi. De plus, la disponibilité et l'accessibilité d'une telle infrastructure rendent cette solution intéressante. Cependant, l'utilisation du Wi-Fi peut demander une trop grande consommation pour certaines applications à énergie limitée.

Cricket

Le système de positionnement Cricket a été développé dans le but d'offrir un système de positionnement privé, efficace et surtout à faible coût (Priyantha *et al.*, 2000). La particularité de ce système est qu'il utilise une combinaison d'ultrasons et de signaux RF pour effectuer son positionnement. Il est constitué de plusieurs émetteurs à ultrasons et RF. Ceux-ci sont placés sur les murs et les plafonds à des positions connues. Un récepteur est ensuite installé sur chaque objet à localiser. Pour effectuer la localisation, les émetteurs doivent envoyer un signal de chaque type simultanément, soit acoustique et RF. Par la suite, le nœud récepteur reçoit les deux types de signaux et calcule la différence de temps d'arrivée entre les deux signaux. Les

émetteurs étant à des positions préalablement déterminées, le récepteur est alors responsable de calculer et déterminer lui-même sa propre position. Le traitement est donc dit décentralisé. La mesure de temps d'au moins trois émetteurs est par la suite utilisée pour déterminer sa position par trilateration. Si le nombre d'émetteurs à proximité est insuffisant, le système identifie l'émetteur par le contenu de sa trame radio unique et utilise une approche de positionnement par proximité. Le principal avantage de ce système est le faible coût de ses récepteurs et du système complet. De plus, sa précision est de l'ordre de 10 cm (Gu *et al.*, 2009). Cependant, une limitation importante des systèmes de positionnement à ultrasons est leur sensibilité aux bruits acoustiques, ce qui limite la possibilité de les utiliser dans un environnement bruyant. De plus, une ligne de vue directe est nécessaire pour obtenir une mesure valide (Priyantha *et al.*, 2000).

Ubisense

Fondée par des ingénieurs de AT&T Cambridge, la compagnie Ubisense a développé un système de positionnement basé sur la technologie à bande ultralarge (UWB). Celui-ci permet d'obtenir les informations du positionnement en temps réel et est actuellement commercialement disponible (Ubisense, 2013). Une combinaison de mesures par TDOA et par AOA est utilisée pour effectuer une triangulation plus robuste. Cette combinaison mélangée à l'utilisation du UWB permet au système d'obtenir une résolution de l'ordre de la dizaine de centimètres (Gu *et al.*, 2009). Pour fonctionner, un marqueur unidirectionnel émettant un signal UWB est placé à l'intérieur d'une cellule délimitée par un minimum de quatre détecteurs placés à des positions connues. Ceux-ci captent le signal émis par le marqueur et envoient l'information à une station qui s'occupe d'effectuer la triangulation de la position en fusionnant les informations du TDOA et du AOA en utilisant la méthode des moindres carrés. L'avantage principal de ce système provient de l'utilisation du UWB qui permet d'éliminer les interférences causées par les trajets multiples présents en abondance en environnement interne. En effet, la durée d'impulsion d'un système UWB est assez courte pour différencier le trajet principal des répliques (Gu *et al.*, 2009). Cette précision ne vient évidemment pas sans inconvénient. Le prix d'une

trousse de développement de ce système pour la recherche se chiffre autour de 16 875 \$ (Gu *et al.*, 2009).

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une revue de la théorie de base concernant le positionnement a été présenté. Les différents paramètres de localisation basés sur le temps, l'angle ou la puissance d'arrivée du signal sont utilisés pour donner une estimation de la distance d'un noeud à localiser en se basant sur les différentes techniques de localisation présentées.

Bien qu'il existe plusieurs solutions de positionnement pour l'utilisation en environnement interne, peu d'effort a été apporté à la problématique de la localisation sans déploiement d'infrastructure. Celles présentées précédemment dépendent toutes d'une infrastructure de référence fixe qui doit être déployée préalablement à l'utilisation. Cette nécessité provient du fait que ces systèmes donnent tous une coordonnée précise sur la position du noeud à localiser. Cependant, l'application présentée dans le cadre de ce mémoire ne nécessite pas de connaître la position absolue des usagers. Dans un système sans infrastructure, l'information sur la position du noeud à localiser est relative à celle des autres nœuds d'un même réseau. Chaque appareil doit donc être à la fois émetteur et récepteur pour se situer par rapport aux autres et donner une information aux autres pour que ceux-ci fassent de même. Ce type d'architecture est dit décentralisé, car chaque nœud est responsable du traitement de positionnement. Les phénomènes de trajets multiples étant constamment présents en environnement interne, la technique de localisation doit être en mesure de diminuer, voire éliminer, les effets d'interférences causées par ceux-ci. N'ayant aucune base de référence sur laquelle s'appuyer, le noeud doit donc être à même de combattre les effets des trajets multiples afin de pouvoir donner une estimation de sa position au sein du réseau. Une nouvelle approche adressant le positionnement sans infrastructure fixe permettant de combattre les effets des trajets multiples sera donc proposée dans le chapitre 3.

CHAPITRE 3

SOLUTION PROPOSÉE

La problématique de la propagation en environnement interne ayant été cernée au chapitre 1 et les notions théoriques entourant l'estimation de la position détaillées au chapitre 2, une solution pour la localisation en environnement interne sans infrastructure fixe peut maintenant être abordée. Ce chapitre présente, en un premier temps, la solution proposée pour effectuer le positionnement en détaillant le choix du type de positionnement et l'algorithme de décision utilisé pour résoudre le problème du positionnement sans station fixe. Comme cette solution nécessite une connaissance des caractéristiques du canal, une méthode d'estimation de ces caractéristiques prenant compte des phénomènes physiques présentés au chapitre 1 est également proposée. Finalement, une architecture répondant aux besoins de l'introduction et du chapitre 1 est proposée en prenant soin de détailler l'analyse mathématique de la fonction de chaque bloc.

3.1 Solution proposée pour le positionnement

Comme mentionné précédemment, l'objet de ce mémoire de recherche se concentre principalement sur la problématique du positionnement dans le contexte présenté au chapitre 1. L'aspect le plus contraignant est qu'aucun déploiement d'équipement ne doit être requis pour assurer le bon fonctionnement du système. Cette contrainte implique qu'il ne peut y avoir, en aucun temps, une station de référence fixe sur laquelle des nœuds mobiles peuvent s'appuyer pour effectuer leur positionnement de façon précise. Chaque nœud mobile devra donc effectuer sa propre estimation de la position des autres nœuds du système, et ce, de façon relative. Le but ici n'est pas de donner une coordonnée spatiale précise, mais plutôt d'estimer une distance relative entre un utilisateur émetteur et l'utilisateur récepteur qui doit déterminer si l'émetteur est assez proche pour l'entendre.

Parmi les techniques de positionnement présentées dans la section 2.1, seule celle basée sur la puissance du signal reçu peut respecter cette contrainte. Le type de positionnement retenu est

donc celui par indicateur de puissance reçue (RSSI). Ce type de positionnement cadre parfaitement avec l'application du projet, puisqu'il nécessite un minimum d'équipement, se limitant à un émetteur-récepteur radio dans le plus simple des cas. De plus, comme les informations de la voix, soit la parole et l'intention du locuteur, doivent déjà être transmises par voie hertzienne, cet émetteur-récepteur doit déjà être intégré à la solution.

En général, la plupart des puces radio commerciales donnent des métriques sur la qualité du lien de communication (Texas Instruments, 2008). Une de ces métriques est justement un indicateur sur la puissance du signal reçu. Puisque celles-ci offrent en plus des ressources de calcul, aucun matériel supplémentaire n'est requis pour le positionnement, minimisant ainsi la taille du circuit requis. Cet indicateur est obtenu par nœud récepteur lorsqu'un émetteur transmet ses données vers celui-ci. L'information étant relative à chaque utilisateur récepteur, celui-ci peut donc, par la suite, prendre une décision sur l'état de la communication, basée sur la mesure du RSSI.

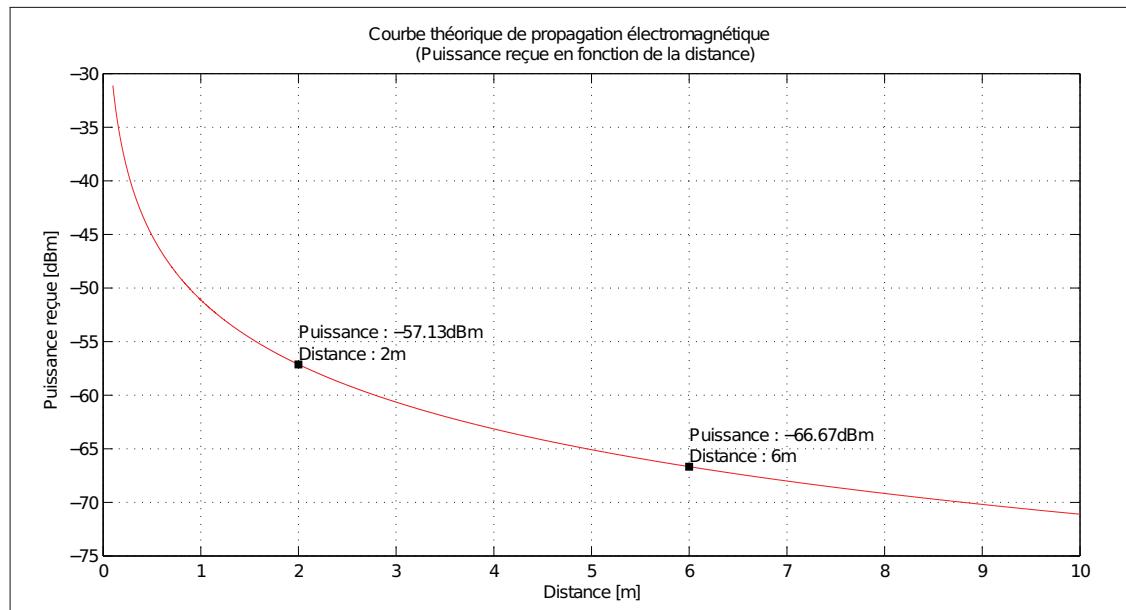


Figure 3.1 Courbe théorique de la puissance reçue en fonction de la distance.

Comme présenté dans la section 2.1, le principe du positionnement par RSSI repose sur le calcul de la perte par propagation électromagnétique dans le canal de transmission. Cette perte est liée à la distance que doit parcourir le signal transmis pour atteindre une antenne réceptrice. En théorie, dans un canal parfait, il existe une seule distance associée à une perte par propagation donnée. Celle-ci est définie comme le rapport entre la puissance du signal transmis et celle du signal reçu. Donc, pour une puissance de signal reçue, il serait possible d'associer une distance unique, tel que présenté à la figure 3.1.

Cependant, due à la nature même de cet indicateur, la précision de cette mesure demeure limitée. Tel que présenté dans le chapitre 1, la puissance reçue d'un signal pour une distance donnée est fortement dépendante de l'effet de canal dû à la propagation à l'intérieur de bâtiments. Cette dépendance entraîne de fortes variations dans les puissances reçues pour une même distance donnée. La figure 3.2 rapporte les résultats d'une expérience préliminaire où on cherche à observer la variabilité des mesures de la puissance reçue en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur. À certaines distances, l'écart entre la plus forte mesure et la plus faible mesure de puissance reçue est de plus de 25 dB.

Tel que vu à la section 1.5, il est possible de modéliser la propagation électromagnétique en fonction de la distance en prenant en compte la variabilité des mesures. La variation dans les mesures de puissance reçue pour une distance donnée peut être modélisée comme une variable aléatoire ayant une distribution déterminée, dont quelques-unes ont été énumérées à la section 1.5. Avec un tel modèle, il existerait donc théoriquement une densité de probabilité de mesures de puissance reçue qui serait associée à une distance discrète. La figure 3.3 donne une représentation de la densité de probabilité de puissances reçues à une distance donnée pour 3 distances différentes(d_1 , d_2 et d_3) entre un émetteur et un récepteur, où $d_1 < d_2 < d_3$ et P_R représente la puissance reçue. Plus la distance augmente, plus la moyenne de la distribution diminue, déplaçant ainsi la distribution dans le même sens. La moyenne des puissances reçues est fonction de la distance et est proportionnel à $\log(d^n)$, comme présenté à la section 1.5. Évidemment, le domaine des distances est continu. En joignant toutes les densités de probabilité de chaque distance, il est possible d'obtenir une surface des probabilités en fonction des puis-

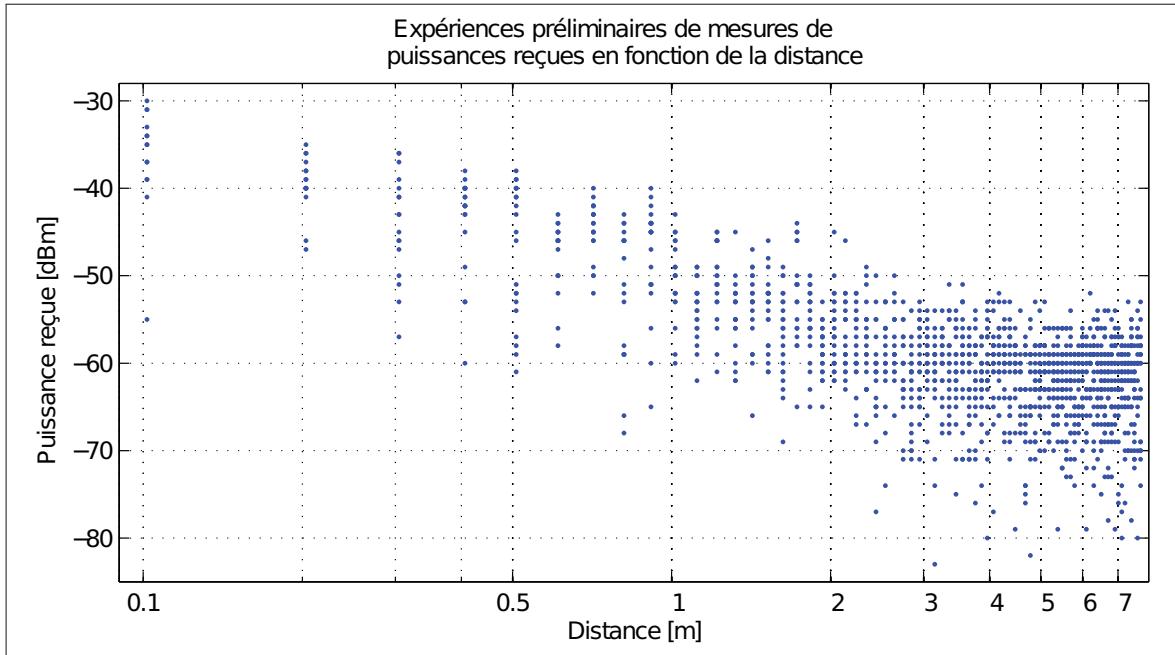


Figure 3.2 Mesures préliminaires de puissances reçues en fonction de la distance montrant la variabilité des mesures pour une distance donnée.

sances reçues et de la distance entre l'émetteur et le récepteur. L'analyse mathématique de la modélisation est présentée plus en détail à la section 3.5.1.

Dans le contexte du positionnement, on s'intéresse à la granularité avec laquelle il est possible d'effectuer la prédiction de la position en fonction d'une puissance reçue. Cette granularité est dépendante de la nature logarithmique du phénomène de pertes par propagation d'une onde électromagnétique. De façon générale et d'un point de vue théorique, l'écart entre les moyennes de puissances reçues ($\Delta \bar{P}_R$) de deux distances séparées d'un intervalle de distance donné (Δd) diminue au fur et à mesure que les deux radios s'éloignent l'une de l'autre. Donc, en supposant une distribution statistique à paramètres constants pour l'ensemble du domaine des distances, la granularité du positionnement augmentera avec la distance, et ce, de façon logarithmique. Autrement dit, la précision diminuera avec la distance entre les deux radios. Malgré cette limitation, l'objet de ce mémoire est de démontrer qu'il est tout de même possible de déterminer l'emplacement de l'émetteur par rapport au récepteur avec un degré de précision suffisant pour

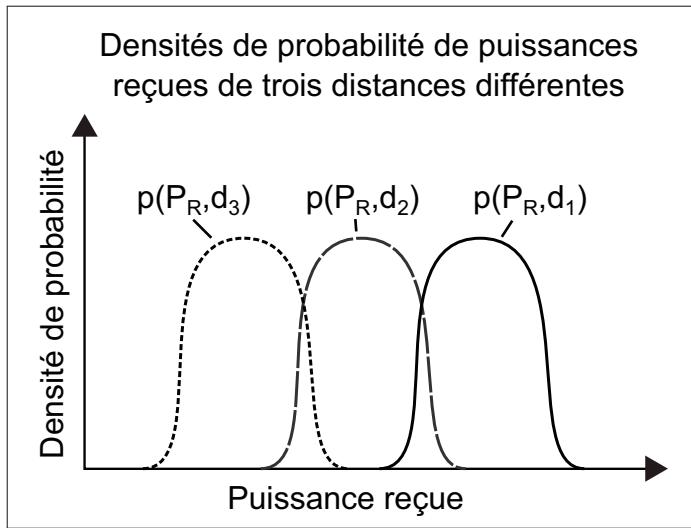


Figure 3.3 Représentation approximative de la densité de probabilité des puissances reçues pour 3 distances différentes.

obtenir une solution fonctionnelle par analyses statistiques des mesures de puissance du signal reçu.

Un des défis ici est qu'il est nécessaire de connaître les caractéristiques statistiques de propagation du canal de transmission. Par la suite, il est possible d'établir un cadre décisionnel en fonction de la probabilité d'être à une distance pour une puissance donnée. Une solution pour la caractérisation de l'environnement est donnée à la section suivante (section 3.2).

En observant la figure 3.2, il est évident qu'il ne sera pas possible d'effectuer un positionnement fin à partir des données présentées. L'étendue de la plage des valeurs probables de puissances reçues pour une distance donnée étant relativement large, s'étendant sur plus de 25 dBm à certaines distances, la solution proposée aborde le problème en séparant le domaine des puissances reçues en trois zones. Plutôt que de quantifier la distance à laquelle se trouvent les radios, chacune des trois zones du domaine des puissances reçues est associée à une décision sur l'état de la communication. Les trois états de la communication sont, dans l'ordre, actif, inchangé et inactif. La figure 3.4 présente sommairement le principe de la séparation du domaine des puissances en trois zones. La plage d'activation de la voix est représentée en vert, celle de désactivation de la voix en rouge et la zone d'hystérésis en gris.

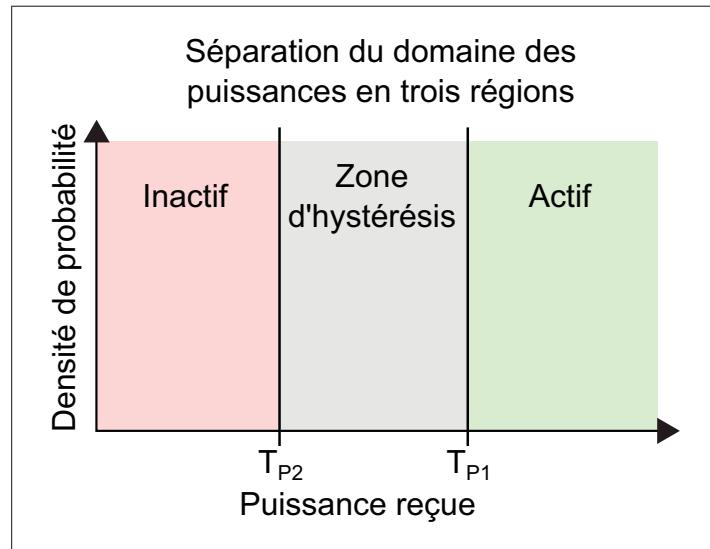


Figure 3.4 Séparation du domaine des puissances reçues en trois zones décisionnelles.

La figure 3.5 illustre un schéma-bloc simplifié de la fonctionnalité recherchée. L'état de la communication est représenté par un interrupteur qui est contrôlé par le bloc d'estimation de la distance qui base sa décision sur les puissances reçues. Si une trame de communication est reçue avec une puissance supérieure au premier seuil (T_{P1}), le système considère que l'utilisateur locuteur est suffisamment près pour entendre la voix de celui-ci. La voix de cet utilisateur sera donc activée si elle était désactivée. Dans le cas contraire, si la puissance reçue est inférieure au second seuil (T_{P2}), le système considère que l'utilisateur locuteur est trop loin pour que l'utilisateur récepteur l'entende. La voix de l'utilisateur locuteur sera donc désactivée si elle était activée.

Lorsque la puissance reçue se trouve entre ces deux seuils, il est probable que l'utilisateur locuteur se trouve à la limite d'être considéré à l'intérieur d'un certain rayon ou tout juste à l'extérieur. Afin d'éviter une alternance entre l'activation et la désactivation de la voix, une zone d'hystérésis est introduite entre les deux seuils. Dans cette zone, l'état précédent de la voix (actif ou inactif) est conservé jusqu'à ce qu'une puissance reçue soit en dehors des deux seuils.

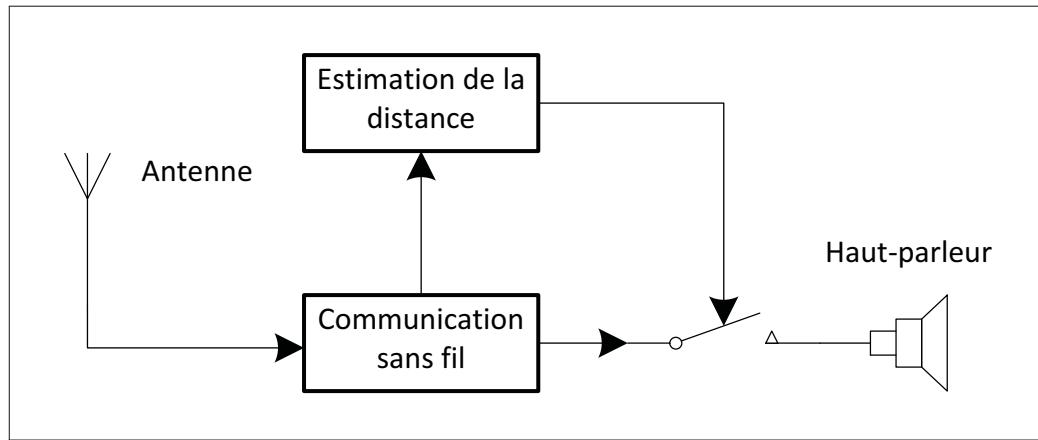


Figure 3.5 Schéma-bloc simplifié de la fonctionnalité recherchée.

L'analyse mathématique sous-jacente au cadre décisionnel de la solution, soit la détermination des seuils T_{P1} et T_{P2} , sera développée en détail dans la section 3.5.3. Ces seuils sont déterminés à l'aide d'un compromis entre la fonctionnalité désirée et la précision du modèle de propagation obtenu. Les différents critères de sélection sont énumérés un peu plus loin dans cette section et détaillés dans la section 3.5.3. Pour des fins d'illustrations, supposons que ces deux seuils ont une valeur arbitraire jusqu'à la définition réelle de ceux-ci.

Pour chaque distance entre un émetteur et un récepteur, il existe une densité de probabilité des puissances reçues modélisée par une variable aléatoire. En fixant les seuils T_{P1} et T_{P2} , il est possible de calculer la probabilité de recevoir une mesure RSSI comprise dans chacune des trois zones. Ainsi, l'aire sous la courbe de la densité de probabilité de puissance reçue pour une distance donnée supérieure au seuil T_{P1} représente la probabilité d'obtenir un échantillon dont la puissance est supérieure à ce seuil à cette même distance. Elle est considérée comme étant la probabilité d'activation de la voix. Elle peut être calculée pour l'ensemble du domaine des distances et est associée au seuil T_{P1} . La figure 3.6 montre la représentation de cette probabilité pour plusieurs distances arbitraires où $d_1 < d_2 < d_3$. L'aire sous la courbe en vert représente la probabilité d'activation de la voix à la distance d_1 pour un seuil T_{P1} donné.

Il existe donc une probabilité d'activation pour l'ensemble des distances qui sépare un récepteur de son émetteur. Le même principe peut être appliqué pour les mesures de puissances

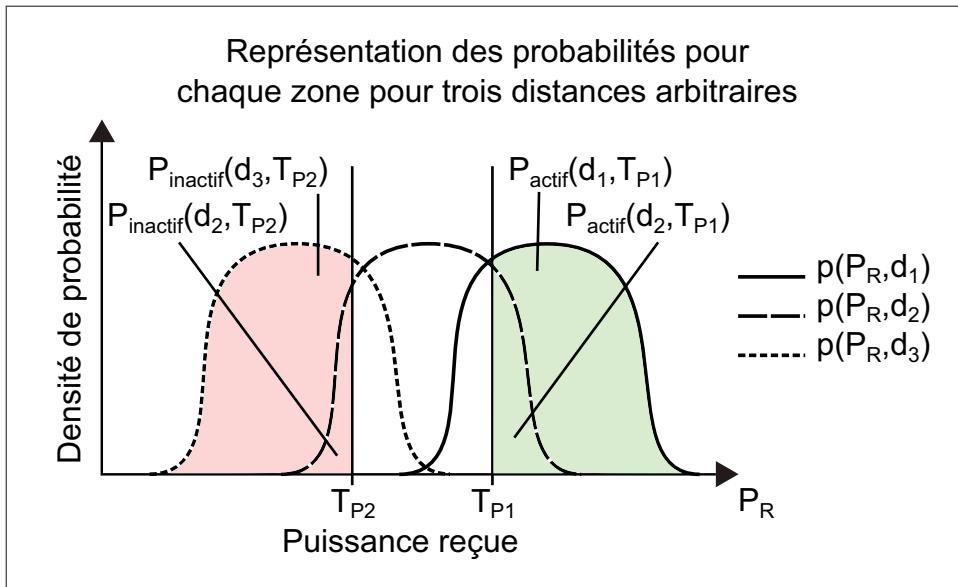


Figure 3.6 Représentation de la probabilité de recevoir une puissance dans chacune des trois zones pour des seuils T_{P1} et T_{P2} arbitraires pour trois distances arbitraires.

inférieures à T_{P2} . Dans ce cas-ci, cette probabilité est considérée comme étant la probabilité de désactivation de la voix. L'aire sous la courbe en rouge de la figure 3.6 représente la probabilité de désactivation de la voix à la distance d_3 pour un seuil T_{P2} donné.

Il est ainsi possible de tracer la probabilité d'activation en fonction de la distance associée à un seuil T_{P1} , soit $P_{\text{actif}}(d, T_{P1})$ et la probabilité de désactivation en fonction de la distance associée au seuil T_{P2} , soit $P_{\text{actif}}(d, T_{P2})$. Ces deux courbes sont représentées à la figure 3.7, illustrant ainsi la relation entre la probabilité de recevoir une puissance dans chacune des zones et sa représentation dans le domaine spatial.

La présence de la zone d'hystéresis, où aucun changement dans la communication n'est effectué, est nécessaire, car l'impact d'une erreur de décision ou d'une alternance a un impact direct sur l'état de la communication. Contrairement à un système où il y aurait plusieurs échelles dans les intensités de la voix en fonction de la distance déterminée, la décision binaire a un effet direct sur l'intelligibilité de la communication. En effet, si aucune zone d'hystéresis n'est présente, il est possible que les interlocuteurs se trouvent exactement à la distance où il y a

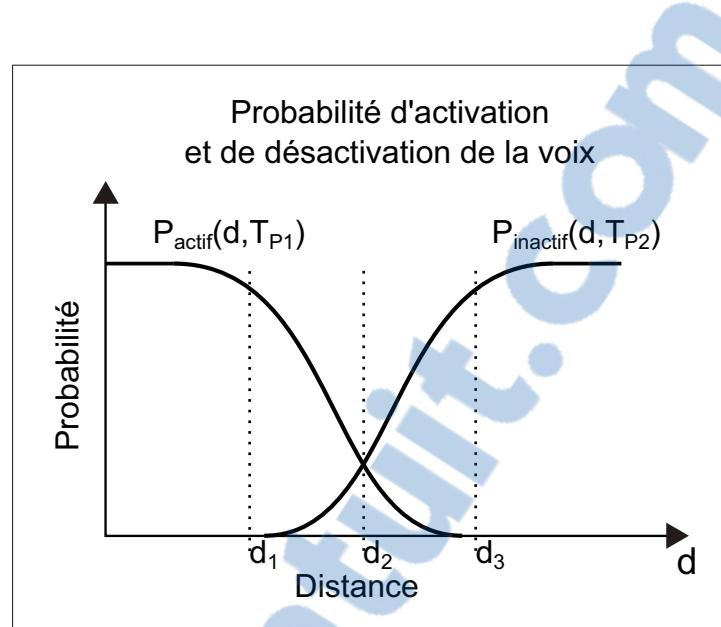


Figure 3.7 Représentation approximative de la probabilité d'activation et de désactivation de la voix en fonction de la distance pour des seuils T_{P1} et T_{P2} arbitraires.

50 % de chance d'avoir une puissance reçue considérée dans la zone active et 50 % dans la zone inactive. Cette situation aurait pour effet de couper et d'activer la communication de la voix dans 50% des mesures, rendant la communication insupportable. Cette zone vient donc ajouter une zone tampon où aucun changement dans l'état de la communication n'est effectué. La largeur de cette zone est directement dépendante des caractéristiques de la propagation dans le canal et de la probabilité acceptable d'alternance entre une coupure et une activation de la voix.

La représentation probabiliste en fonction de la distance est illustrée à la figure 3.7. Le choix des seuils T_{P1} et T_{P2} a un impact direct sur les courbes P_{actif} et $P_{inactif}$. Une augmentation de l'écart entre les deux seuils ($\Delta T_{P1}T_{P2}$) entraîne une diminution du chevauchement de P_{actif} et $P_{inactif}$. Ensuite, pour un $\Delta T_{P1}T_{P2}$ fixe, une diminution des seuils T_{P1} et T_{P2} se traduit par une augmentation de la distance à laquelle le chevauchement se produit.

Ayant maintenant élaboré sur les statistiques utilisées, il est possible de se pencher sur le problème du choix des seuils T_{P1} et T_{P2} . Ces deux seuils représentent en fait les limites de la zone d'hystérésis où la décision précédente prévaut. Ils définissent la largeur de cette zone et son em-

placement dans le domaine des puissances reçues. Le défi ici est de faire un compromis entre ce qui est physiquement réalisable et ce qui est souhaitable en terme de fonctionnalité. Trois critères de sélection permettant de calculer ces deux seuils ont été identifiés. Ceux-ci représentent les tolérances et probabilités du système dans des situations précises et dictent la façon selon laquelle le système doit réagir dans ces situations. La figure 3.8 illustre les probabilités associées aux trois critères élaborés dans ce qui suit, soit, en *A*, la probabilité de coupure de la voix à la distance critique d'activation, en *B*, la probabilité d'activation de la voix à la distance critique d'activation et, en *C*, la probabilité d'alternance entre activation et désactivation de la voix à la distance critique d'alternance.

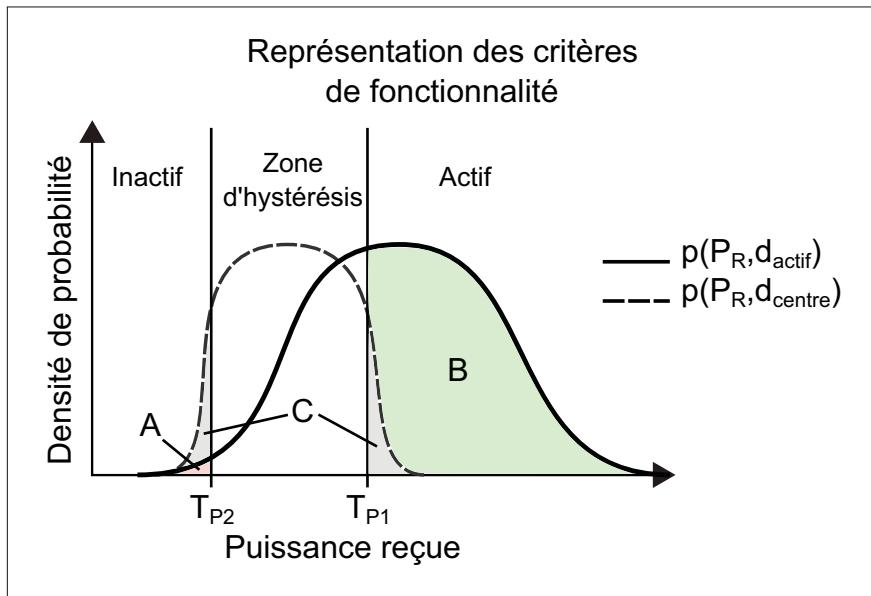


Figure 3.8 Représentation approximative des critères de fonctionnalité à respecter.

Le premier critère (C_1) définit la largeur de la zone d'hystérésis. Comme mentionnée précédemment, cette zone sert à éviter l'alternance entre l'activation et la désactivation de la voix entre deux interlocuteurs. D'un point de vue statistique, il existe une distance critique d'alternance, dénotée d_{centre} , à laquelle la probabilité d'activation et de désactivation de la voix est équiprobable. Cette probabilité est donnée par la fonction de densité de probabilité des puissances reçues à la distance dite critique. La figure 3.9 donne une représentation des différentes

distances critiques définies par l'ensemble des critères. Dans le cadre du projet, une probabilité d'alternance P_{alt} de 2.5 % à d_{centre} sera acceptée, soit 2.5 % de part et d'autre de la zone d'hystérésis.

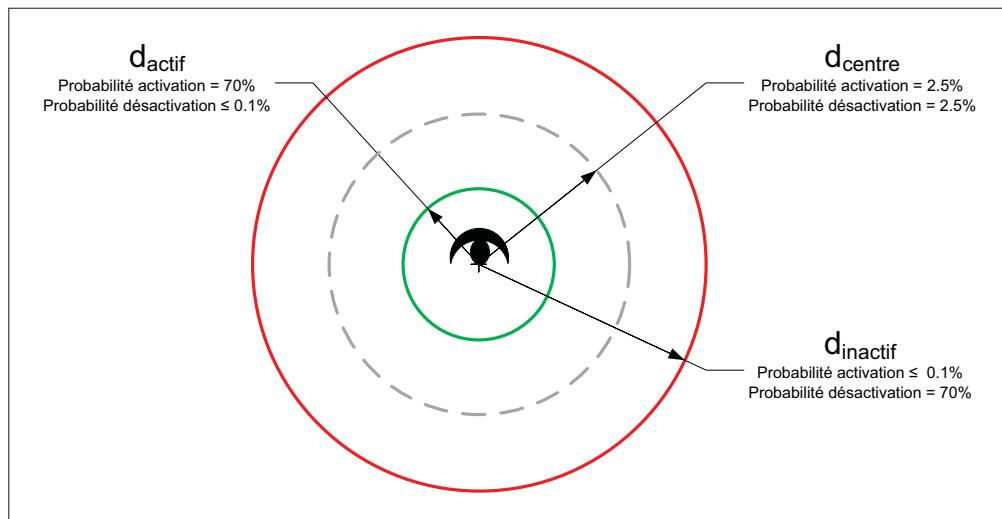


Figure 3.9 Représentation des différentes distances critiques (d_{actif} , d_{centre} et d_{inactif}) et leurs probabilités d'activation et de désactivation prévues par les trois critères.

Le second critère (C_2) est la probabilité de coupure de la voix lorsque les interlocuteurs se trouvent à la distance critique (d_{actif}). Cette probabilité doit être assez petite pour assurer la qualité de la communication à l'intérieur de la bulle. Dans le cadre du projet, cette probabilité a été fixée à environ 0.1 %, soit l'équivalent de la queue de trois écarts types d'une distribution normale.

Finalement, le troisième et dernier critère (C_3) concerne la rapidité à laquelle il est souhaitable que la voix s'active lorsqu'un interlocuteur entre dans la bulle d'un autre usager. Il existe donc une distance critique (d_{actif}) à laquelle la probabilité d'activation doit être suffisamment élevée pour garantir une activation en un temps donné. Cela revient à déterminer en combien d'échantillons le système devra détecter la proximité de l'interlocuteur et activer la voix si le nombre d'échantillons par seconde est connu. En temps normal, la communication pour un interlocuteur qui entre dans la bulle d'un autre usager sera probablement activée bien avant d'arriver à

la distance jugée critique, soit à l'intérieur de la bulle. Le pire cas envisageable serait qu'un utilisateur passe instantanément d'une distance avec 0 % de probabilité d'activation à la distance d'activation critique. Dans le cadre du projet, cette probabilité a été fixée à environ 70 %, mais devra être ajustable en fonction de l'application sur le terrain et de l'implémentation. À titre d'exemple, pour obtenir une détection avec plus de 99 % de certitude à l'intérieur d'une seconde, la fréquence d'échantillonnage de la puissance reçue devrait être supérieure à 3.82 Hz. Les détails de ce calcul seront développés dans la section 3.5.3.1.

De ces trois critères découle une troisième distance d'intérêt, soit la distance équivalente de désactivation critique ($d_{inactif}$). Bien que celle-ci ne soit pas considérée par les critères de sélection des seuils, elle peut tout de même être calculée en cherchant la distance à laquelle la probabilité de désactivation est équivalente à celle d'activation, soit 70 %. Cette distance est donc une conséquence des choix de critère et de la modélisation et, par conséquent, ne peut être déterminée qu'après avoir calculer le seuil T_{P2} .

En analysant les trois critères présentés plus haut, on constate que le critère C_1 fixe la largeur de la zone d'hystérésis et que les deux autres, soit C_2 et C_3 , définissent l'emplacement de celle-ci en fixant les bornes minimales physiquement réalisables. Il est à noter que C_3 a préséance sur C_2 . La démarche à suivre est donc la suivante :

- déterminer la distance d'activation critique (d_{actif}) souhaitée ;
- déterminer le seuil supérieure (T_{P1}) à partir de C_3 et de la densité de probabilité à d_{actif} ;
- déterminer la largeur de la zone d'hystérésis avec C_1 et la densité de probabilité des puissances reçues pour n'importe quelle distance ;
- déterminer un premier candidat de seuil inférieur ($T_{P2_{C1}}$) en fonction de la largeur trouvée avec C_1 ;
- déterminer un second candidat seuil inférieur ($T_{P2_{C2}}$) pour respecter C_2 en prenant la densité de probabilité des puissances reçues à d_{actif} ;
- choisir le seuil inférieur T_{P2} en prenant le plus petit des deux seuils $T_{P2_{C1}}$ et $T_{P2_{C2}}$.

L'analyse mathématique de ce choix est présentée en détail dans la section 3.5.3.

Conséquemment, l'application de cet algorithme de décision n'est possible seulement si certaines caractéristiques du canal de transmission, notamment la loi de propagation en fonction de la distance ainsi que la variabilité pour une distance donnée, sont connues ou approximées. L'approche proposée pour résoudre ce problème est d'effectuer l'apprentissage de ces caractéristiques en effectuant plusieurs mesures dans le milieu dans lequel le système sera utilisé. Il serait également possible de tirer ces caractéristiques de la littérature pour différents types de milieux. Cependant, comme l'effet des trajets multiples varie considérablement d'un environnement à un autre, ces approximations donneront généralement des performances moins bien adaptées aux spécificités du milieu d'utilisation réel. La solution proposée utilisera donc ses propres mesures de puissance reçue pour approximer les caractéristiques du canal dans une phase dite d'apprentissage.

3.2 Solution proposée pour la caractérisation de l'environnement

Dans le cadre de ce mémoire, l'analyse des caractéristiques du canal et la décision s'effectuent en deux moments distincts : le mode apprentissage et le mode utilisation. Dans le mode utilisation, le système détermine si l'utilisateur interlocuteur est suffisamment près pour activer la communication ou non en suivant l'algorithme de décision décrit précédemment. Dans le mode apprentissage, le système cherche à déterminer les caractéristiques du canal de transmission nécessaire à l'algorithme de décision en prenant plusieurs mesures de puissance reçue.

La méthode d'apprentissage proposée exige d'effectuer une campagne de mesures dans le milieu où le système sera utilisé. Pour ce faire, deux émetteurs-récepteurs sont placés à différentes distances connues l'un de l'autre et communiquent entre eux pour déterminer la puissance reçue à chaque message transmis. L'opération est ensuite répétée à différents endroits dans la pièce ou le milieu où le système sera utilisé en déplaçant les deux radios à des endroits aléatoires dans la pièce tout en conservant les distances données entre celles-ci. Le système obtient ainsi une distribution des valeurs de puissance reçue possibles pour chacune des distances données en traçant l'histogramme des mesures. La figure 3.3 présentée précédemment donne un

aperçu de l'impact de la distance sur la densité de probabilité de puissances reçues, la moyenne de la distribution diminuant en fonction de la distance.

Des mesures obtenues par la phase d'apprentissage, deux caractéristiques d'intérêt sont à déterminer. La première caractéristique requise est le gradient d'atténuation de la loi de propagation en fonction de la distance. Ce gradient détermine à quelle vitesse la puissance reçue décroît en fonction de la distance. Tel que présenté à la section 1.1, ce gradient est théoriquement égal à deux dans le vide. Cependant, celui-ci varie en fonction de l'environnement à cause de la présence des trajets multiples présents. Afin de déterminer le gradient de propagation d'un environnement donné, une moyenne des valeurs de puissance pour chaque distance est effectuée et une régression des moyennes de puissance en fonction de la distance est effectuée. La modélisation de la propagation et l'analyse mathématique du traitement des valeurs de puissance reçue sont élaborées plus en détail dans les sections 3.5.1 et 3.5.2 respectivement.

La seconde caractéristique concerne l'étendue de la variabilité possible pour une distance donnée, c'est-à-dire les caractéristiques de la densité de probabilité des puissances reçues possibles pour cette distance. Cette variabilité est fortement dépendante de l'environnement, principalement affectée par la présence des trajets multiples tel qu'il a été expliqué dans la section 1.2. Les effets d'évanouissement, présentés à la section 1.3, causés par les trajets multiples, viennent affecter la densité de probabilité en étendant la plage de valeurs possibles pour une distance donnée. Afin de contrecarrer l'impact des évanouissements, plusieurs mesures sont effectuées sur une largeur de bande largement supérieure à la bande de cohérence du milieu. Le système tire ainsi profit du principe de diversité de fréquence introduit à la section 2.3 et développé tout au long de la section 3.4. Par la suite, une moyenne énergétique est effectuée sur ces mesures. Ce traitement a principalement pour effet de faire disparaître les mesures aux fréquences ayant un fort évanouissement (Munoz, 2009).

L'effet des évanouissements à petite échelle étant éliminé, la densité de probabilité résultante de ses mesures est par la suite approximée en suivant une distribution log-normale. L'utilisation de ce type de distribution simplifie grandement les calculs pour trouver la densité de probabilité

à utiliser, car les mesures de puissance reçue sont données directement en décibels. De plus, seuls la moyenne et l'écart type caractérisent cette distribution et le calcul de ces paramètres est relativement simple. Ces paramètres sont ainsi calculés pour chacune des distances données de la série de mesures décrite précédemment. Les moyennes des densités de probabilité serviront à déterminer le gradient d'atténuation, tel que décrit précédemment. Une moyenne des écarts types de chaque densité de probabilité est effectuée pour obtenir une approximation de l'écart type sur l'ensemble du domaine des distances d'intérêt. Le détail du traitement des mesures, de l'approximation du gradient de la loi de propagation et de l'approximation de l'écart type de la variabilité est présenté plus en profondeur tout au long de la section 3.5.

3.3 Proposition d'architecture

Pour répondre aux exigences présentées dans l'introduction et le chapitre 1, les fonctionnalités ont été regroupées en trois groupes de fonctions majeures. La figure 3.10 présente l'architecture proposée pour remplir les fonctions requises. Il y a trois blocs principaux, soit le bloc RF, le bloc du traitement de signal (DSP) et le bloc de l'acquisition et lecture (codec) de signaux audio. Les longs traits pointillés rouges représentent la majeure partie du travail effectué dans ce mémoire et les courts traits en bleu représentent les parties à développer dans de futurs travaux.

De façon générale, chacun des blocs centraux peut être développé individuellement ou intégré dans une seule plateforme. À titre d'exemple, un prototype basé sur cette architecture pourrait avoir un seul système sur puce (SoC) qui centralise toutes les fonctions du schéma-bloc. Au contraire, le prototype pourrait avoir une puce pour chaque groupe de fonctions et celles-ci communiquent entre elles pour assurer le fonctionnement du système.

En général, dans les systèmes de communication intra-auriculaires existant, seul les parties codec, prétraitement de la voix et communication sans fil sont présentes (Solbeck *et al.*, 2009). Pour adapter un système existant, il faut donc ajouter, premièrement, un système de mesures pour le positionnement dans la partie RF en plus de la gestion du réseau de communication. Ensuite, une plus grande capacité en traitement est requise pour pouvoir effectuer la modélisa-

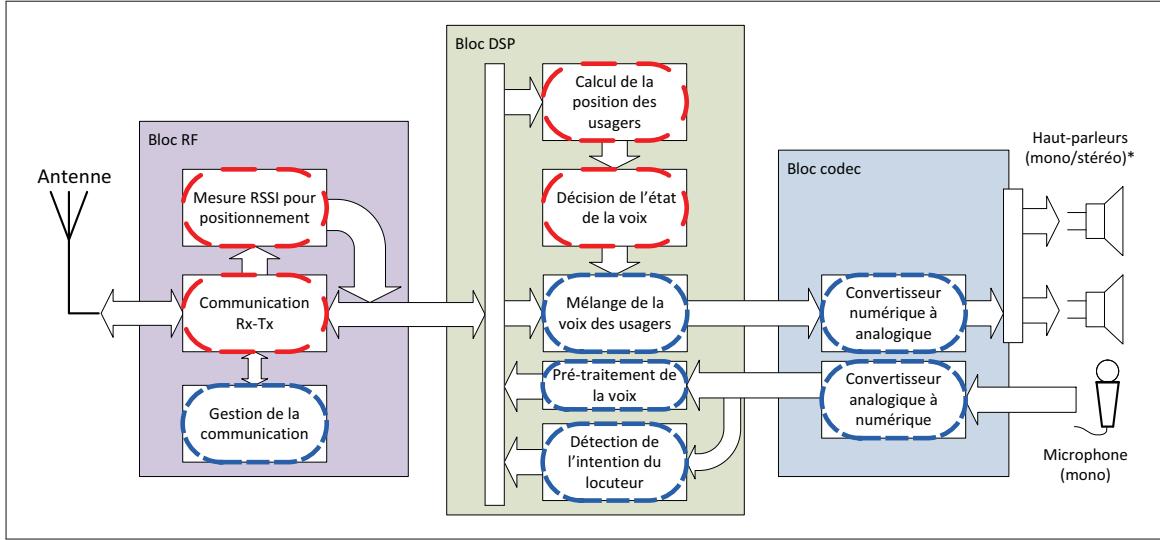


Figure 3.10 Schéma-bloc de l'architecture proposée.

tion de la propagation acoustique en fonction des informations sur le positionnement en plus de faire la détection de l'intention de l'utilisateur locuteur. Cette dernière information est utilisée également dans la modélisation acoustique du côté de l'utilisateur destinataire pour chaque utilisateur locuteur potentiel.

Dans le cadre du présent mémoire, un effort a été apporté davantage vers la partie acquisition des données pour le positionnement et traitement pour déterminer la position de l'émetteur. Les prochaines sections passeront en détail l'analyse des trois blocs principaux.

3.4 Bloc radio (« RF »)

La section de la radio remplit deux fonctions primordiales du système. Elle doit permettre la communication entre les utilisateurs du système et fournir une indication sur l'emplacement d'un utilisateur par rapport aux autres utilisateurs du système et vice versa. Pour ce faire, le bloc radio est séparé en trois sous-blocs présentés à la figure 3.11, les longs traits pointillés rouges représentant le travail effectué dans ce mémoire et les courts traits en bleu représentent la partie à développer dans de futurs travaux.

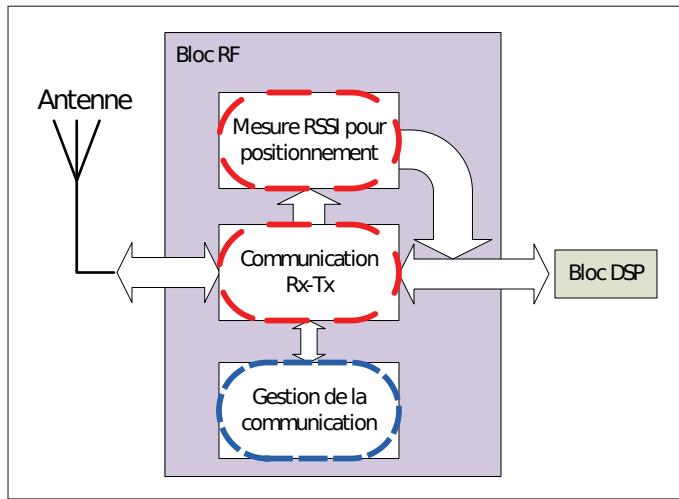


Figure 3.11 Schéma-bloc de la section RF de l'architecture proposée.

La fonction principale du bloc radio est de transmettre et recevoir des données. Celles-ci comprennent la voix et l'intention du locuteur déterminée du côté du locuteur même à partir de la détection de l'effort vocal. Cette fonction peut être rapidement réalisée grâce à la disponibilité de plusieurs solutions commerciales intégrant un lien de communication sans fil entre les différentes composantes d'un système. Par exemple, il existe toute une suite de kits de développement par différents manufacturiers pour les communications basées sur les protocoles de communication IEEE 802.15.X (ZigBee, Bluetooth, Ant, etc.). Cependant, la plupart des solutions existantes nécessitent la présence d'un ou plusieurs nœuds qui gère la communication au sein du réseau. Comme le système désiré doit pouvoir être déployé sans ajouter d'équipement fixe, il est impossible de garantir que tous les utilisateurs se trouveront à proximité d'un maître du réseau, d'où l'impossibilité d'utiliser ces solutions. Un protocole de communication personnalisé devra donc être développé pour définir le rôle de chaque nœud, la façon que les nœuds communiquent entre eux et comment est géré le réseau.

L'autre fonction majeure du bloc radio est de fournir des données permettant de situer l'utilisateur récepteur par rapport aux utilisateurs transmetteurs. La fonction de localisation peut être faite indépendamment de la communication avec un système de positionnement complet

ou être tout simplement intégrée à la communication à l'aide des données des indicateurs de la qualité du lien de communication.

Tel qu'énoncé à la section 3.1, le type de positionnement retenu est celui par RSSI. Ce type de positionnement est plus adéquat à l'application du projet puisque la plupart des puces radio commerciales donnent des métriques sur la qualité du lien de communication (Texas Instruments, 2008). Une de celles-ci est justement un indicateur sur la puissance du signal reçu. Donc, aucun matériel supplémentaire n'est requis pour le positionnement, minimisant ainsi la taille du circuit requis. Cet indicateur est obtenu par le nœud récepteur lorsqu'un émetteur transmet ses données vers ceux-ci. L'information étant relative à chaque utilisateur récepteur, celui-ci peut donc par la suite prendre une décision sur l'état de la communication, basée sur le RSSI.

Par contre, due à la nature même de cette indicateur, la précision de cette mesure demeure limitée. Tel que présenté au chapitre 1, la puissance reçue pour une distance donnée est fortement dépendante de l'effet de canal dû à la propagation à l'intérieur de bâtiment. Néanmoins, l'objet de ce mémoire est de démontrer qu'il est tout de même possible de déterminer l'emplacement de l'émetteur par rapport au récepteur avec un certain degré de précision par analyses statistiques des mesures de puissances reçues.

3.4.1 Protocole de communication

Comme mentionné précédemment, un protocole de communication personnalisé doit être développé pour pouvoir gérer l'entrée et la sortie des utilisateurs du réseau de communication sans fil, et ce de façon dynamique, à l'intérieur d'une distance donnée. Le présent mémoire se concentrant principalement sur l'analyse des puissances reçues pour déterminer la position des utilisateurs, le protocole de communication élaboré est plutôt minimaliste, se limitant ainsi qu'à une communication bidirectionnelle entre deux radios. L'élaboration de la stratégie de gestion du réseau et du protocole de communication devra donc être développée au cours de travaux futurs.

Néanmoins, certains éléments de la communication ont été définis pour aider à l'amélioration de la précision du positionnement. Le système radio choisi permet de transmettre dans plusieurs canaux différents. Afin de réduire l'effet des multitrajets, le système développé utilise chacun des canaux de façon séquentielle. La largeur de bande utilisée est ainsi augmentée, à la manière d'un modulateur à étalement de spectre.

La figure 3.12 représente la séquence de saut de canal utilisé dans la partie implémentation du projet. Il s'agit d'un protocole minimaliste servant de preuve de concept pour le positionnement, où seulement 2 radios peuvent communiquer. Il a donc été décidé d'implémenter un simple système de message de type « données et accusé de réception » (DATA/ACK). La gestion du changement de canal s'effectue donc lorsque le ACK est reçu en passant au prochain canal. Les rôles d'émetteur de données et de récepteur accusant la réception sont inversés à tour de rôle à chaque changement de canal. Ainsi, chaque radio a la possibilité de transmettre l'information de la voix. Comme chacune des radios doit envoyer soit une trame DATA ou ACK dans un canal, une information de RSSI est disponible de part et d'autre pour le canal courant.

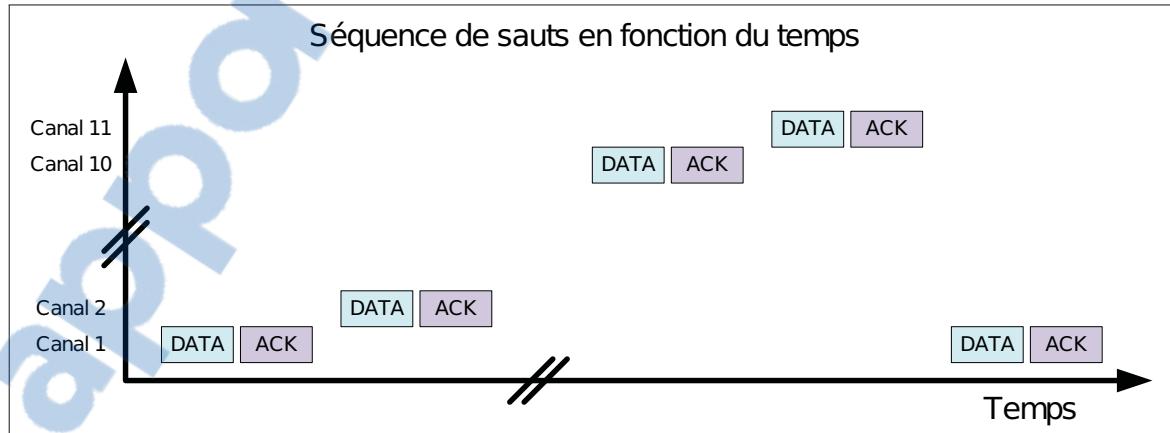


Figure 3.12 Illustration de la séquence de saut de l'étalement de spectre par saut en fréquence.

3.4.2 Bande de fréquence utilisée

Afin de pouvoir implémenter rapidement un prototype, il a été décidé d'utiliser des radios commerciales opérant dans une des bandes de fréquences pouvant être utilisées pour des applications industrielles, scientifiques et médicales (ISM) et cela sans demande d'autorisation auprès des autorités qui régissent l'utilisation du spectre de fréquence. La bande de fréquence de 2.4 GHz a été choisie principalement pour les deux raisons détaillées dans la section suivante.

3.4.2.1 Motivation

La première raison est le fait que cette bande de fréquence offre une largeur de bande d'environ 80 MHz, s'étendant de 2.4 à 2.4835 GHz. Cette largeur de bande permet de concevoir un système de communication étant considéré large bande puisqu'elle excède amplement les largeurs de bande de cohérence rapportées dans Janssen *et al.* (1996), Zepernick et Wysocki (1999) et MacLeod *et al.* (2005) pour une propagation électromagnétique à l'intérieur de bâtiments à 2.4 GHz. L'avantage d'appliquer un tel traitement sur les forces du signal reçues sera développé plus en détail dans la section 3.5.2.

La seconde concerne la disponibilité des plateformes de développement pour prototypage rapide. Avec l'effervescence des technologies développées dans la bande ISM de 2.4 GHz (Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee, etc.) depuis les dernières années, une foule de trousses de développement est disponible et ceux-ci permettent d'implémenter rapidement un lien radio fonctionnel. De plus, les microcontrôleurs utilisés sur ces plateformes matérielles sont prévus pour des utilisations nécessitant une faible puissance de consommation, tout en réduisant le nombre de composantes externes requises. Cela a pour effet de permettre le développement de prototype ayant une plus grande mobilité et une meilleure autonomie.

3.4.2.2 Élaboration de l'utilisation

Comme mentionné précédemment, le prototype visé devra utiliser la totalité de la plage de fréquence de la bande ISM de 2.4 GHz en utilisant de l'étalement de spectre par sauts en fréquence. Cette plage de fréquence allant de 2.400 GHz à 2.4835 GHz, le système disposera d'un peu plus que 80 MHz pour faire ses sauts. Le choix du nombre de canaux est alors un compromis entre avoir un nombre de canaux raisonnable pour que la moyenne énergétique des puissances reçues soit suffisamment représentative et un écart fréquentiel suffisant entre ces canaux pour réellement tirer profit de la diversité fréquentielle. Cet écart fréquentiel doit être plus grand que la largeur de bande sur laquelle l'atténuation dans le canal est considérée constante, c'est-à-dire la largeur de bande de cohérence (Proakis et Salehi, 2007).

Une approximation mathématique de la bande de cohérence peut être calculée à l'aide de l'équation 1.4 et d'une valeur efficace de l'écart de retard (σ_τ). Plusieurs études dans la littérature ont caractérisé la bande de cohérence de 2.4 GHz à l'intérieur de bâtiment, dont Janssen *et al.* (1996), Zepernick et Wysocki (1999) et (MacLeod *et al.*, 2005), en rapportant plusieurs valeurs efficaces de l'écart de retard pour différents types de situation. En se servant de l'équation 1.4 et les σ_τ rapportées dans la littérature, la bande de cohérence à 2.4 GHz varie d'environ 650 kHz à 3.7 MHz. Tel qu'il a été mentionné précédemment, le système proposé utilise la totalité de la largeur de la bande ISM de 2.4 GHz, soit environ 80 MHz, avec un étalement de spectre par saut en fréquence. Cette largeur de bande est amplement supérieure aux bandes de cohérence rapportées dans la littérature pour un canal à 2.4 GHz dans un cas en ligne de vue directe à l'intérieur de bâtiments. La bande de 80 MHz sera alors séparée arbitrairement en 11 canaux, dont la liste des fréquences centrales est présentée dans le tableau 3.1.

3.4.3 Puissances de signal reçues pour le positionnement

La dernière tâche à accomplir par le bloc radio est l'évaluation de la puissance avec laquelle les messages venant des autres utilisateurs du réseau qui parlent arrivent au récepteur. Pour ce faire, la puce radio utilisée doit avoir les fonctionnalités nécessaires pour fournir cette mesure.

Tableau 3.1 Tableau des fréquences centrales pour chacun des 11 canaux utilisés pour le FHSS.

Numéro de canal	Fréquence centrale (MHz)
1	2401.00
2	2409.00
3	2417.00
4	2425.00
5	2433.00
6	2440.99
7	2448.99
8	2456.99
9	2464.98
10	2472.98
11	2480.98

La puce utilisée pour le prototype proposé est le CC2511 de Texas Instruments (Texas Instruments, 2008). Elle offre la possibilité de faire de l'étalement de spectre par saut en fréquence en plus d'avoir un indicateur de l'estimation de la puissance reçue dans le canal choisi. Lorsque la radio est en mode de réception, une valeur de RSSI peut continuellement être lue dans le registre du RSSI de la radio avec une précision de ± 0.5 dBm. Lorsque la trame a été reçue complètement, cette mesure est attachée aux données comme un des indicateurs de la qualité de la réception. Ensuite, la radio retourne en mode de réception et évalue à nouveau la puissance dans le canal jusqu'à la détection de la prochaine trame.

Dans le cadre de ce mémoire, la trame de communication employée pour l'envoi des données de la voix et son accusé de réception prennent au minimum 1.672 ms pour être complétés. Pour avoir les informations nécessaires pour faire la moyenne énergétique, la radio doit faire le tour complet de ses 11 canaux, donnant ainsi un temps minimal de rafraîchissement de 18.4 ms, soit une fréquence d'échantillonnage maximale d'environ 54 Hz. Les détails sur la trame utilisée, le type de transmissions utilisé et le temps d'acquisition des mesure RSSI sont élaborés à l'annexe I.

3.5 Bloc du traitement de signal (« DSP »)

La section du traitement de signal (« DSP ») s'occupe de la majorité du calcul à effectuer pour faire la localisation, le traitement de la voix de l'utilisateur locuteur et de la décision d'entendre la voix ou non d'un autre utilisateur en fonction des informations de la localisation. La figure 3.13 représente la division des fonctionnalités du traitement en 5 sous-blocs. Encore une fois, les longs traits pointillés rouges représentent le travail effectué dans le cadre de ce mémoire et les courts traits en bleu représentent les parties à développer dans de futurs travaux.

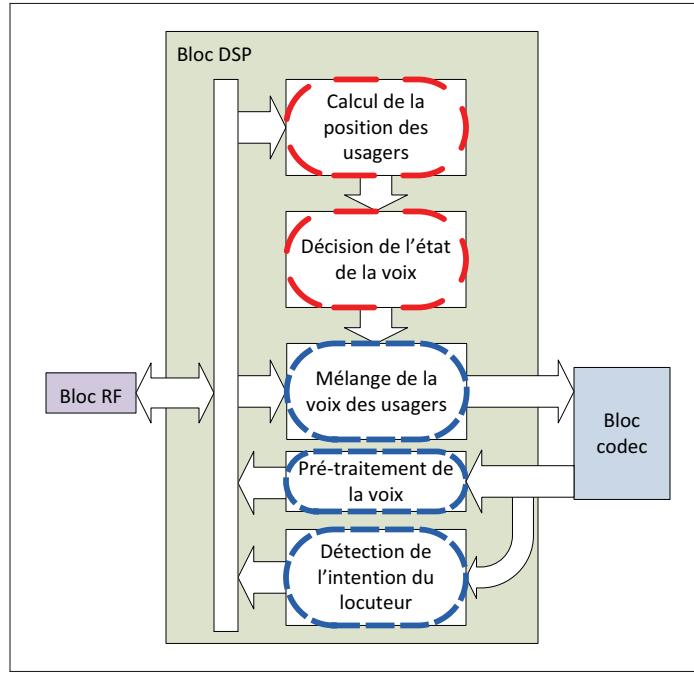


Figure 3.13 Schéma-bloc de la section DSP de l'architecture proposée.

La fonction principale de ce bloc est le traitement de signal associé au positionnement. Comme énoncé à la section 3.2, il existe deux phases, soit celle d'apprentissage et celle d'utilisation. Dans les deux phases, cette section s'occupe du traitement préliminaire des puissances reçues, ce qui est élaboré à la section 3.5.2. Par contre, dans la phase d'apprentissage, seul la section associée au positionnement est sollicitée. L'apprentissage sert à déterminer les caractéristiques du modèle de propagation RF présenté à la section 3.5.1 en fonction du traitement effectué

à la section 3.5.2.2. Finalement, suivant le modèle de propagation trouvé précédemment, les seuils décrits dans l’élaboration de la solution pour le positionnement sont calculés à l’aide de l’algorithme de décision de la section 3.5.3.

Une fois les seuils déterminés et l’apprentissage terminé, les calculs associés au positionnement sont moindres, se limitant à la moyenne des puissances reçues sur la bande des fréquences utilisées. Il reste tout de même à comparer ces moyennes aux seuils de détection. Cette fonctionnalité est remplie par le sous-bloc du calcul des atténuations de la voix en fonction de la localisation. Dans le cas présent, cette atténuation est binaire, soit en activant et en désactivant la voix du locuteur. Par la suite, la voix des utilisateurs locuteurs suffisamment près doit être mélangée pour reproduire l’environnement acoustique.

Finalement, la dernière fonctionnalité assumée par ce bloc majeur est le traitement relatif à la voix qui est acquise par le micro de l’utilisateur locuteur. Une particularité importante de la solution est que le système doit être en mesure de détecter la voix et l’intention du locuteur en fonction de l’effort vocal de celui-ci. Le développement de ces algorithmes est hors du cadre de ce mémoire, mais une explication de l’application de ce principe au positionnement est donnée à la section 3.5.4.

3.5.1 Modélisation de la propagation RF en fonction de la distance

Le chapitre 1 a présenté la problématique de la propagation en environnement interne et l’effet des trajets multiples sur les mesures de RSSI. La figure 3.14 démontre les effets réels de ces interférences. On peut y voir l’effet d’un environnement riche en trajets multiples, soit une salle de cours meublée, sur la puissance reçue en fonction de la distance entre l’émetteur et le récepteur. La salle de cours utilisée est le local A-2448 de l’École de technologie supérieure (ETS), dont le plan d’étage est présenté à l’annexe II. La courbe théorique représente l’équation de Friis ajustée à la courbe de mesures.

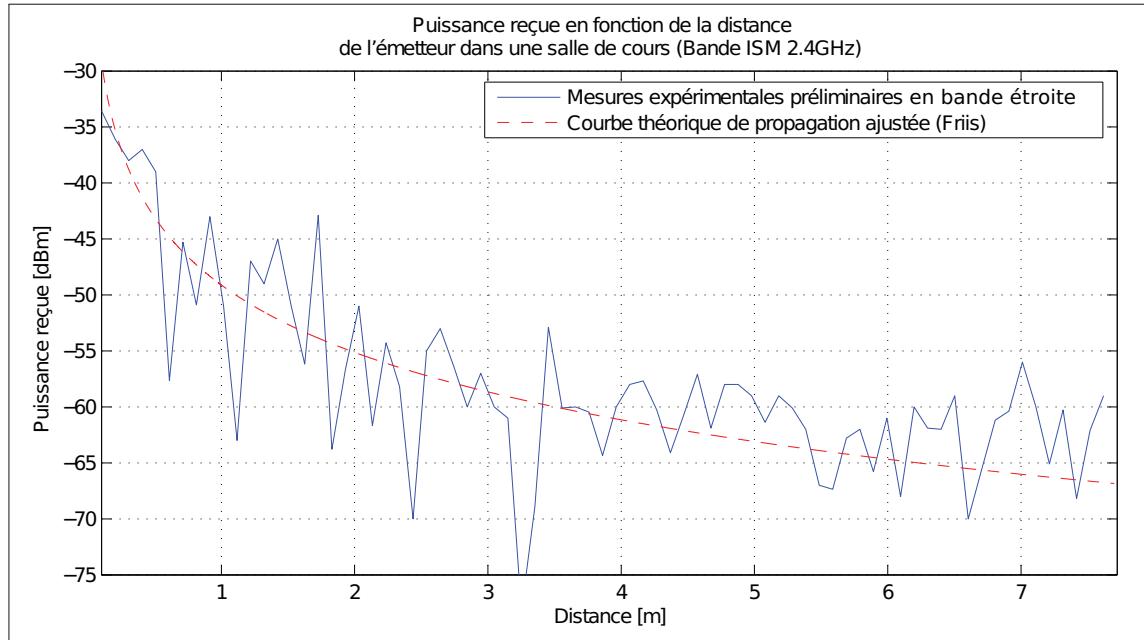


Figure 3.14 Puissance reçue en fonction de la distance théorique comparée aux de mesures préliminaires en bande étroite dans la salle de cours A-2448.

Afin de modéliser la perte par propagation en fonction de la distance, l'équation 1.5, tirée de Munoz (2009), a été introduite au chapitre 1.

$$p_r(d)_{dB} = \bar{p}_r(d_0)_{dB} - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi, \quad d > d_0. \quad (1.5)$$

Dans cette équation, d_0 représente la distance de référence à laquelle la distance à estimer est comparée. Dans le cadre de ce mémoire, une version simplifiée de cette équation (équation 3.1) est utilisée en intégrant le facteur $\log(1/d_0)$ dans la constante K lors de la régression.

$$P_R(d) = K - 10n \log(d) + X \quad (3.1)$$

Dans l'équation précédente, le gradient de perte par propagation n est directement dépendant de l'environnement dans lequel la transmission s'effectue. Selon Rappaport (2001), la variation de n peut s'étendre d'aussi bas que 1.6 dans un cas de LOS à l'intérieur de bâtiments et jusqu'à 6 pour un cas où la ligne de vue directe est bloquée (OLOS), toujours à l'intérieur de bâtiment.

Dans le cas du présent projet, afin d'avoir un premier cas de figure simple, il est assumé qu'un LOS sera toujours présent dans les cas où un locuteur veut s'adresser à un autre usager, soit le cas dans un bâtiment avec LOS.

Tableau 3.2 Gradients de perte par propagation pour différents environnements.
Tiré de Rappaport (2001).

Type d'environnement	Gradient <i>n</i>
Espace libre	2
Radio cellulaire en milieu urbain	2,7 à 3,5
Radio cellulaire en milieu urbain avec effet de masque	3 à 5
Dans un bâtiment (LOS)	1,6 à 1,8
Dans un bâtiment (OLOS)	4 à 6
Dans une usine	2 à 3

Finalement, la variable aléatoire *X* sert à quantifier la variabilité des mesures pour une même distance donnée. En pratique, la puissance reçue variera considérablement d'un endroit à l'autre dans un même type d'environnement pour une même distance donnée de l'émetteur.

La distribution log-normale est souvent utilisée dans le cadre d'étude pour modéliser les variations lentes dues aux évanouissements à grande échelle (Rappaport, 2001). Elle est pratique pour modéliser une distribution normale lorsque les données sont sous format logarithmique. Puisque les valeurs des mesures de RSSI sont directement rentrées en dBm, l'utilisation de la distribution log-normale permet de traiter l'histogramme des valeurs reçues directement comme une simple distribution normale.

La distribution log-normale peut être utilisée pour modéliser la variabilité des mesures puisqu'un traitement de moyenne énergétique est appliqué aux mesures (Munoz, 2009). En tirant ainsi profit de la diversité fréquentielle, il est possible d'obtenir un taux d'évanouissement beaucoup plus petit et avec une distribution s'apparentant à celle d'une log-normale. Le traitement associé à cette technique sera développé en détail à la section 3.5.2.1.

3.5.2 Traitement sur les puissances reçues

Tel que présenté à la section 3.2, la caractérisation des paramètres du canal de transmission et le positionnement s'effectuent en deux phases distinctes, soit la phase d'apprentissage et la phase d'utilisation. La majorité du traitement à effectuer sur les puissances reçues vient principalement de la modélisation du canal de transmission dans la phase d'apprentissage. Il reste néanmoins une partie du traitement à effectuer sur ces mesures qui sont communes aux deux phases. Il s'agit du traitement permettant de tirer profit de la diversité fréquentielle du canal, soit la moyenne énergétique des puissances reçues sur l'ensemble des canaux utilisés. Une fois ce traitement fait, les puissances obtenues sont envoyées à la caractérisation de l'environnement dans la phase d'apprentissage et à l'algorithme de décision présenté à la section 3.5.3 dans la phase d'utilisation.

3.5.2.1 Moyenne énergétique en fréquence des puissances reçues

La solution proposée utilise la totalité de la bande ISM, telle que présentée à la section 3.4.2. En utilisant ainsi toute la bande de fréquence, il est possible de tirer avantage du principe de diversité fréquentielle, à condition d'avoir des espacements en fréquence plus grands que la bande de cohérence du canal. Comme décrit au chapitre 1 aux sections 1.2 et 1.3, la présence des trajets multiples entraînera l'évanouissement dans certains de ces canaux. Ces trajets multiples affectent la puissance reçue dans les différents canaux en bande étroite selon la longueur d'onde du canal en question et la distance entre l'émetteur et le récepteur. La figure 3.15 présente les effets d'évanouissement, encerclés en pointillés rouges, des puissances reçues en bande étroite pour une campagne de mesures préliminaires dans la salle de cours du A-2448 dans la bande ISM 2.4 GHz.

Dans la section 3.4.2, il est proposé de séparer la bande ISM en 11 canaux équidistants de 8 MHz. Cet espacement a également été justifié dans la même section puisqu'il est supérieur à la largeur de bande de cohérence du canal de transmission à 2.4 GHz en environnement interne. Ainsi, la probabilité que ces 11 canaux tombent tous en évanouissement en même temps, dû aux trajets multiples, est grandement diminuée.

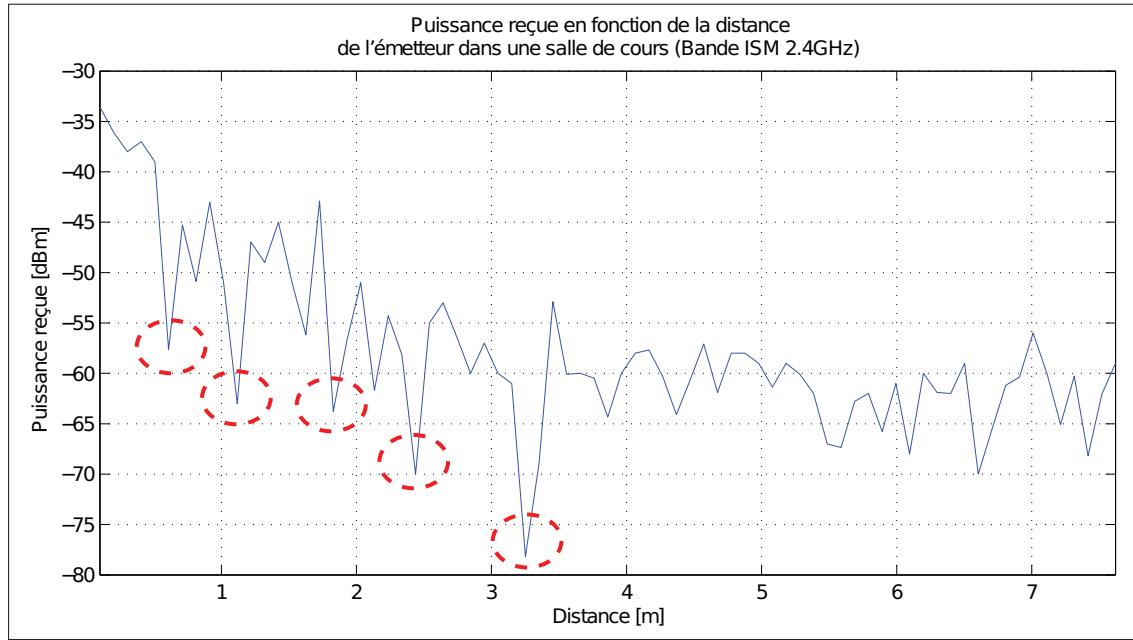


Figure 3.15 Effets d'évanouissement (en rouge) sur les puissances reçues en fonction de la distance des mesures préliminaires dans un canal étroit.

Après avoir reçu 11 trames de données d'un utilisateur locuteur, le système dispose de 11 échantillons de puissances reçues. Chacun de ces échantillons représente la puissance reçue dans chaque canal, donnant ainsi un portrait de la puissance reçue sur la totalité de la bande de fréquence. Ici, il est présumé que le déplacement des utilisateurs est négligeable comparativement au temps requis pour recevoir les 11 trames.

Les puissances reçues étant en décibels, la technique utilisée pour avoir un indicateur de la puissance reçue d'un utilisateur locuteur est la moyenne énergétique des puissances reçues. Plutôt que d'effectuer une moyenne des ces dernières directement à partir des valeurs en décibels, la moyenne est effectuée sur la valeur linéaire des puissances, soit en watt, des 11 canaux et ramenée par la suite en décibels. L'équation 3.2 présente le traitement effectué à toutes les N_{ch} trames, soit le nombre de canaux ($N_{ch} = 11$), avec $\overline{P_R}(n_t)$ étant la moyenne énergétique des puissances reçues pour la trame n_t et $P_R(n_t, n_{ch})$ la puissance reçue durant la série de N_{ch}

trames n_s dans le canal N_{ch} .

$$\overline{P_R}(n_s) = 10 \log \left[\frac{1}{N_{ch}} \sum_{n_{ch}=1}^{N_{ch}} 10^{\frac{P_R(n_s, n_{ch})}{10}} \right] \quad (3.2)$$

On peut voir à la figure 3.16 l'effet de la moyenne énergétique sur les évanouissements dus aux trajets multiples. La diversité fréquentielle permet de diminuer, voire éliminer, l'impact des mesures des canaux en évanouissement en moyennant avec les canaux adjacents. Ce traitement permet d'obtenir une variation de puissance beaucoup plus petite comparativement à une série de mesures dans un seul canal en bande étroite comme présenté à la figure 3.15.

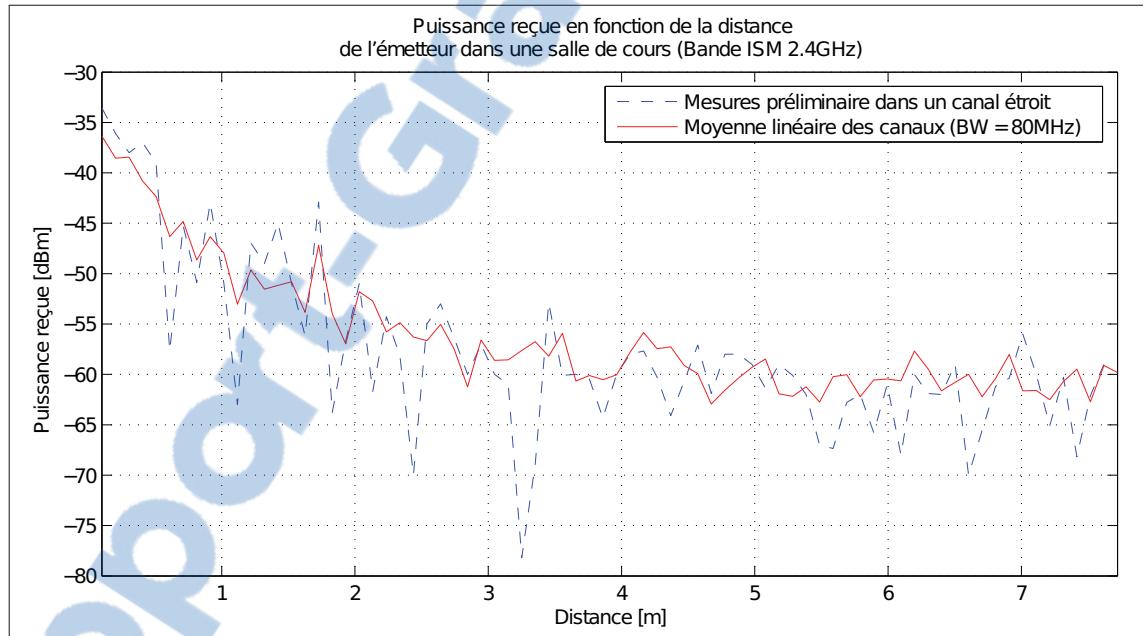


Figure 3.16 Réduction considérable des canaux en évanouissement avec la diversité fréquentielle par moyenne énergétique des puissances reçues sur plusieurs canaux.

3.5.2.2 Traitement en phase d'apprentissage des caractéristiques de l'environnement

Dans la phase d'apprentissage, le système cherche à déterminer les caractéristiques du canal de transmission nécessaire à l'algorithme de décision en prenant plusieurs mesures de puissance reçue. La phase d'apprentissage doit être faite préalablement à l'utilisation et demande de faire

une campagne de mesures pour fournir suffisamment de données pour avoir un modèle de propagation électromagnétique acceptable de l'environnement.

Comme expliqué à la section 3.2, cette campagne de mesures est effectuée en mesurant la puissance reçue d'un émetteur à un récepteur, et ce, à plusieurs distances d'espacement connues. Pour chaque distance connue, les mesures sont prises à plusieurs endroits répartis uniformément de façon aléatoire dans le milieu où le système sera utilisé. Il est ainsi possible de tracer un histogramme pour chacune des distances et obtenir une approximation de la densité de probabilité des puissances reçues pour chacune des distances données.

La première étape après la campagne de mesure est de déterminer le type de distribution à utiliser pour modéliser la variation des mesures. Selon Munoz (2009), l'utilisation de techniques de diversité permet d'éliminer les évanouissements dus aux trajets multiples, donnant une distribution des puissances reçues de type log-normale. Comme une technique de diversité fréquentielle est employée dans le cadre de ce mémoire, la distribution log-normale sera utilisée pour modéliser la variation des mesures de moyennes énergétiques des RSSI. La validation de l'utilisation de cette distribution est présentée au chapitre 4, à la section 4.2. Comme ces mesures sont directement en décibels, la modélisation de la distribution revient à rechercher une distribution gaussienne. La paramétrisation de celle-ci est plutôt simple à faire, n'ayant tout simplement qu'à calculer sa moyenne x_d et son écart type s_d pour une distance donnée. Les équations 3.3 et 3.4 montrent comment ces paramètres sont calculés pour chaque distance d donnée, $\overline{P_R}(n_s, d)$ étant la moyenne énergétique des puissances reçues lors des N_{ch} trames de la série n_s et N_s le nombre de moyennes énergétiques de puissances reçues de l'échantillon.

$$x_d(d) = \sum_{n_s=1}^{N_s} \frac{\overline{P_R}(n_s, d)}{N_s} \quad (3.3)$$

$$s_d(d) = \sqrt{\sum_{n_s=1}^{N_s} \frac{(\overline{P_R}(n_s, d) - x_d(d))^2}{N_s - 1}} \quad (3.4)$$

Cette paramétrisation est effectuée pour chacune des distances données pour ainsi obtenir une estimation de la distribution des moyennes énergétiques de puissances reçues pour chacune de ces distances. Il ne reste plus qu'à modéliser la propagation en fonction de la distance en modifiant l'équation 3.1. Premièrement, la variable aléatoire X doit être remplacée par une distribution normale $\mathcal{N}(0, \overline{s_d})$. L'écart type de la distribution normale utilisée est calculé à partir de la racine carrée de la moyenne des différentes variances pour chacune des distances d données, tel que représenté à l'équation 3.5 où i représente l'index des distances connues et N_d le nombre de distances connues.

$$\overline{s_d} = \sqrt{\frac{1}{N_d} \sum_{i=1}^{N_d} s_{di}^2} \quad (3.5)$$

Par la suite, toujours en se basant sur l'équation 3.1, les valeurs de K et n sont déterminées en faisant une régression linéaire simple en prenant le logarithme de la distance ($D_d = \log d$) et les moyennes des distributions trouvées pour chaque distance x_d . La régression linéaire utilisée est basée sur la méthode des moindres carrés ordinaires (Walpole *et al.*, 2011). Supposons donc que la puissance P en fonction de la distance est donnée par l'équation 3.6.

$$P = \alpha + \beta D_d \quad (3.6)$$

En utilisant la méthode des moindres carrés ordinaires, on retrouve l'estimation de β à l'équation 3.7 et l'estimation de α à l'équation 3.8. Il est à noter que $\overline{x_d}$ est la moyenne des moyennes des distributions pour chaque distance et $\overline{D_d}$ est la moyenne des distances données.

$$\hat{\beta} = \frac{\sum_{i=1}^{N_d} D_{di} x_{di} - \frac{1}{N_d} \sum_{i=1}^{N_d} D_{di} \sum_{i=1}^{N_d} x_{di}}{\sum_{i=1}^{N_d} (D_{di}^2) - \frac{1}{N_d} \left(\sum_{i=1}^{N_d} D_{di} \right)^2} \quad (3.7)$$

$$\hat{\alpha} = \overline{x_d} + \hat{\beta} \overline{D_d} = K \quad (3.8)$$

À l'équation 3.8, le coefficient $\hat{\alpha}$ peut être directement substitué par la constante K du modèle donnée à l'équation 3.1. Pour trouver n , il faut appliquer la transformation de l'équation 3.9.

$$n = \frac{-\hat{\beta}}{10} \quad (3.9)$$

Maintenant que chaque paramètre du modèle a été trouvé, il est possible de reformuler l'équation 3.1 pour obtenir une formulation plus directe de l'estimation des puissances reçues prévue en fonction de la distance. En substituant avec les paramètres présentés précédemment, cette estimation est dictée par l'équation 3.10

$$\hat{P}_R(d) = K - 10n \log(d) + \mathcal{N}(0, \bar{s}_d) \quad (3.10)$$

Cette équation sera utilisée pour déterminer les différentes densités de probabilité de puissance pour des distances précises qui seront utilisées dans la prochaine section, soit section 3.5.3.

3.5.3 Analyse et décisions statistiques

Maintenant qu'un modèle de propagation électromagnétique en fonction de la distance et un modèle statistique de la distribution des puissances reçues pour une distance donnée ont été définis, il est possible de s'attaquer au problème de la décision. Il faut garder en tête que le but de celle-ci est d'estimer si l'interlocuteur qui parle est assez près du récepteur pour que celui-ci entende la voix de l'interlocuteur. En d'autres mots, si l'interlocuteur est à l'intérieur d'une distance donnée, la communication radio de la voix doit être activée.

La seule information à la disposition du récepteur pour prendre cette décision est la puissance reçue de la communication radio de l'interlocuteur. Le modèle de propagation RF est nécessaire pour faire le lien entre le domaine spatial et celui des puissances reçues. Comme vu au chapitre 1, en théorie, il existe une puissance reçue pour une distance donnée. Cependant, en pratique, due à la nature même du canal de transmission, la puissance théorique pour une distance donnée est combinée avec une variable aléatoire. Cette dernière a pour effet de distribuer les puissances qu'il est possible de recevoir pour une distance donnée entre l'émetteur

et le récepteur, causée par les phénomènes physiques présentés à la section 1.2. Cette variable aléatoire est modélisée par le modèle statistique de la distribution des puissances reçues.

Donc, pour savoir si l'interlocuteur est à l'intérieur ou à l'extérieur d'une distance donnée, il faut savoir quelle est la plage de puissances reçues associée à chacune de ces deux régions spatiales. Comme la puissance reçue est une variable aléatoire, il existe une probabilité associée à chaque puissance dans chacune des régions spatiales. Cela a pour effet de créer un recouvrement entre les deux plages de puissances possibles. Il faut donc définir un cadre de décision qui déterminera si, pour un ensemble de puissances reçues, la communication radio de la voix doit être activée ou désactivée. De plus, une zone tampon entre les deux plages doit être ajoutée. Cette zone est nécessaire afin d'éviter l'alternance successive d'une décision à l'autre causée par le recouvrement des probabilités de puissances reçues dans les deux plages.

Il est donc possible de définir une variable S contenant deux états, soit ACTIF (1) et INACTIF (0). De plus, définissons $S(n)$ où n représente la n-ième décision. Comme le domaine des puissances reçues est séparé en trois régions, il y aura donc trois décisions possibles dépendant de l'état de $S(n)$. La figure 3.17 représente le diagramme d'état répondant au système de décisions suivant :

- si la puissance reçue est supérieure à un seuil T_{P1} , $S(n) = 1$ (la voix doit être entendue, soit S dans l'état ACTIF) ;
- si la puissance reçue est inférieure à un seuil T_{P2} , $S(n) = 0$ (la voix ne doit plus être entendue, soit S dans l'état INACTIF) ;
- si la puissance reçue est à l'intérieur des seuils T_{P1} et T_{P2} , $S(n) = S(n - 1)$ (la communication de la voix doit rester dans son état précédent).

Le modèle utilisé pour la propagation RF présenté à l'équation 3.10 prévoit la présence d'une variable aléatoire de distribution log-normale pour chaque distance donnée. Ainsi, une probabilité P_{actif} qu'une puissance reçue soit supérieure au seuil T_{P1} , entraînant l'activation de la voix de cet utilisateur, est associée pour chaque distance séparant l'émetteur du récepteur. Cette

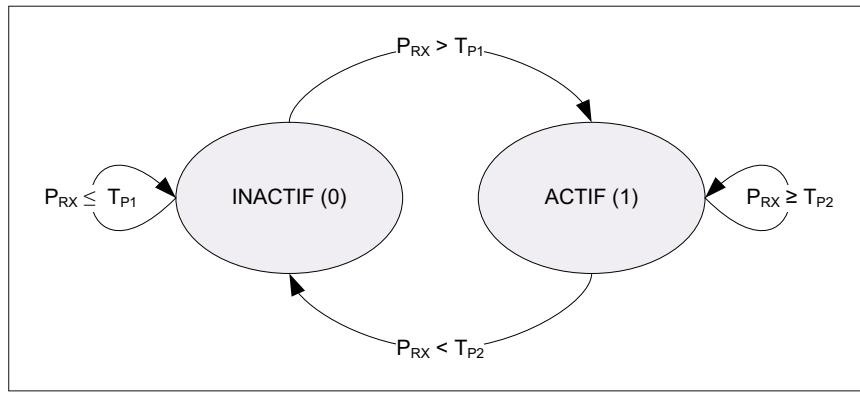


Figure 3.17 Diagramme d'état des décisions du système.

probabilité est illustrée à la figure 3.18 comme étant l'aire sous la courbe au-dessus de T_{P1} de la densité de probabilité de puissance reçue pour une distance donnée.

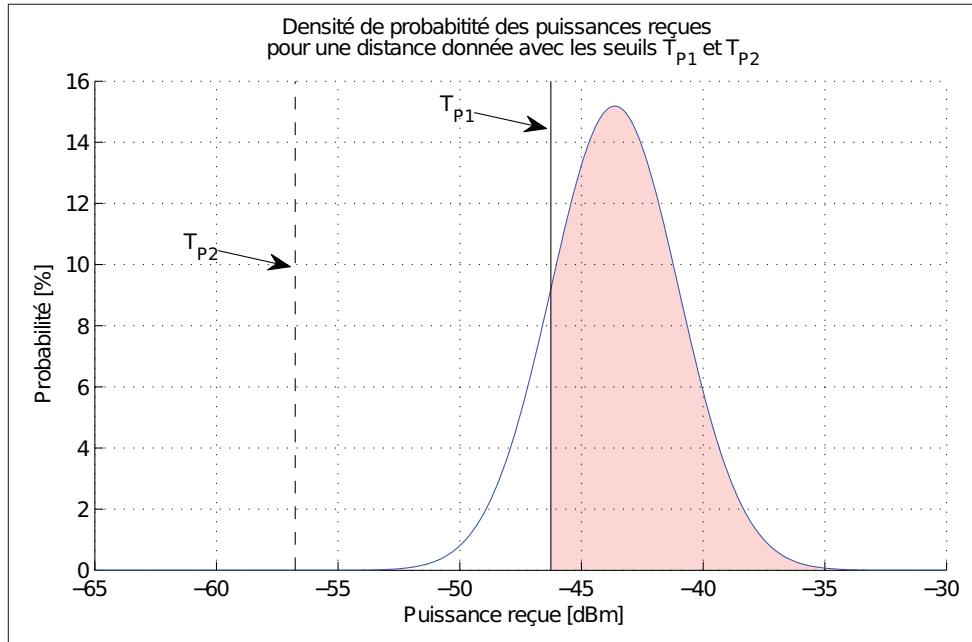


Figure 3.18 Représentation de la densité de probabilité des puissances reçues pour une distance donnée à l'intérieur de la zone d'activation avec les deux seuils T_{P1} et T_{P2} .

La probabilité P_{actif} dans le domaine des puissances, correspondant à l'aire sous la courbe en rose à la figure 3.18, correspond à la probabilité pour une seule distance donnée. Si l'exercice

est répété pour l'ensemble du domaine des distances, il est possible de tracer la probabilité d'activation et de désactivation à chaque mesure en fonction de la distance. La figure 3.19 donne un aperçu du positionnement obtenu, par exemple, si une zone d'hystérésis est insérée à 1.5 mètre en traçant ces deux probabilités pour chaque distance.

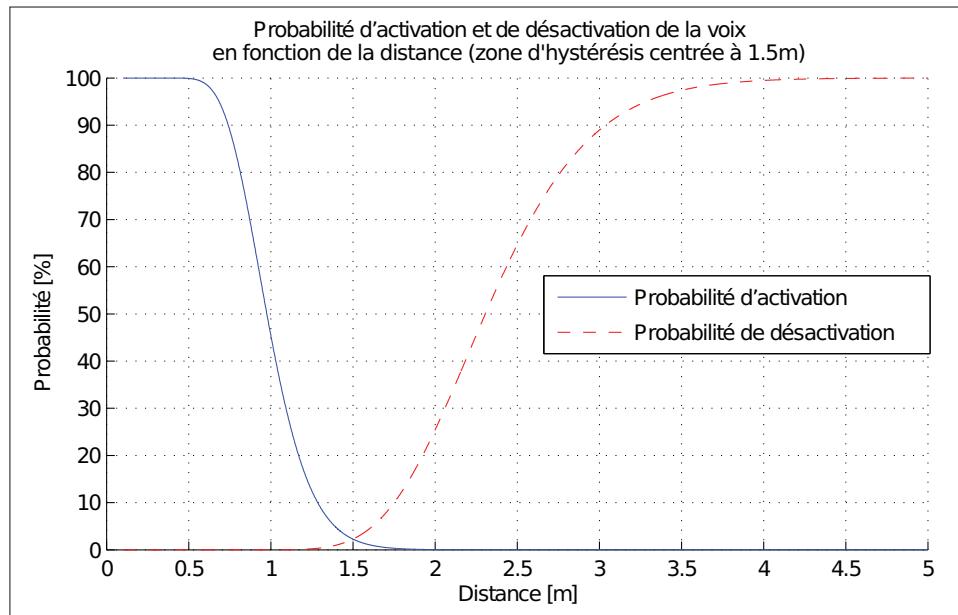


Figure 3.19 Représentation de la probabilité d'activation et de désactivation de la voix en fonction de la distance.

3.5.3.1 Définition des critères

Ayant maintenant défini le système de décision, il faut déterminer la façon de calculer T_{P1} et T_{P2} en fonction des critères élaborés dans la section de la solution pour le positionnement (section 3.1). Les seuils de décision sont fortement liés avec les requis de l'application. Cependant, certaines limitations dues à l'effet du canal de transmission viennent exiger certains compromis entre ce qui est souhaitable comme fonctionnement et ce qui est réalisable. Par exemple, telle que présentée au chapitre 1, la nature logarithmique de la perte par propagation fait en sorte que l'écart de la puissance entre deux distances voisines diminue en s'éloignant. Cela a

pour effet d'éloigner la zone de désactivation lorsque la zone d'hystérésis est repoussée. Il est possible de définir deux catégories de critères en fonction du comportement souhaité.

La première catégorie concerne la probabilité que le système de décision alterne d'actif à inactif, ce qui peut être représenté par l'écart entre les deux seuils de décision, soit T_{P1} et T_{P2} . Le pire cas d'alternance de décision pour une distance donnée se produit quand l'émetteur se trouve exactement à la distance d_{centre} à laquelle la distribution de probabilité des puissances qui lui est associée donne des probabilités égales de part et d'autre des seuils de décision. Cette probabilité d'alternance est dénotée $P_{\text{alt}}(d_{\text{centre}})$ et est définie à l'équation 3.11, avec sa condition à l'équation 3.12.

$$P_{\text{alt}}(d_{\text{centre}}) = \frac{1 - \int_{T_{P1}}^{T_{P2}} p_{\text{RX}}(P, d_{\text{centre}}) dP}{2} \quad (3.11)$$

$$\int_{T_{P1}}^{\infty} p_{\text{RX}}(P, d_{\text{centre}}) dP = \int_{-\infty}^{T_{P2}} p_{\text{RX}}(P, d_{\text{centre}}) dP \quad (3.12)$$

Le premier critère à respecter C_1 est défini comme étant la probabilité acceptable d'alternance entre actif et inactif de façon successive.

$$P_{\text{alt}}(d_{\text{centre}}) \leq C_1 \quad (3.13)$$

Concrètement, la probabilité d'alternance, d'actif à inactif et vice versa, acceptable (C_1) se traduit par une coupure et un rétablissement de la communication d'un interlocuteur au niveau du récepteur. Celui-ci entendrait donc l'interlocuteur de façon saccadée. Dans le cadre de ce mémoire, la probabilité C_1 est fixée à 2.5 %, tel que spécifiée à la section 3.1. L'auteur juge que cette probabilité est raisonnable pour donner assez de latitude au système pour éviter que ces alternances nuisent à la conversation des interlocuteurs. De plus, il faudrait que les deux interlocuteurs se trouvent exactement à cette distance l'un de l'autre et reste à cette distance exacte pendant un certain temps pour vraiment voir les effets de l'alternance. Dans un tel cas, ceux-ci n'auraient qu'à se rapprocher légèrement pour diminuer la probabilité de coupure. Cette probabilité devra être ajustée ultérieurement au besoin pour s'adapter aux préférences des

usagers. Ceci nécessitera de recalculer les seuils à partir de la modélisation de la propagation RF obtenue par la phase d'apprentissage.

Le premier critère C_1 jouant principalement sur la largeur de la zone d'hystérésis, la seconde catégorie de critères concerne l'emplacement de cette même zone dans le domaine des puissances reçues. Il faut alors définir des distances d'activation jugées critiques. Le choix de ces distances est élaboré à la section 3.5.4. Le second requis nécessaire qu'il faut garantir est que le système ne doit pas désactiver la voix lorsque l'émetteur se trouve à l'intérieur d'une distance d_{actif} critique avec une probabilité d'erreur de $P_{\text{inactif}}(d_{\text{actif}})$.

Le second critère C_2 est donc défini comme étant la probabilité acceptable d'erreur que le récepteur n'entende pas un interlocuteur lorsqu'il se trouve à la distance où la communication doit être garantie (équation 3.14). Dans le cadre de ce mémoire, une probabilité de 0.1 % d'erreur sera tolérée, soit l'équivalent de la queue de trois écarts types d'une distribution normale.

$$P_{\text{inactif}}(d_{\text{actif}}) = \int_{-\infty}^{T_{\text{P2}}} p_{\text{RX}}(P, d_{\text{actif}}) dP \leq C_2 \quad (3.14)$$

Il est à noter que ce critère ne fixe pas le seuil T_{P2} , mais lui impose plutôt une limite absolue à respecter, soit $T_{\text{P2}_{C_2}}$. Au-dessus de ce seuil, le critère C_2 ne pourra être respecté. En d'autres mots, le seuil T_{P2} devra être plus petit ou égal à $T_{\text{P2}_{C_2}}$.

Le dernier critère à établir est la probabilité de détection qu'il est souhaitable d'obtenir sur une mesure lorsque l'utilisateur locuteur est à la distance jugée critique où la communication doit être garantie, soit d_{actif} . Cette probabilité est également liée au temps de détection de l'activation puisque la probabilité cumulative tendra vers 1 au fur et à mesure que les échantillons rentreront. Comme mentionné dans la section 3.1, la probabilité associée à C_3 est fixée à 70 % dans le cadre de ce mémoire, mais devra être ajusté en fonction des préférences des utilisateurs et de l'implémentation.

$$P_{\text{actif}}(d_{\text{actif}}) = C_3 \quad (3.15)$$

Une autre façon de voir ce critère est de déterminer statistiquement quel est le temps maximal qu'il est acceptable de tolérer pour activer la voix. Cependant, le temps de détection est directement dépendant de la fréquence d'échantillonnage de la puissance reçue qui peut varier grandement d'une implémentation à l'autre. À titre d'exemple, supposons qu'il est souhaité d'activer la voix à l'intérieur d'une seconde avec plus de 99 % de certitude. Le pire cas où le temps d'activation sera le plus long arrivera lorsque le système décidera successivement de ne pas activer la voix. Cet évènement se produit avec une probabilité égale à la probabilité complémentaire de $P_{\text{actif}}(d_{\text{actif}})$.

$$Tol. = 1\% > (1 - C_3)^{f_{\text{RSSI}} * t} \quad (3.16)$$

En isolant f_{RSSI} dans 3.16, l'équation 3.17 donne la fréquence minimale d'échantillonnage de la puissance reçue (f_{RSSI}) à respecter pour garantir une activation de la voix en un temps donné (t) et avec une tolérance ($Tol.$) donnée.

$$f_{\text{RSSI}} > \frac{\log(Tol.)}{\log(1 - C_3)} * \frac{1}{t} \quad (3.17)$$

En fixant C_3 à 70 %, la voix s'activerait à l'intérieur d'une seconde avec plus de 99 % de certitude avec une implémentation ayant une fréquence d'échantillonnage minimale de la puissance reçue de 3.82 Hz, donc un échantillon à toutes les 260 ms.

3.5.3.2 Calcul des seuils

Il faut maintenant établir les seuils T_{P1} et T_{P2} en fonction des trois critères énoncés précédemment et des caractéristiques statistiques des distributions de puissances. Le premier seuil T_{P1} peut être trouvé à partir de la probabilité d'activation à la distance jugée critique $P_{\text{ON}}(d_{\text{actif}})$.

$$P_{\text{ON}}(d_{\text{actif}}) = \int_{T_{P1}}^{\infty} p_{RX}(P, d_{\text{actif}}) dP \quad (3.18)$$

La partie de droite de l'équation 3.18 est ensuite définie comme étant $F(T_{P1})$, soit la fonction de répartition de $p_{RX}(P, d_{actif})$ en fonction du seuil T_{P1} .

$$F(T_{P1}, d_{actif}) = \int_{T_{P1}}^{\infty} p_{RX}(P, d_{actif}) dP \quad (3.19)$$

Le premier seuil T_{P1} est alors trouvé avec la résolution de la fonction de répartition inverse de $p_{RX}(P, d_{actif})$ pour la probabilité donnée à l'équation 3.18. Cette résolution doit être effectuée de manière numérique si la formulation algébrique de la fonction de répartition inverse n'existe pas.

$$T_{P1} = F^{-1}(P_{ON}(d_{actif})) \quad (3.20)$$

Par la suite, ayant fixé T_{P1} , il faut trouver l'écart entre T_{P1} et T_{P2} nécessaire pour respecter C_1 . Pour ce faire, il faut résoudre les équations 3.11 et 3.12 en respectant le critère C_1 . Ceci donnera alors le seuil associé au critère C_1 , soit $T_{P2_{C1}}$.

Ainsi, il faut choisir entre les deux seuils potentiels $T_{P2_{C1}}$ et $T_{P2_{C2}}$. Comme les critères d'inégalité des conditions doivent être égaux ou inférieurs, il faut prendre la plus petite valeur entre ces deux seuils pour avoir un seuil T_{P2} qui respecte tous les critères.

$$T_{P2} = \min(T_{P2_{C2}}, T_{P2_{C1}}) \quad (3.21)$$

La distance pour la désactivation équiprobable à la distance d'activation jugée critique est automatiquement fixée par le choix de T_{P1} et T_{P2} en fonction de la distance d'activation critique. Donc, en déterminant la distance critique à laquelle la voix doit s'activer, la distance de désactivation est directement dépendante de largeur de la zone d'hystérésis. Celle-ci étant déterminée par la densité de probabilité des puissances reçue, la distance de désactivation variera donc en fonction des caractéristiques du canal de transmission pour une même distance d'activation.

3.5.4 Détection de la voix et de l'intention du locuteur

La dernière partie du traitement à effectuer dans le bloc du DSP est la détection de la voix et de l'intention du locuteur. Tel que présenté dans l'introduction, le système désiré prévoit que la voix doit être retransmise dans un certain rayon en fonction de l'effort vocal. L'algorithme de détection de l'intention du locuteur sera développé dans de futurs travaux et ne fera pas partie du cadre de ce mémoire. Néanmoins, l'algorithme de décision pourra être facilement adapté à celui-ci en déterminant une paire de seuils pour chaque effort vocal différent.

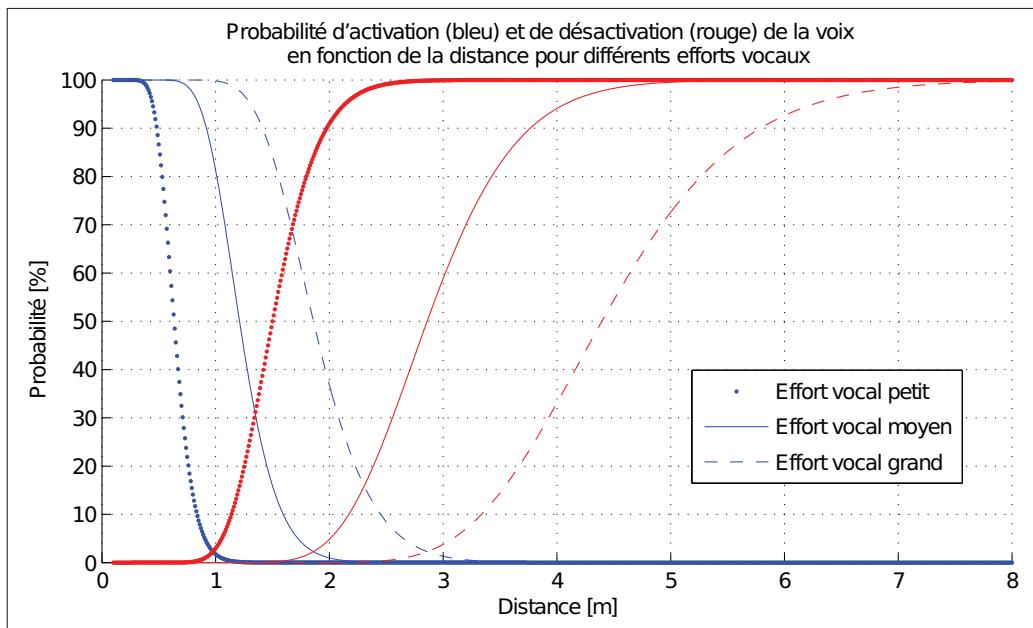


Figure 3.20 Probabilité d'activation (en bleu) et de désactivation (en rouge) de la voix en fonction de la distance pour les trois modes en fonction de l'effort vocal.

La modélisation de l'effort vocal entraîne donc un ajustement des seuils de puissance pour laquelle la voix s'active. Un effort vocal moindre est associé à un seuil d'activation pour une distance plus petite et un effort vocal plus intense est associé à un seuil d'activation plus éloigné. À titre d'exemple, trois niveaux d'intention pourraient être prévus, soit le chuchotement, le ton normal et le cri. Les zones d'activation associées pourraient être respectivement fixées

à 0.5 m, 1 m et 3 m. Une représentation approximative des différents seuils d'activation et de désactivation peut être observée à la figure 3.20.

3.6 Bloc audio (« codec »)

Le dernier bloc majeur de l'architecture proposée est le bloc audio. Ce bloc est plutôt simple puisque ces seules fonctionnalités sont l'acquisition et la lecture des messages vocaux des utilisateurs du système. Ces fonctionnalités sont séparées en deux sous-blocs, telles qu'illustrées à la figure 3.21.

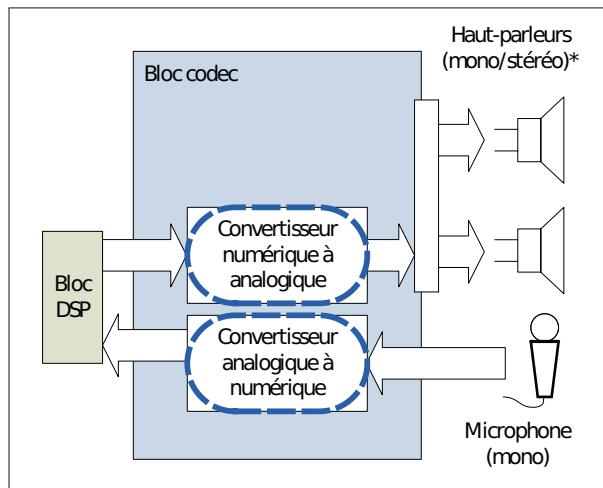


Figure 3.21 Schéma-bloc de la section audio de l'architecture proposée. Les courts traits en bleu représentent les parties à développer dans de futurs travaux.

L'acquisition s'effectue à travers d'un ou plusieurs convertisseurs numérique à analogique (DAC), dépendamment si un micro est présent dans une seule oreillette ou les deux. Dans un cas comme dans l'autre, l'information sera traitée comme une source monophonique, le son émanant d'un seul et même appareil vocal.

Par contre, pour ce qui est de la lecture des messages vocaux, elle peut être soit monophonique ou stéréophonique. Le choix dépend de l'information disponible au niveau du positionnement. Il faudrait évidemment ajouter une dimension de directivité dans le positionnement pour pou-

voir utiliser le principe de stéréophonie au niveau des haut-parleurs des oreillettes, ce qui n'est pas traité dans le cadre de ce mémoire. Une lecture monophonique devra donc être utilisée. Cette lecture s'effectue à travers de convertisseurs analogique à numérique.

Traditionnellement, ces fonctionnalités de conversion sont toutes intégrées dans un seul codec. Comme il existe déjà plusieurs codecs sur le marché, il n'y a pas vraiment de développement à faire dans cette section. Le choix de la fréquence d'échantillonnage de la voix et du nombre de bits à utiliser devra être fait selon la capacité du canal de transmission et le nombre d'utilisateurs du système. Ces choix ne feront pas partie de ce mémoire et devront être considérés lors de l'implémentation du système.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a présenté la solution proposée au problème de positionnement par RSSI sans infrastructure fixe. Une solution pour le positionnement, pour la caractérisation et une architecture y sont proposées. L'algorithme de décision pour la localisation est basé sur une approche probabiliste qu'un utilisateur se trouve dans une zone prédéterminée. L'espace est ainsi séparé en trois zones, soit une zone d'activation, une zone de désactivation et une zone d'hystérésis où l'état de la voix reste inchangée. La décision est basée sur les mesures RSSI de la communication radio. Celles-ci sont comparées à deux seuils de puissance (T_{P1} et T_{P2}) établis par un ensemble de critères (C_1 , C_2 et C_3) et la caractérisation de la propagation RF de l'environnement.

Avant de pouvoir appliquer cette algorithme de décision, le système doit tout d'abord effectuer la caractérisation de la propagation RF dans l'environnement interne où le système sera utilisé. Une modélisation paramétrique est proposée pour la caractérisation. Les paramètres à obtenir par campagne de mesures sont le gradient de perte par propagation n , la constante d'ajustement K et la moyenne des écarts types $\bar{s_d}$ des mesures pour une distance donnée. De plus, le FHSS est utilisé pour faire une moyenne des puissances sur une largeur de bande de 80 MHz afin de réduire l'effet des trajets multiples. Ceci permet de modéliser la variable aléatoire du modèle

comme une distribution log-normale. La validation expérimentale de cette caractérisation et de l'algorithme de décision est présenté au chapitre qui suit.

CHAPITRE 4

VALIDATION EXPÉRIMENTALE

Les détails de la solution proposée au chapitre 3 ayant été définis, la prochaine étape est de valider si celle-ci répond véritablement à la problématique introduite au chapitre 1. Le présent chapitre traite essentiellement de la phase expérimentale du mémoire. Ainsi, la méthodologie de prise de mesures et les montages effectués seront présentés. Par la suite, la présentation et l'analyse des mesures sont étudiées, ce qui permettra d'arriver à une caractérisation complète du modèle de propagation en environnement interne proposé au chapitre 3. L'algorithme de décision de ce même chapitre est alors appliqué sur les mesures en employant une technique de validation croisée afin d'obtenir les performances de celui-ci sur des mesures expérimentales.

4.1 Méthodologie et montage

La méthode proposée dans le chapitre 3 pour faire la modélisation de la propagation dans un canal donné est basée sur l'apprentissage des paramètres du modèle à partir d'une campagne de mesure. Afin de valider la proposition du modèle à utiliser et de l'algorithme de décision proposé, un prototype a été développé pour pouvoir recueillir assez de mesures pour quantifier les paramètres du modèle pour un environnement donné.

Le prototype développé pour effectuer ces mesures est en fait une version allégée de la solution complète proposée au chapitre 3. L'intérêt de ce prototype étant de quantifier les différents paramètres pour la solution du positionnement, les fonctionnalités reliées à l'acquisition et au traitement audio ont été laissées de côté pour une révision ultérieure. De plus, tout le traitement associé à la modélisation et à la décision est effectué seulement après la campagne de mesures, soit un traitement hors-ligne. Ceci permet de réduire le développement matériel au strict nécessaire, soit l'implémentation d'une plateforme matérielle avec lien radio.

Le prototype est donc constitué d'un ordinateur portable et de deux modules de communication sans fil. Chaque module doit être branché dans un port USB. Afin d'obtenir suffisamment de

distance entre les deux modules, une rallonge USB de 15 mètres a été utilisée. L'ordinateur portable peut ainsi communiquer par USB à chacun des modules pour transmettre l'information de la parole à un de ceux-ci et le recueillir par l'autre module. Le module transmetteur doit décortiquer les données en plusieurs trames pour les transmettre sans fil au module récepteur. Chaque trame reçue est accompagnée d'une puissance de signal reçu qui est envoyée à l'ordinateur pour être sauvegardée pour une analyse ultérieure à l'aide du logiciel MATLAB.

Les modules utilisés sont les CC2511EMK de Texas Instruments, présentés à la figure 4.1. Un micrologiciel embarqué spécialisé a été conçu afin de pouvoir communiquer sur la totalité du spectre de fréquence de la bande ISM de 2.4GHz par FHSS et recueillir les mesures de RSSI. La pile USB fournie par Texas Instrument permet de communiquer avec un ordinateur par ce même port. Ainsi, un programme sous Linux a été développé afin d'interfacer les deux modules pour qu'ils puissent communiquer entre eux et fournir les mesures de puissance. Un échantillon de voix de 30 secondes est continuellement envoyé en boucle au module transmetteur par USB et le récepteur renvoie la même trame à l'ordinateur accompagnée de la puissance à laquelle elle a été reçue. La transmission s'effectue avec une modulation MSK avec un taux de symbole de 250 kBaud. Les détails des caractéristiques radio ont été présentés plus en détail dans la section 3.4.

La caractérisation de l'environnement proposée au chapitre 3 nécessite plusieurs mesures qui doivent être prises un peu partout dans cet environnement. Comme un profil des puissances reçues doit être établi à plusieurs distances fixes, le montage de la figure 4.2 a été réalisé. L'ordinateur portable est monté sur un chariot mobile avec un long support permettant d'atteindre jusqu'à quatre mètres en distance. Ainsi, un module est installé à chaque extrémité du support à 1.5 m du sol et la distance peut être ajustée en déplaçant le module sur le support. Par la suite, le chariot est déplacé de façon à prendre des mesures de puissances un peu partout dans l'environnement en maintenant une distance constante. Le déplacement n'a pas besoin de suivre un parcours en particulier, mais plutôt d'essayer de varier aléatoirement la position et l'angle du chariot afin d'obtenir une meilleure approximation des variations possibles.



Figure 4.1 Photo des modules CC2511EMK de Texas Instruments utilisés.

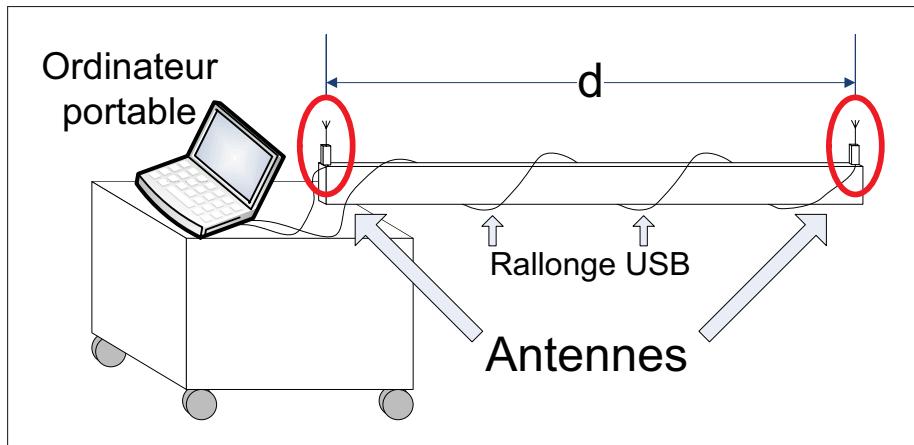


Figure 4.2 Schéma de montage du chariot mobile pour effectuer les mesures à distances fixes.

Les mesures ont été effectuées dans un local de l'ÉTS, plus précisément le A-2448. Un plan d'étage de ce local et des alentours est présenté à l'annexe II. Il s'agit d'une salle de cours contenant plusieurs chaises et bureaux répartis sur la totalité de la surface. L'intérêt d'effectuer les mesures dans ce local vient de son potentiel de trajets multiples assez riche avec la multitude d'objets présents dans la pièce. En plus, ce local se situe au deuxième étage avec des locaux d'étudiants et des salles de cours au-dessus et en dessous, ce qui peut générer d'avantage de

trajets multiples. Les mesures ont été effectuées durant le jour lorsque la population étudiante était présente pour tenter d'incorporer le facteur de la présence humaine dans la modélisation. Cependant, selon Janssen *et al.* (1996), les déplacements des gens autour n'affectent pas significativement la distribution des puissances reçues, même si la valeur de puissance instantanée peut être affectée par le déplacement des gens dans l'environnement.

Les modules ont été placés face à face, comme il est possible de voir sur les photos à la figure 4.3. Les flèches en rouge ont été ajoutées à la photo pour indiquer la position des modules CC2511EMK. Les antennes présentes sur ces modules étant construites à même le circuit imprimé (« PCB antenna »), le patron de radiation est plutôt variable en fonction de l'axe dans lequel les modules sont placés. Pour cette raison, les modules sont maintenus dans une orientation spécifique, soit face à face. Ainsi, la composante associée à la ligne de vue directe ne varie pas en fonction de l'orientation des modules. De plus, les mesures sont toujours effectuées avec une ligne de vue directe. Il est à noter que cette configuration représente une situation favorable. Dans une application réelle, il est fort probable que la ligne de vue directe ne soit pas toujours présente. Des tests supplémentaires seraient nécessaires afin d'obtenir une modélisation plus près de la réalité.

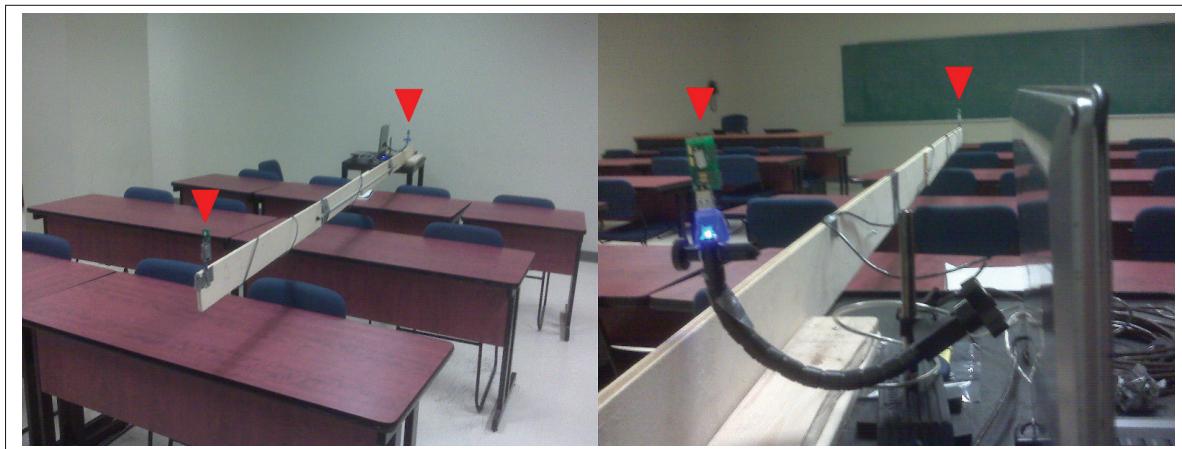


Figure 4.3 Photos du montage réalisé pour effectuer la campagne de mesures.

La campagne de mesures effectuée s'est concentrée sur des mesures de puissances pour des distances allant de 0.5 m à 4 m avec un pas d'espacement de 0.5 m entre chaque distance pour un total de huit distances différentes. En moyenne, environ 10 000 échantillons de RSSI ont été recueillis pour chacune de ces distances. Puisqu'une seule campagne de mesures a été réalisée, une technique de validation croisée de type « K-fold » devra être utilisée pour entraîner le modèle et le valider par la suite. Les détails de la validation seront discutés plus amplement à la section 4.4.

4.2 Profils des puissances reçues en fonction de la distance

Suite à la campagne de mesures, les données des mesures de puissance ont été extraites des trames de données et analysées sous MATLAB. Afin d'avoir une représentation de la variabilité des mesures à chacune des distances données, un histogramme est généré en comptant le nombre de fois que la mesure de puissance était égale à un certain nombre entier en dBm. La résolution des mesures est de l'ordre de 1 dBm, ce qui est suffisant considérant la variabilité des mesures qui seront présentées dans les sous-sections suivantes et la précision des mesures.

L'analyse des distributions de RSSI en fonction de la distance s'effectuera en deux parties. La première vise à mesurer l'étendue de la variabilité des mesures de puissance dans plusieurs canaux étroits dans la bande ISM de 2.4 GHz. Cette première analyse permettra de donner un élément de base pour la comparaison avec la seconde partie. Celle-ci cherche en un premier temps à mesurer également l'étendue de la variabilité des mesures de puissance, mais en effectuant le traitement de moyenne linéaire sur les puissances de chaque canal pour n'obtenir qu'un seul indicateur pour l'ensemble de la bande de fréquence de 2.4 GHz. Cette variabilité est par la suite comparée à celle obtenue en bande étroite. Finalement, les caractéristiques de la distribution log-normale associée à chaque distance sont extraites pour être fournies par la suite à la modélisation RF.

4.2.1 Profil par canal

Telle que présentée à la section 4.1, la campagne de mesures a permis d'obtenir un profil des puissances possibles de recevoir à des distances prédéterminées, soit de 0.5 m à 4 m avec un pas de 0.5 m entre chaque distance. De plus, le prototype développé ayant été conçu pour tirer profit de la diversité fréquentielle du FHSS, un indicateur de puissance reçue est disponible pour chacun des 11 canaux présentés à la table 3.1. Un histogramme des puissances reçues peut donc être tracé pour chaque canal, et ce à chaque distance, totalisant ainsi une possibilité de 88 histogrammes pour cette campagne de mesure. À titre d'exemple, la figure 4.4 montre les histogrammes des puissances reçues dans le canal numéro 6 ($f_c = 2.441 \text{ GHz}$) à 1 m et à 3 m. Il est à noter qu'il y a plus de 30 dBm d'écart entre la valeur de RSSI la plus forte et la plus faible pour une même distance donnée pour ces deux histogrammes.

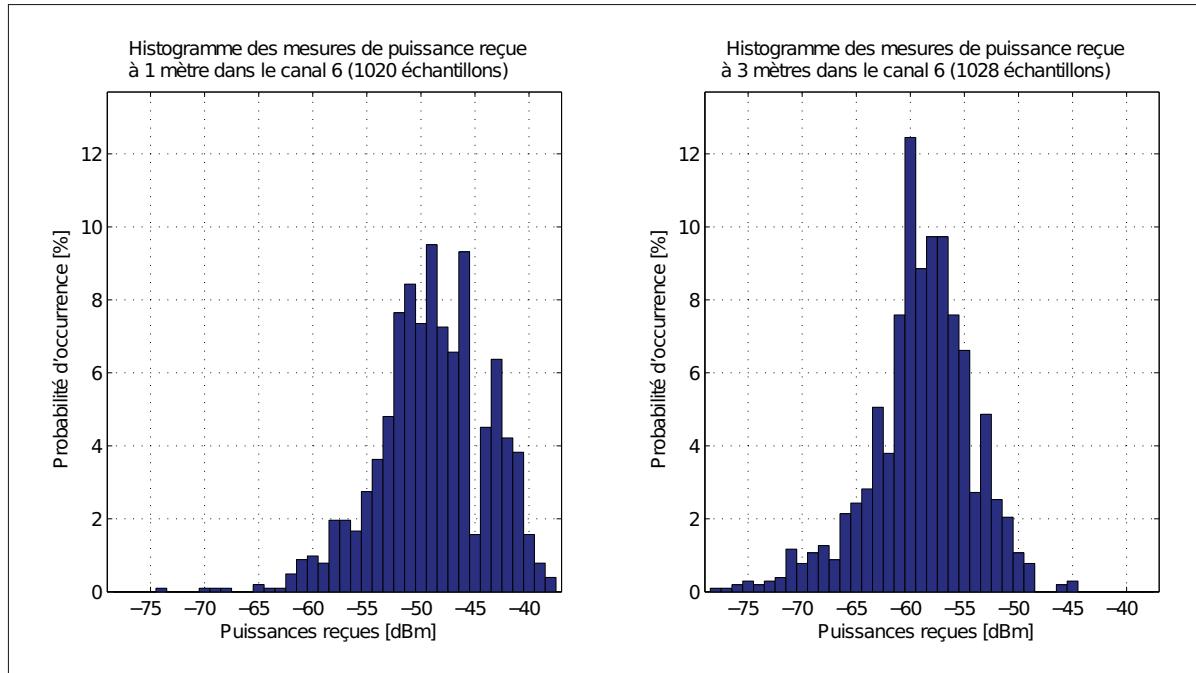


Figure 4.4 Histogrammes des mesures de puissance reçue à 1 mètre (gauche) et à 3 mètres (droite) en bande étroite dans le canal numéro 6 ($f_c = 2.441 \text{ GHz}$).

Comme l'information par canal individuel n'est pas utilisée par la solution proposée, la modélisation de la distribution de la puissance reçue dans chaque canal ne sera pas effectuée dans le cadre de ce mémoire. Cependant, comme il est souhaitable de quantifier la diminution de la variabilité des mesures en effectuant la moyenne linéaire des puissances reçues sur l'ensemble des canaux, l'étendue des données par canal doit également être quantifiée. Pour ce faire, la moyenne et l'écart type de chaque ensemble d'échantillons par canal pour une distance donnée ont été calculés. Afin de condenser l'information, le tableau 4.1 résume les caractéristiques des histogrammes en fonction de la distance pour chaque canal. L'écart type de chaque ensemble de données varie entre 2.3 dBm et 6.8 dBm. La moyenne de la variance de chaque canal en bande étroite à chaque distance de ce tableau est donné un écart type moyen de 4.7 dBm.

Tableau 4.1 Résumé des caractéristiques des histogrammes en fonction de la distance pour chaque canal (dBm).

Canaux		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0.5m	μ	-34.6	-33.9	-33.1	-32.3	-31.8	-31.4	-31.0	-30.8	-30.6	-30.6	-30.5
	σ	4.5	4.2	3.9	3.6	3.3	3.1	2.9	2.7	2.5	2.4	2.3
1m	μ	-44.6	-45.3	-45.9	-46.6	-47.7	-48.3	-48.3	-48.2	-47.6	-47.2	-46.6
	σ	4.4	4.6	4.5	4.7	5.0	5.4	5.2	5.6	5.8	6.4	6.0
1.5m	μ	-49.7	-49.5	-49.4	-50.6	-51.8	-52.2	-52.1	-52.2	-53.0	-53.2	-53.9
	σ	4.5	5.0	5.3	5.7	6.1	6.0	6.1	5.9	6.8	6.0	6.6
2m	μ	-43.6	-43.5	-43.8	-43.9	-44.3	-44.5	-44.7	-45.0	-45.1	-45.4	-45.1
	σ	3.0	3.0	3.0	2.9	2.9	3.1	3.1	3.3	3.3	3.5	3.5
2.5m	μ	-59.0	-58.5	-57.8	-58.3	-57.9	-58.1	-58.0	-58.3	-57.8	-58.6	-58.4
	σ	4.9	5.2	4.9	5.2	5.2	5.4	5.2	5.1	4.9	5.1	5.1
3m	μ	-59.6	-59.5	-59.2	-59.3	-59.2	-59.0	-59.2	-59.0	-59.1	-59.3	-59.4
	σ	4.8	5.4	4.8	4.8	4.8	4.6	4.8	4.8	5.0	4.7	4.7
3.5m	μ	-59.8	-59.3	-59.0	-59.0	-59.2	-59.5	-59.3	-59.4	-59.5	-59.5	-59.2
	σ	5.1	4.8	4.8	4.8	4.8	4.7	4.4	4.8	5.0	4.6	4.4
4m	μ	-59.4	-59.2	-59.8	-59.8	-60.4	-60.1	-60.2	-60.5	-60.2	-60.6	-61.3
	σ	4.5	4.5	4.8	4.6	5.0	4.5	4.5	4.5	4.6	4.4	4.9

En examinant les valeurs des moyennes de chaque distribution de puissances reçues au tableau 4.1, un problème semble être présent avec les mesures effectuées à 2 m. En effet, celles-ci sont supérieures à celles de 1.5 m et même celles de 1 m, et ce pour tous les canaux, ce qui va à l'inverse de la théorie de la propagation électromagnétique. La figure 4.5 montre l'histogramme

des mesures de puissance reçue à 2 m dans les 11 canaux, dont chaque canal est représenté par une couleur par incrément de 1 dBm par colonne. Très peu d'occurrences peuvent être observées pour des puissances reçues de -45 dBm et -44 dBm. Ce trou au centre de la distribution est unique aux mesures effectuées à 2 m et pourrait indiquer un problème au niveau des mesures et de l'équipement utilisé.

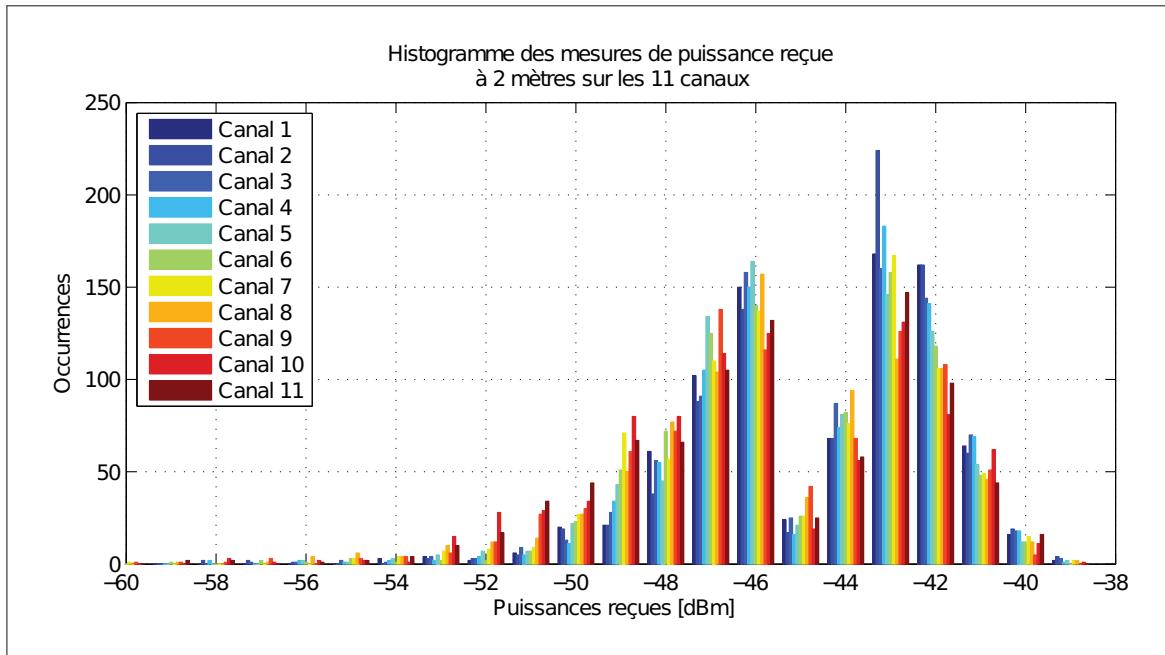


Figure 4.5 Histogramme des mesures de puissance reçue à 2 m dans les 11 canaux du tableau 3.1 avec un incrément de 1 dBm par colonne.

Afin de vérifier la consistance de ce résultat, plusieurs autres séries de mesures ont été effectuées. Toutes ont donné des résultats similaires à ceux présentés à la figure 4.5 et supérieurs aux moyennes pour les distances de 1 m et 1.5 m. Plusieurs causes probables peuvent être suggérées, celles-ci touchant principalement à l'implémentation matérielle du prototype avec lequel les mesures ont été effectuées. La première touche au contrôle même de la radio des modules. Comme une pile de communication sans fil propriétaire à Texas Instruments a été utilisée, celle-ci a le plein contrôle sur les différents gains et filtres de la radio. Il est probable qu'à cette distance la radio alterne entre deux configurations pour améliorer la qualité de réception, ce qui

viendrait altérer la mesure de RSSI. Une façon de remédier à ce problème serait de développer un micrologiciel maison pour la communication sans fil avec les modules CC2511EMK. La seconde piste concerne les patrons de radiation des antennes de ces mêmes modules. Celles-ci étant directement faites à partir du circuit imprimé, il est possible qu'un gain important soit présent à 2 m. L'utilisation d'antennes omnidirectionnelles ou avec un patron de radiation plus uniforme permettrait probablement d'explorer cette hypothèse.

Le but de ce premier prototype étant de valider la faisabilité d'un tel système, ces pistes n'ont pas été explorées plus en détail afin de régler les problèmes rencontrés avec les mesures à 2 m. Il serait intéressant de vérifier, dans une prochaine itération du projet, si un tel phénomène est toujours présent sur une autre plateforme. Dans le cadre de ce mémoire, les mesures à 2 m ne seront tout simplement pas utilisées afin de ne pas fausser le modèle de la propagation qui sera utilisé pour le cadre de décision.

4.2.2 Profil de la moyenne énergétique de tous les canaux

À partir des mesures présentées à la section précédente, le traitement de moyenne linéaire des puissances reçues est effectué à chaque séquence des 11 canaux, tel qu'élaboré à la section 3.5.2.1. Un échantillon de moyenne linéaire de puissances ($\overline{P_R}$) est donc obtenu par ronde des canaux. Il est ainsi possible de tracer l'histogramme de ces échantillons pour chacune des distances de la campagne de mesures. À titre d'exemple, la figure 4.6 montre les histogrammes des moyennes de puissances reçues à 1 m et à 3 m. Il est à noter que l'écart maximal entre la valeur de RSSI la plus forte et la plus faible pour une même distance donnée a été considérablement réduit en comparaison avec l'étendue des données par canal. Dans ce cas-ci, l'écart est d'environ de 15 dBm, ce qui équivaut à une diminution de 15 dB de l'étendue des mesures probables.

Comme énoncé à la section 3.2, la densité de probabilité des moyennes de puissance reçue pour une distance donnée ($p_{RX}(\overline{P_R}, d)$) est modélisée comme une distribution log-normale. Les puissances étant déjà en décibels, la moyenne (x_d) et l'écart type (s_d) des mesures en décibels caractérisent la distribution qui devient normale. La figure 4.7 donne une appréciation visuelle

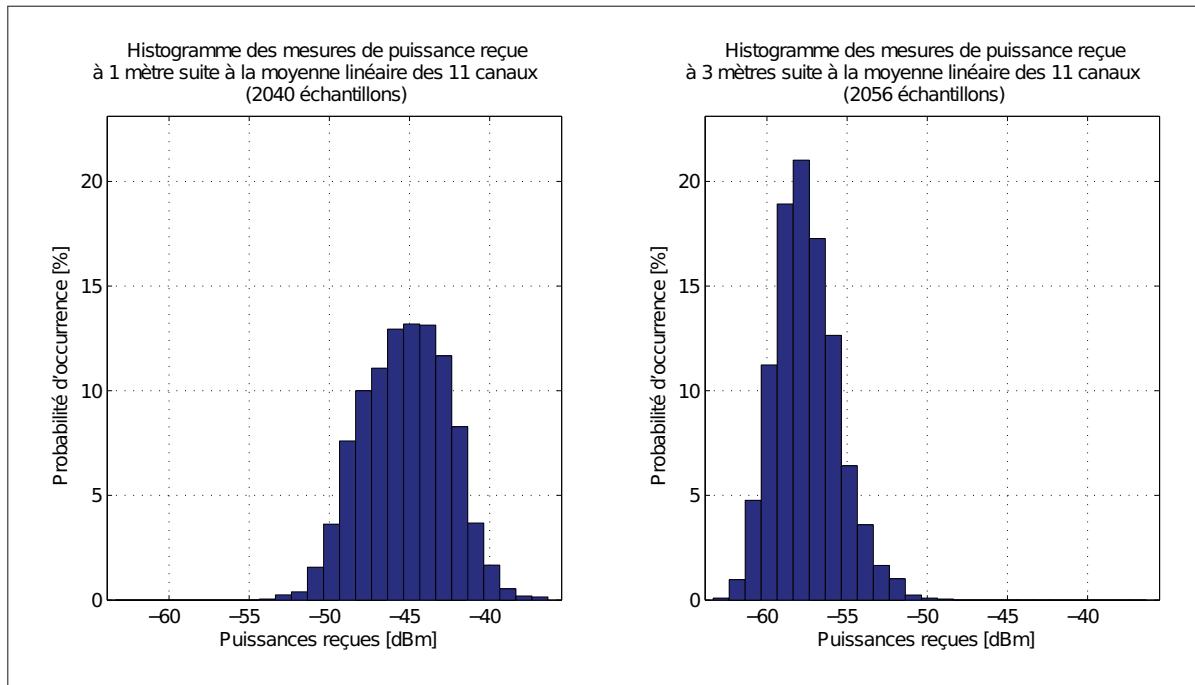


Figure 4.6 Histogrammes des moyennes de puissances reçues (\bar{P}_R) à 1 mètre (gauche) et à 3 mètres (droite) suite à la moyenne linéaire des puissances reçues dans les différents canaux.

de la qualité de la modélisation pour les mesures recueillies à 1 m. La moyenne et l'écart type de la modélisation de l'histogramme à 1 m (gauche) sont respectivement de -45.2 dBm et 2.7 dBm. Le graphique de droite compare la probabilité cumulative (CDF) des mesures à 1 m avec celle de la distribution log-normale qui modélise les mesures à 1 m. L'échelle de l'axe des ordonnées est ajustée pour rendre linéaire la fonction de probabilité cumulative du modèle log-normal. De façon visuelle, la distribution log-normale semble bien modéliser les mesures obtenues avec très peu de divergences aux deux extrémités de la droite de référence. Ce résultat concorde avec la théorie dans Munoz (2009) sur l'utilisation de techniques de diversité pour combattre les évanouissements à petite échelle, ce qui permet de modéliser la variation des mesures comme une distribution log-normale.

La modélisation de l'histogramme des moyennes linéaire de puissances reçues a été effectuée pour chaque distance de la campagne de mesures. Le tableau 4.2 résume les caractéristiques obtenues par la modélisation à chaque distance, soit la moyenne (x_d) et l'écart type (s_d) de

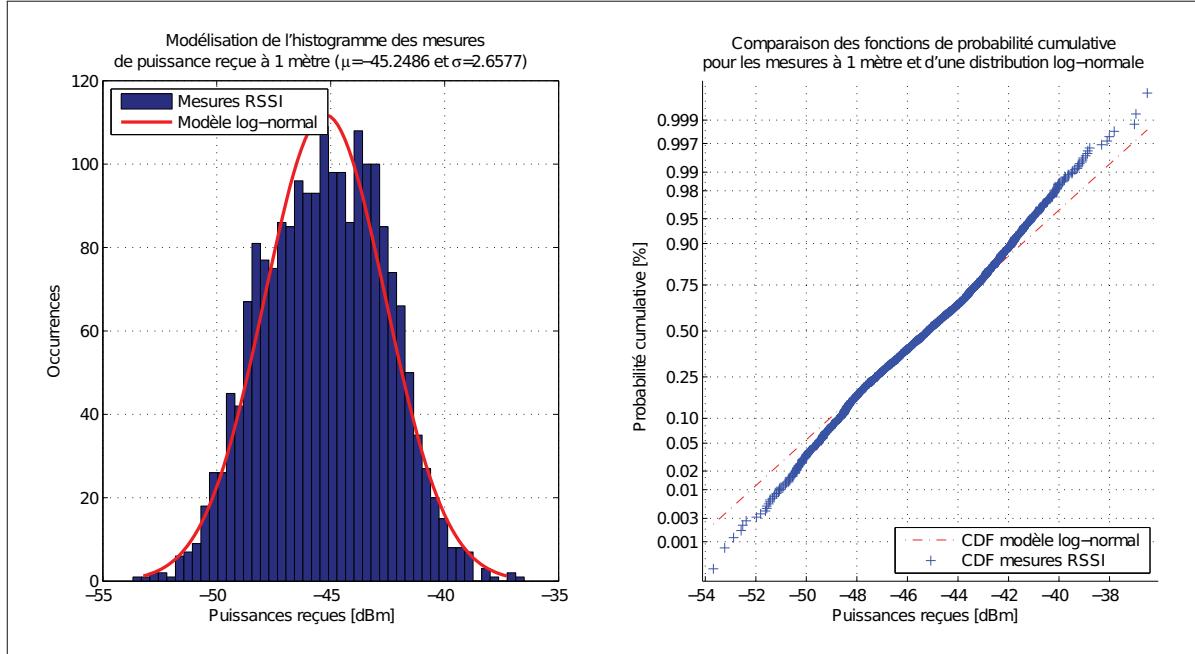


Figure 4.7 Modélisation de l'histogramme des moyennes linéaires de puissances reçues par une loi log-normale à 1 mètre (droite) et une comparaison visuelle entre la fonction de probabilité cumulative du modèle log-normal et celle des données (gauche).

chaque distribution. Celles-ci seront utilisées pour la modélisation de la propagation RF en fonction de la distance à la section 4.3. Évidemment, l'erreur des mesures à 2 m notée dans la section précédente se propage dans les résultats obtenus dans cette section. Comme énoncé à la section 4.2.1, ces mesures ne seront pas utilisées pour la modélisation de la propagation RF en fonction de la distance.

La principale raison de l'utilisation de la moyenne linéaire des puissances reçues en fréquence était de réduire l'étendue des valeurs possibles d'obtenir pour une distance donnée. La campagne de mesures a permis d'obtenir des écarts types variant entre 2.0 dBm et 4.4 dBm en utilisant cette technique. La moyenne des variances des distributions pour chaque distance donne un écart type moyen de 2.7 dBm. Considérant que l'écart type moyen pour les profils par canal était de 4.7 dBm, la technique de la moyenne linéaire a donné une diminution de l'écart type moyen de 2.0 dBm pour cette campagne de mesures.

Tableau 4.2 Résumé des caractéristiques des histogrammes de la moyenne linéaire en fonction de la distance (dBm).

Distances	x_d	s_d
0.5m	-31.6	2.9
1m	-45.2	2.7
1.5m	-50.3	4.4
2m	-43.9	2.0
2.5m	-56.5	2.6
3m	-57.5	2.0
3.5m	-57.8	2.0
4m	-58.7	2.0

4.3 Modèle de propagation RF en fonction de la distance

Les caractéristiques de modélisation des histogrammes pour chaque distance ayant été calculées et résumées au tableau 4.2, il est maintenant possible d'établir un modèle empirique de la propagation RF de l'environnement où les mesures ont été prises, soit le local A-2448 de l'ÉTS. Tel qu'élaboré à la section 3.5.2.2, le modèle utilisé dans le cadre de ce mémoire (équation 3.10) comporte trois paramètres, soient la constante de gain de puissance K , le gradient de propagation n et l'écart type $\overline{s_d}$ de la variable aléatoire de type gaussienne de moyenne nulle. Les deux premiers paramètres sont obtenus par régression linéaire des moyennes des distributions (x_d) en fonction du logarithme en base 10 de la distance ($\log(d)$). Comme mentionnées précédemment, les données pour les mesures de 2 m ne seront pas utilisées pour la modélisation.

Le graphique de la figure 4.8 présente le résultat de la régression linéaire des moyennes des distributions en prenant le logarithme en base 10 de la distance ($\log(d)$). Les carrés verts représentent les moyennes des distributions ($x_d(d)$) du tableau 4.2, à l'exception de la donnée de 2 m qui n'est pas prise en compte par la régression. Les paramètres K et n obtenus par la régression sont respectivement -43.1 et 2.94. Afin de compléter la paramétrisation du modèle, l'écart type $\overline{s_d}$ de la variable aléatoire est déterminé à partir du calcul de la moyenne des écarts

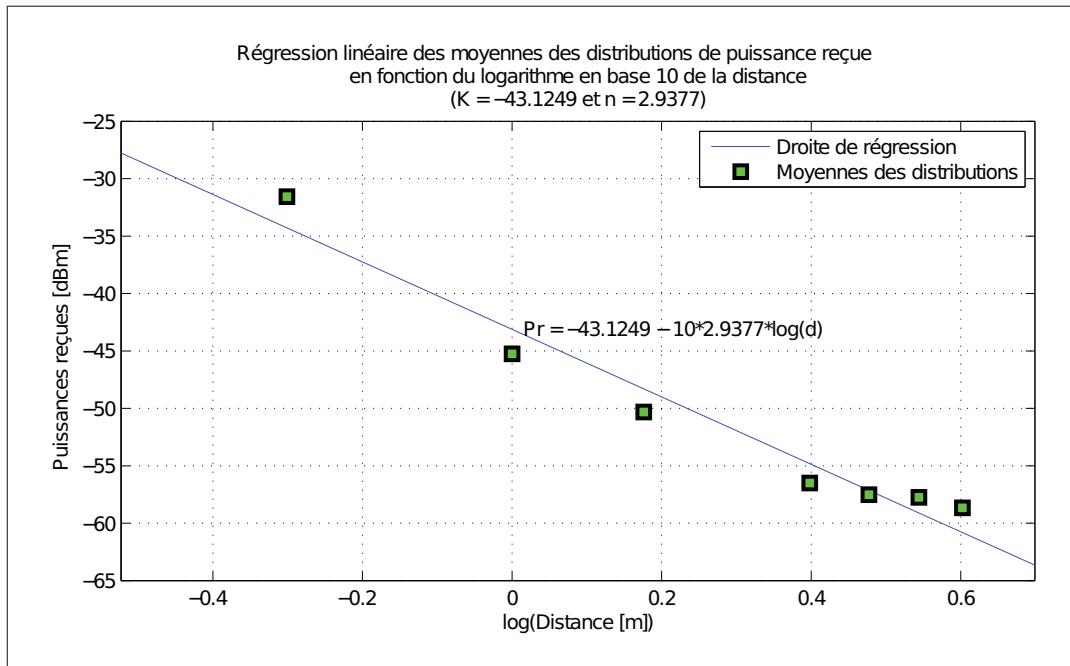


Figure 4.8 Régression linéaire à partir des moyennes des distributions ($x_d(d)$) obtenues à la section 4.2.2 en prenant le logarithme en base 10 de la distance ($\log(d)$).

types (s_d) des distributions du tableau 4.2. Ainsi, la valeur du paramètre $\overline{s_d}$ est égale à 2.75 pour cette campagne de mesures.

Une comparaison entre le modèle obtenu et les mesures d'origine ($\overline{P_R}(n_s, d)$) est illustrée à la figure 4.9 en reprenant une échelle linéaire des distances. Les lignes pointillées indiquent l'intervalle $\pm 3\overline{s_d}$ autour de la courbe de régression dans lequel, selon le modèle, 99.7 % des mesures de moyennes linéaires de RSSI ($\overline{P_R}$) devraient se retrouver. Bien que la courbe de régression semble modéliser la propagation en fonction de la distance, celle-ci semble diverger légèrement pour les dernières distances du graphique, exagérant ainsi la perte par propagation pour celles-ci. Un modèle empirique intégrant un second terme dépendant du type d'environnement pourrait être une piste de solution à explorer pour compenser pour cette légère divergence.

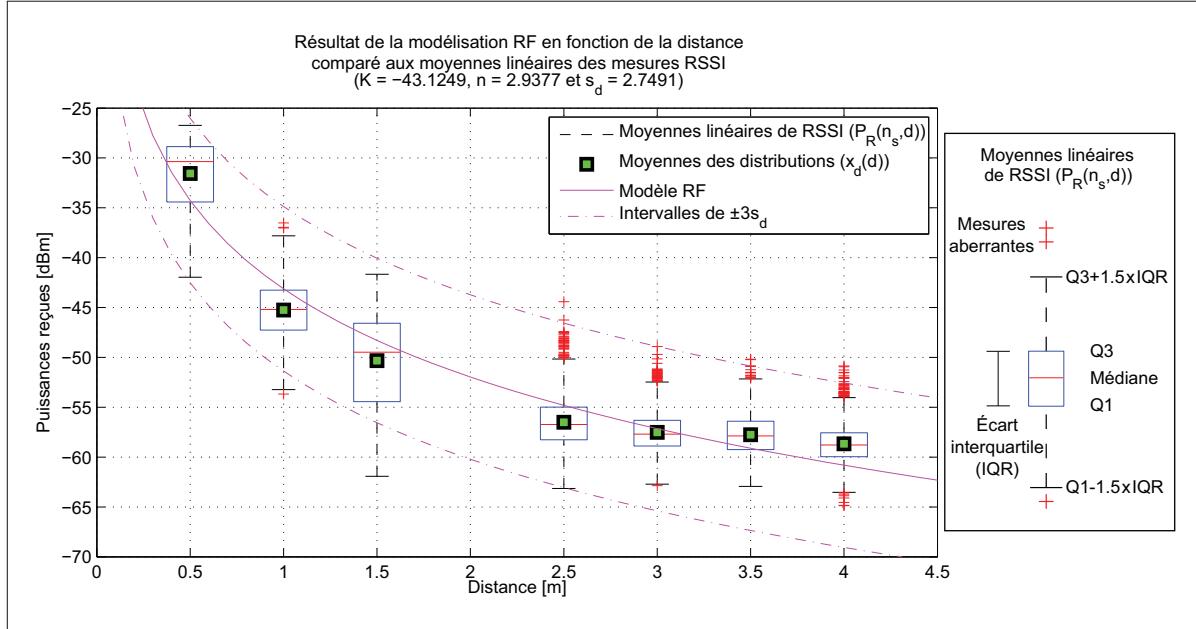


Figure 4.9 Résultat de la modélisation RF de la puissance reçue en fonction de la distance comparé aux moyennes linéaires des mesures RSSI.

4.4 Résultats de l'algorithme de décision en fonction de la caractérisation

La caractérisation du modèle de propagation RF étant complète, il est maintenant possible de tester la validité du modèle sur l'algorithme de décision élaboré à la section 3.5.3. Le traitement associé à la décision a été développé à travers une série de scripts sous MATLAB pour effectuer le traitement hors-ligne. Comme une seule campagne de mesures complète a été effectuée, il n'y a qu'un seul ensemble de données disponibles pour effectuer la caractérisation du modèle et l'évaluation des performances de l'algorithme de décision. Idéalement, il faudrait un second ensemble de données pour pouvoir séparer les données de la caractérisation des données qui permettront de tester l'algorithme de décision des seuils (Hastie *et al.*, 2001). Cependant, comme chaque ensemble de mesures à chaque distance est supérieur à 1000 échantillons, par exemple 2040 et 2056 échantillons pour des distances respectives de 1 et 3 mètres, il est possible de subdiviser ceux-ci en plusieurs petits sous-ensembles égaux, dont un de ceux-ci est conservé pour faire le test. L'exercice est répété autant de fois qu'il y a de sous-ensembles où ceux-ci deviennent à tour de rôle l'échantillon de test. Cette technique de validation croi-

sée est appelée «K-fold», où K dénombre le nombre de sous-ensembles de taille égale. Selon Hastie *et al.* (2001), un K égal à 10 est généralement utilisé en apprentissage artificiel lorsque l'ensemble de données est suffisamment grand.

Dans le cadre de ce mémoire, la technique de «K-fold» a été utilisée avec K = 10, soit «10-fold». L'ensemble à partitionner est constitué de tous les échantillons de moyennes linéaires de RSSI (\bar{P}_R) à une distance donnée. Comme les mesures ont été effectuées de 0.5 m à 4 m, excluant les données de 2 m pour les raisons mentionnées à la section 4.2.1, il y a donc 7 ensembles à sous-diviser. Par la suite, la caractérisation du modèle de propagation RF est effectuée avec 9 des sous-ensembles pour chacune des distances. Les seuils T_{P1} et T_{P2} sont alors calculés à partir de la modélisation obtenue des 9 sous-ensembles par distance et le dernier sous-ensemble restant est utilisé pour valider le résultat de la décision à savoir si la voix doit être activée ou désactivée. L'opération est ainsi répétée 10 fois où chaque sous-ensemble devient à tour de rôle celui servant au test. Ce traitement a pour effet de donner 10 modèles de propagation, couples de seuils et résultat de test du modèle, soit 1 par itération. Il suffit de prendre la moyenne de chaque métrique pour les 10 itérations pour obtenir l'analyse des résultats finaux.

4.4.1 Résultat du calcul des seuils de la décision

Suite à l'utilisation de la technique de validation croisée «10-fold», chaque itération a donné un paramètre de modélisation de la propagation RF différent, avec K_i , n_i et \bar{s}_{di} où i est égal à l'itération. Les moyennes des paramètres de chaque itération, soit K_{Kfold} , n_{Kfold} et $\bar{s}_{d\text{Kfold}}$, sont données au tableau 4.3. Celles-ci diffèrent très peu des valeurs des paramètres du modèle obtenus à la section 4.3.

Tableau 4.3 Moyennes des paramètres de modélisation obtenues par validation croisée de type «10-fold».

K_{Kfold}	n_{Kfold}	$\bar{s}_{d\text{Kfold}}$
-43.1	2.94	2.741

L'algorithme de décision présenté à la section 3.5.3 suggère d'effectuer la décision en comparant la dernière moyenne linéaire de RSSI ($\overline{P_R}$) mesurée à deux seuils, T_{P1} et T_{P2} , déterminés à partir du modèle qui caractérise la propagation RF de l'environnement et d'un ensemble de critères. L'élaboration de ces critères a été présentée en détail à la section 3.5.3.1. Le premier critère C_1 concerne la probabilité maximale acceptable d'alternance entre une décision d'activation et une décision de désactivation et a été fixé à $C_1 = 2.5\%$. Le second critère C_2 représente la probabilité de prendre une décision de désactivation alors que l'utilisateur se trouve à la distance d'activation critique et a été fixé à $C_2 = 0.1\%$. Finalement, le dernier critère C_3 détermine la probabilité de prendre une décision d'activation à une distance dite critique d'activation (d_{actif}). Cette probabilité a été fixée arbitrairement à $C_3 = 70\%$ dans le cas de la présente étude, mais elle devra être ajustée en fonction de l'utilisation.

Le dernier critère C_3 exige la sélection d'une distance critique d'activation (d_{actif}) afin de calculer les seuils de la décision. Dans le cadre de ce mémoire, deux scénarios de distances critiques d'activation seront étudiées : 0.5 m et 1 m.

Tableau 4.4 Moyennes des seuils obtenues par validation croisée de type «10-fold» pour les distances d'activation critiques de 0.5 m et 1 m.

Distances d'activation (m)	T_{P1} (dBm)	T_{P2} (dBm)
0.5	-35.7	-46.7
1	-44.5	-55.5

Ayant un ensemble de critères défini et des distances critiques d'activation données, il est à présent possible de calculer les seuils de décision T_{P1} et T_{P2} à partir de la caractérisation de la propagation RF. Comme la technique de validation croisée utilisée génère un ensemble de paramètres du modèle pour chaque itération, un couple de seuils T_{P1} et T_{P2} est généré par itération, et ce, à chaque distance. Le tableau 4.4 présente les moyennes des seuils obtenus à chaque itération pour des distances d'activation (d_{actif}) de 0.5 m et 1 m.

Par la suite, il est possible de tracer les courbes de probabilité d'activation et de désactivation prévues par le modèle en fonction de la distance pour les deux distances d'activation choi-

sies, soit 0.5 m et 1 m. Elles sont obtenues à partir de la probabilité de recevoir une puissance supérieure à T_{P1} pour l'activation et inférieure à T_{P2} pour la désactivation en fonction de la distance à partir du modèle de propagation RF obtenu par la phase d'apprentissage. La figure 4.10 illustre la moyenne de chaque itération de la validation croisée pour les courbes d'activation et de désactivation pour des distances d_{actif} de 0.5 m et 1 m. Ces courbes serviront de références pour comparer les décisions générées à partir des données conservées pour le test de chaque modélisation à la section 4.4.2.

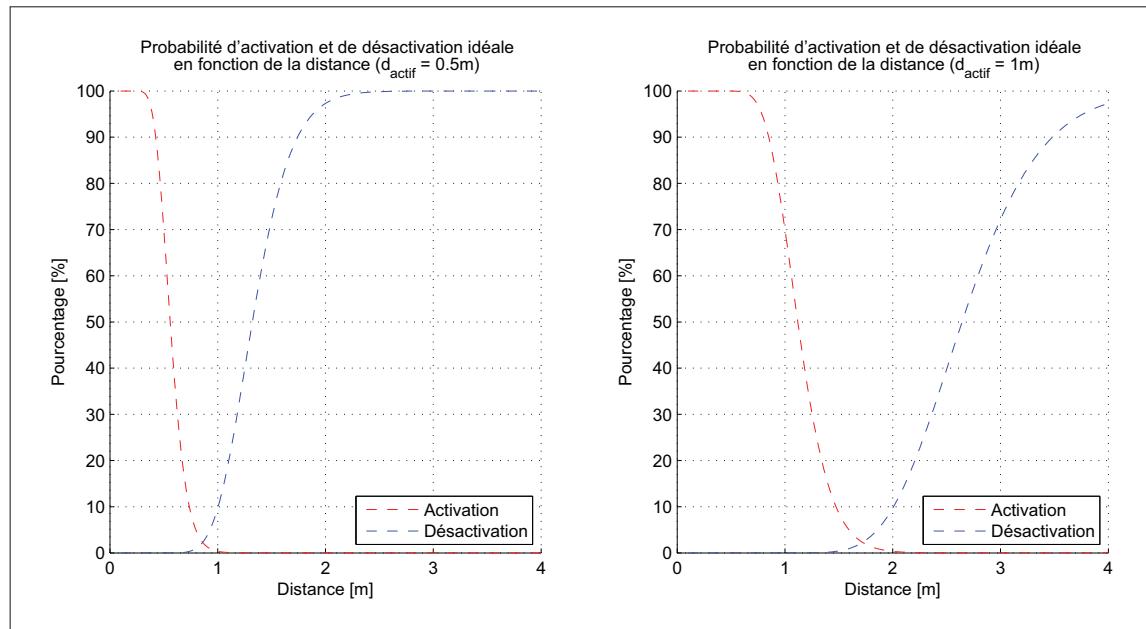


Figure 4.10 Courbes de probabilités d'activation et de désactivation en fonction de la distance pour une distance d'activation (d_{actif}) de 0.5 mètre (gauche) et de 1 mètre (droite) prévues par les paramètres du modèle du tableau 4.3 et des seuils du tableau 4.4.

Comme prévue par le critère de sélection de seuils C_3 , la probabilité d'activation à ces distances est de 70 %. Ayant déterminé le seuil T_{P2} , il existe une distance critique de désactivation ($d_{inactif}$) équiprobable à d_{actif} , soit égale à C_3 . Comme la position du seuil T_{P2} est dépendante de la modélisation de la propagation, la distance $d_{inactif}$ changera d'une phase d'apprentissage à l'autre en fonction des paramètres du modèle RF pour une même distance d_{actif} . Les moyennes

de distances d_{inactif} obtenues par validation croisée sont d'environ 1.5 m et de 3.0 m pour des distances d_{actif} de 0.5 m et 1 m respectivement.

Donc, pour un d_{actif} à 1 m, la modélisation prévoit :

- une probabilité d'activation de 70 % à 1 m avec 99 % de probabilité de s'activer en moins de 1 s avec 4 mesures RSSI par seconde ;
- une fois la voix activée, la probabilité de se désactiver à 1 m est inférieure à 0.1 % ;
- à une distance de 3 m, soit d_{inactif} , le système a 70 % de probabilité de désactiver la voix ;
- à une distance d'environ 1.7 m, soit d_{centre} , le système a 2.5 % de chance de s'activer et 2.5 % de chance de se désactiver.

Due à la nature logarithmique du modèle de propagation RF, l'augmentation de la distance d'activation cause une augmentation de la largeur en distance de cette zone d'hystérésis. Pour cette raison, les distances de 0.5 m et 1 m ont été choisies pour illustrer les performances de décision pour l'activation et la désactivation. Un choix de distances d'activation supérieures à 2 m conduit à une distance de désactivation au dessus de 4 m. Donc, pour cette série de mesures, il est pratiquement impossible d'utiliser un d_{actif} plus grand que 2 m.

4.4.2 Performances des décisions

Les résultats de la section précédente a permis de déterminer les seuils de décision T_{P1} et T_{P2} en fonction de la modélisation de la propagation RF pour chaque itération de la validation croisée «10-fold». Il est possible à présent de prendre les échantillons des sous-ensembles conservés pour le test de chaque itération de la validation et de comparer ceux-ci avec les seuils de décision de chaque itération pour comptabiliser les décisions d'activation et de désactivation. Par la suite, la moyenne des pourcentages de décision de chaque itération est calculée pour obtenir une approximation de la performance de la décision pour l'ensemble du «10-fold». La figure 4.11 illustre les résultats de la validation des décisions en fonction de la distance.

À titre comparatif, les courbes des probabilités d'activation et de désactivation prévues par la modélisation de la section précédente ont également été tracées.

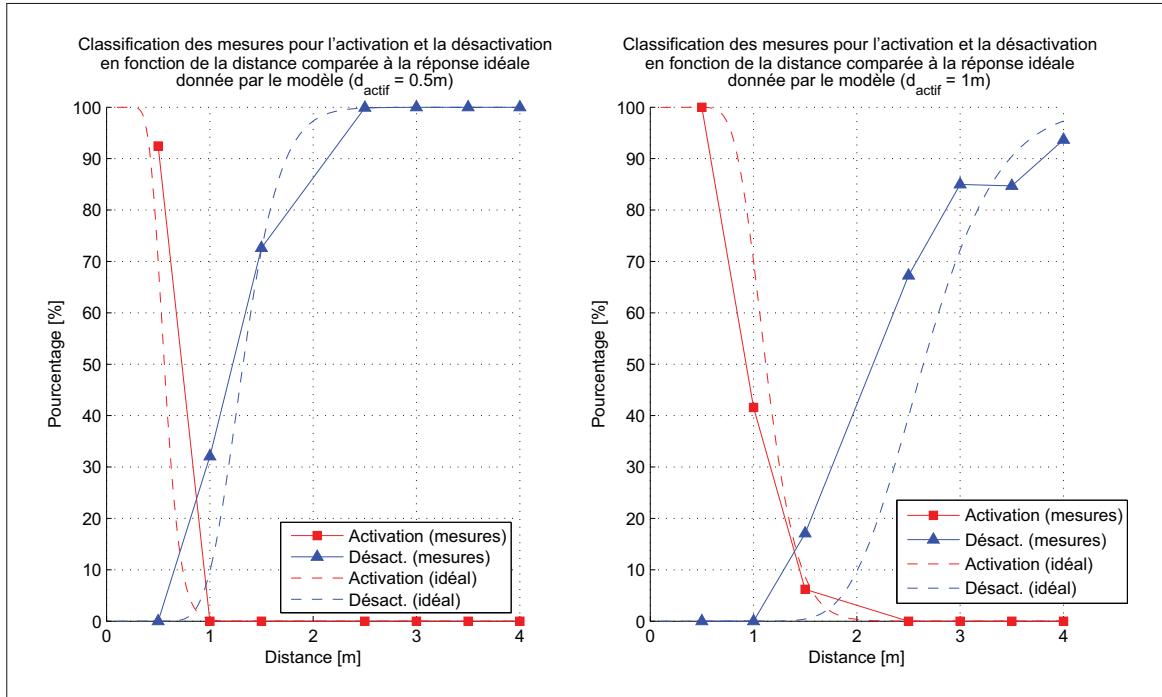


Figure 4.11 Résultats des décisions d'activation et de désactivation à partir des puissances mesurées en fonction de la distance pour une distance d'activation (d_{actif}) de 0.5 mètre et de 1 mètre comparés aux courbes du modèle.

Tel que prévu, trois régions distinctes peuvent être identifiées et associées respectivement à l'activation, la désactivation et la zone d'hystérésis. Rappelons que la distance ayant une probabilité d'activation ou de désactivation égale $C_3 = 70\%$ correspond à la distance critique d'une de ces deux régions. Les mesures expérimentales ayant été prises avec un espacement de 0.5 m, les distances d_{actif} et $d_{inactif}$ résultant de la classification tombent entre deux distances évaluées. Afin d'obtenir une idée grossière de celles-ci, une approximation linéaire peut être faite entre chaque point.

Le tableau 4.5 donne la comparaison entre les distances d'activation et de désactivation prévues par le modèle et celles obtenues par approximation linéaire des résultats de la validation

croisée. En moyenne, l'erreur absolue entre la distance d'activation choisie et celle de la validation est de 0.18 m, le pire cas étant un écart de 0.24 m pour $d_{actif} = 1$ m. Dans le pire cas des itérations du «10-fold», l'erreur absolue atteint jusqu'à 0.16 m pour $d_{actif} = 0.5$ m et 0.34 m pour $d_{actif} = 1$ m.

Similairement, l'erreur absolue moyenne entre la distance de désactivation prévue par le modèle RF et celle de la validation est de 0.225 m, le pire cas étant un écart de 0.42 m pour $d_{actif} = 1$ m. Dans le pire cas des itérations du «10-fold», l'erreur absolue atteint jusqu'à 0.61 m pour $d_{actif} = 0.5$ m et 0.72 m pour $d_{actif} = 1$ m. Cette plus grande variation pour la distance de désactivation s'explique encore une fois par la nature logarithmique de la propagation qui fait en sorte que la variation de RSSI diminue au fur et à mesure que la distance augmente.

Tableau 4.5 Comparaison des distances d'activation et de désactivation prévues par le modèle à celles obtenues par validation croisée de type «10-fold».

d_{actif} modèle (m)	d_{actif} mesures (m)	Erreur absolue (m)
0.5	0.62	0.12
1	0.76	0.24
Erreur absolue moyenne		0.18
$d_{inactif}$ modèle (m)	$d_{inactif}$ mesures (m)	Erreur absolue (m)
1.5	1.47	0.03
3	2.58	0.42
Erreur absolue moyenne		0.225

Pour ce qui est de la probabilité d'alternance, la figure 4.11 montre qu'elle semble plus élevée qu'elle a été prévue par les critères de sélection des seuils. Évidemment, le pas des mesures étant de 0.5 m, il est difficile de tirer une conclusion pour d_{actif} à 0.5 m quant à la probabilité d'alternance, le croisement des courbes s'effectuant entre deux mesures. Dans le cas de d_{actif} à 1 m, celle-ci est plus grande que prévue. Ce résultat peut être attribuable au fait que les mesures à 1.5 m présentent le plus grand écart type (s_d) de toutes les distances mesurées, tel qu'il peut être observé au tableau 4.2. La valeur de s_d à 1.5 m étant plus grande que celle utilisée pour

la modélisation, soit $\overline{s_d}_{\text{Kfold}}$, les résultats de décision auront une probabilité d’alternance plus grande que prévue.

Finalement, comme prévu par le modèle, la largeur de région entre d_{actif} et d_{inactif} obtenue par les résultats de classification pour les deux distances étudiées augmente rapidement en incrémentant la zone d’activation souhaitée. Selon le modèle, la distance de désactivation passe de 1.5 m à 3.0 m pour d_{actif} étant égal à 0.5 m et 1 m. En augmentant le rayon d_{actif} de seulement 0.5 m de nouveau, soit à 1.5 m, le modèle prévoit une distance de désactivation de 4.25 m, ce qui est en dehors de la plage des mesures effectuées. Comme mentionnée à la section précédente, cette augmentation est due à la nature même du modèle de propagation RF logarithmique utilisé. Donc, plus la région d’activation est éloignée, moins la pente d’activation et de désactivation sera sélective. Une réduction de la variabilité, soit le paramètre $\overline{s_d}$, du modèle permettrait d’obtenir une réduction de la largeur de la zone d’hystérésis et, par le fait même, une meilleure sélectivité des pentes d’activation et de désactivation.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un premier prototype a été présenté et réalisé afin de valider de façon expérimentale la solution au positionnement sans infrastructure fixe présentée au chapitre 3. Les détails du prototype réalisé et de la méthodologie de mesures utilisée sont d’abord élaborés afin de permettre d’établir le contexte dans lequel les résultats rapportés ont été observés.

La première partie de la validation portait sur la mesure de l’étendue des mesures RSSI possibles pour une distance donnée et la modélisation de la variable aléatoire associée à cette variation. Les mesures en bande étroite ont permis d’observer une variation maximale allant jusqu’à 30 dBm et un écart type moyen de 4.7 dBm. Ce résultat est par la suite comparé aux mesures avec moyenne linéaire des puissances. La variation maximale dans ce cas-ci atteint jusqu’à 15 dBm d’écart, soit une réduction de 15 dB par rapport à la mesure en bande étroite, et l’écart type moyen est de 2.7 dBm, soit une réduction de 2.0 dBm. De plus, la validation a permis d’établir qu’une distribution log-normale peut être utilisée pour modéliser la variation des mesures pour une distance donnée.

Afin d'évaluer les performances de la modélisation et de l'algorithme de décision, une technique de validation croisée de type 10-fold a été utilisée. Les paramètres obtenus par cette validation ont permis d'identifier un gradient de perte par propagation (n) de 2.94 et un écart type moyen ($\overline{s_d}$) de 2.741 dBm.

Pour ce qui est du test de l'algorithme de décision, deux scénarios de distance d'activation ont été étudiés, soit 0.5 m et 1 m. Dans le cas où d_{actif} est égal à 1 m, la modélisation prévoit une distance d_{centre} , où la probabilité d'activation et de désactivation est égale à 2.5 %, d'environ 1.7 m. La distance de désactivation $d_{inactif}$ tombe à 3.0 m. Due à la nature logarithmique du modèle, la présente série de mesures ne permet pas d'évaluer les performances de l'algorithme pour une distance d'activation égale ou supérieure à 2 m.

Pour les deux scénarios étudiés, l'algorithme de décision a donné un écart moyen de 0.18m entre la distance d'activation prévue par la modélisation et celle obtenue par décision. Pour ce qui est de la distance de désactivation, l'écart moyen est de 0.225 m. Il est également à noter que la probabilité d'alternance à d_{centre} pour d_{actif} à 1 m est supérieure à ce qui est prévue par la modélisation. Cette différence peut être attribuable au plus grand écart type des mesures RSSI à 1.5m.

À la lumière des résultats obtenus, l'auteur croit que la solution proposée peut répondre à la problématique pour les scénarios étudiés, soit d_{actif} étant égal à 0.5 m et 1 m. Dans ces conditions, les résultats montrent une claire séparation entre la zone d'activation et celle de désactivation, tout en gardant des distances $d_{inactif}$ raisonnables. Cependant, lorsque la région d'activation est repoussée au delà de 2 m, la zone d'hystérésis croît de façon substantielle. Cela a pour effet de repousser la distance de désactivation significativement, allant même jusqu'à dépasser les dimensions de la pièce dans certains cas. Afin de pouvoir utiliser des distances d_{actif} supérieures à 2 m, l'écart type des moyennes de RSSI doit être réduit, ce qui réduira la largeur de la zone d'hystérésis.

CONCLUSION

Afin de recréer un environnement vocal virtuel par communication sans fil, l'information de la position de chaque utilisateur doit être connue. Il est alors possible de créer des zones virtuelles où la communication entre deux usagers est possible. Un système de positionnement par puissance du signal reçu permet d'obtenir une estimation de la distance d'un utilisateur en associant la puissance reçue du signal radio de la communication sans fil à une distance prévue selon un modèle théorique. De plus, aucun déploiement d'infrastructure fixe n'est nécessaire, puisque chaque radio émet un signal et peut mesurer la puissance reçue des autres nœuds. Le traitement de positionnement est ainsi décentralisé.

La propagation électromagnétique en environnement interne est cependant perturbée par la présence des trajets multiples causés principalement par la réflexion du signal sur les objets de l'environnement. Le chapitre 1 a présenté l'impact de ceux-ci sur la puissance reçue d'un signal. Par la suite, un premier modèle paramétrique est introduit. Celui-ci modélise les variations comme étant une variable aléatoire χ et défini un gradient de perte par propagation n .

Le chapitre 2 a présenté les bases du positionnement. Plusieurs paramètres de radiolocation permettent d'effectuer un positionnement, soit par mesures de temps d'arrivée, d'angle d'arrivée ou de puissance reçue. Chacun de ces types de mesures est influencé par la présence de trajets multiples en environnement interne et quelques techniques présentées permettent d'en réduire l'effet. Les techniques de diversité fréquentielle présentées dans ce chapitre sont fréquemment employées dans ce type d'environnement. Finalement, quelques systèmes de positionnement en environnement interne ont été présentés. Bien que ceux-ci offrent des performances intéressantes, ils dépendent tous d'une infrastructure de référence fixe. Une nouvelle solution n'ayant pas cette dépendance a du être élaborée.

La solution au problème de positionnement sans infrastructure de référence fixe présentée au chapitre 3 peut être séparée en deux parties : la partie de la caractérisation de l'environne-

ment et la partie algorithme et décision. De plus, une architecture est proposée pour permettre l'intégration de cette solution et explore les différentes facettes du système proposé.

La solution pour le positionnement se base sur la probabilité qu'un utilisateur soit à l'intérieur d'une zone prédéterminée. Le système sépare tout d'abord l'espace en trois zones : une zone où la voix doit s'activer, une zone où elle se désactive et une zone d'hystéresis où elle reste inchangée. Pour effectuer cette décision, les mesures RSSI de la communication doivent être recueillies. Le FHSS, employé comme technique de diversité fréquentielle, est utilisé pour obtenir une moyenne linéaire des mesures RSSI sur une largeur de bande supérieure à la bande de cohérence de 2.4 GHz, soit 80 MHz. Par la suite, cette moyenne est comparée à deux seuils de puissance, soit T_{P1} et T_{P2} . Si la puissance est supérieure à T_{P1} , la voix doit s'activer. Si la puissance est inférieure à T_{P2} , la voix doit se désactiver. Entre ces deux seuils, elle reste inchangée. Ces seuils dépendent de la caractérisation de la propagation RF de l'environnement et d'un ensemble de critères définis dans le cadre de ce mémoire.

Un premier critère (C_1) impose que la probabilité d'alternance entre les deux états à une distance d_{centre} soit inférieure à 2.5 %. Le deuxième critère C_2 prévoit qu'il y ait moins de 0.1 % de probabilité que la voix se désactive dans la zone d'activation de la voix. Finalement, le troisième critère C_3 établit la probabilité d'activation à 70 % à une distance d_{actif} , distance à laquelle débute la zone d'activation.

Afin d'établir les seuils en fonctions des différentes probabilités présentées précédemment, une caractérisation de la propagation RF du milieu doit être effectuée. Pour se faire, une campagne de mesures permet de recueillir suffisamment de données pour établir un modèle paramétrique de la propagation RF dans ce milieu. Le modèle présenté contient trois paramètres à obtenir : la constante d'ajustement K , le gradient de perte par propagation n et l'écart type moyen des mesures $\overline{s_d}$.

La validation expérimentale présentée au chapitre 4 a permis de vérifier la faisabilité de la solution proposée. Tout d'abord, un premier prototype a été réalisé à l'aide des modules de

développement CC2511EMK de Texas Instruments et une méthodologie de mesure a été présentée.

Dans la partie caractérisation, la variation des mesures probables pour une distance donnée diminue lorsque la moyenne linéaire des mesures RSSI est effectuée, les mesures en bande étroite étant sujette aux évanouissements. Ainsi, une variation maximale des mesures de la moyenne linéaire allant jusqu'à 15 dBm a été observée, ce qui correspond à une réduction de 15 dB. L'écart type moyen de la moyenne linéaire était de 2.7 dBm, soit une réduction de 2.0 dB par rapport aux mesures en bande étroite.

Pour évaluer les performances de la modélisation et de l'algorithme de décision, une technique de validation croisée de type « 10-fold » a été utilisée. Les paramètres obtenus par cette validation ont permis d'identifier un gradient de perte par propagation n de 2.94 et un écart type moyen \bar{s}_d de 2.741 dBm.

Deux scénarios de distance d'activation ont été étudiés pour valider l'algorithme de décision, soit 0.5 m et 1 m. L'algorithme de décision a donné un écart moyen de 0.18m entre la distance d'activation prévue par la modélisation et celle obtenue par décision. L'écart moyen de la distance de désactivation était de 0.225 m. Il a été observé que la probabilité d'alternance à d_{centre} pour $d_{\text{actif}} \geq 1$ m est supérieure à ce qui a été prévue par la modélisation. Cette différence pourrait être attribuable au plus grand écart type des mesures RSSI à 1.5m.

Finalement, la solution proposée fonctionne bien lorsque les distances d'activation d_{actif} sont inférieures à 2 m. À l'intérieur de cette distance, les zones d'activation et de désactivation sont clairement séparées et espacées raisonnablement. Cependant, lorsque la région d'activation est repoussée au delà de 2 m, la zone d'hystérésis croît de façon substantielle, ce qui repousse la distance de désactivation significativement. Ce phénomène est dû à la nature logarithmique du modèle de propagation. Pour surpasser cette limitation, l'écart type des moyennes de RSSI doit être réduit pour amincir la zone d'hystérésis.

Travaux futurs

Afin de poursuivre le travail effectué dans le cadre de ce mémoire, quatre suggestions de travaux futurs sont proposées :

- l'ajout de la détection de l'intention du locuteur au système actuel permettrait de définir plusieurs distances d'activation qui seraient utilisées en fonction de l'intention détectée ;
- un nouveau protocole de communication sans fil multipoint à multipoint de type ad-hoc doit être développé. Celui-ci devrait être en mesure de gérer l'entrée et la sortie d'utilisateurs dans un même réseau sans dépendre d'une infrastructure fixe ;
- l'algorithme de décision pourrait incorporer les décisions antérieures afin de réduire l'impact des variations des mesures RSSI sur la décision ;
- un nouveau prototype offrant un meilleur contrôle sur les paramètres de la radio et sur le patron de radiation des antennes pourrait être réalisé. Il serait ainsi possible d'ajouter une information d'angle d'arrivée qui permettrait de recréer un effet stéréophonique de la voix reçue.

ANNEXE I

DÉTAIL DE LA TRAME RADIO ET DE L'ACQUISITION DES MESURES RSSI

La trame proposée pour le prototype est présentée à la figure I-1. La trame débute avec 4 octets de préambule, suite de «0101...», suivi de 4 octets constituant le mot de synchronisation de 32 bits. C'est à la détection de ce mot par le démodulateur que la valeur RSSI est rafraîchie dans son registre. En considérant une modulation à déplacement minimum (MSK) avec un taux de symbole de 250 kBaud, soit un débit binaire de 500 kbps, la radio a 128 μ s pour estimer la puissance du signal reçu avant de geler sur la dernière valeur estimée.

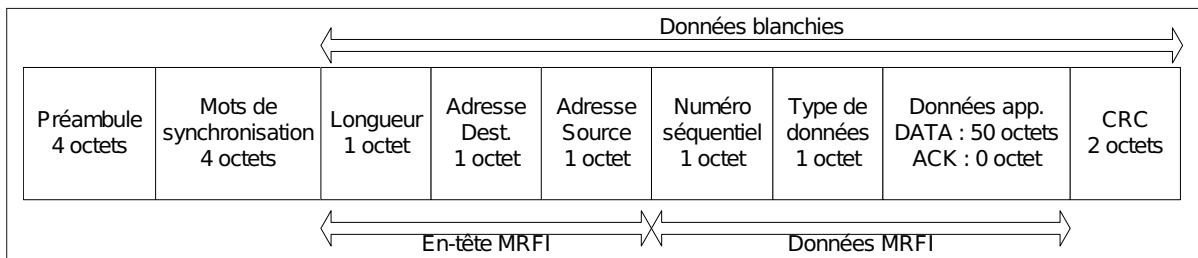


Figure-A I-1 Trame radio utilisée pour la communication des données de la voix et des accusés de réception.

La fréquence de mise à jour de la valeur de RSSI (f_{RSSI}) est donnée par l'équation A I-1 (Texas Instruments, 2008).

$$f_{rss} = \frac{2 * BW_{Filtre_Rx}}{8 * 2^{AGCCTRL0.FILTER_LENGTH}}$$

$$f_{rss} = \frac{2 * 600kHz}{8 * 2^2} = 37.5kHz \quad (\text{A I-1})$$

La bande passante du filtre de réception (BW_{Filtre_Rx}) a été configurée pour avoir une largeur de 600 kHz, tel que suggéré dans les spécifications de la puce radio (Texas Instruments, 2008). Toujours selon la même documentation, le registre pour la longueur de la moyenne glissante de l'amplitude pour l'AGC du récepteur ($AGCCTRL0.FILTER_LENGTH$) a été configuré à 2 pour avoir une longueur effective de 24 échantillons. Avec cette configuration, le prototype est en mesure d'obtenir un taux de rafraîchissement de sa valeur de RSSI de 37.5 kHz,

ce qui équivaut à un échantillon à tous les $26.67 \mu\text{s}$. Considérant que la partie de la trame RF du préambule et du mot de synchronisation est d'une durée d'environ $128 \mu\text{s}$, la puce a le temps d'effectuer quatre estimations de la puissance reçue avant de figer sur la dernière estimation. Cette valeur est ensuite mise en mémoire et associée au paquet reçu comme étant la puissance du signal reçu pour ce message. Par la suite, ce RSSI sera utilisé pour effectuer le positionnement comme étant une puissance dans un canal donnée.

Pour avoir les informations nécessaires pour faire la moyenne énergétique, il faudra donc que la radio fasse le tour complet de ses 11 canaux. En considérant le protocole minimalist DATA/ACK proposé précédemment, la trame de donnée de 71 octets prendra environ 1.136 ms pour être entièrement transférée. Par la suite, en assumant une réponse immédiate, la trame d'accusé de réception (21 octets) prendra 0.336 ms. La trame ayant bien été reçue, les deux radios devront changer de canal, entraînant un intervalle de suppression (« blanking interval ») d'environ 0.2 ms (Texas Instruments, 2008). La durée pour l'estimation du RSSI dans un canal donnée est donc d'environ 1.672 ms. Considérant la division de la bande ISM en 11 canaux équidistants de notre prototype, celui-ci pourra fournir une estimation de l'atténuation dans la bande ISM à toutes les 18.4 ms, soit une fréquence d'échantillonnage maximale d'environ 54 Hz.

ANNEXE II

PLAN D'ÉTAGE DU LOCAL A-2448

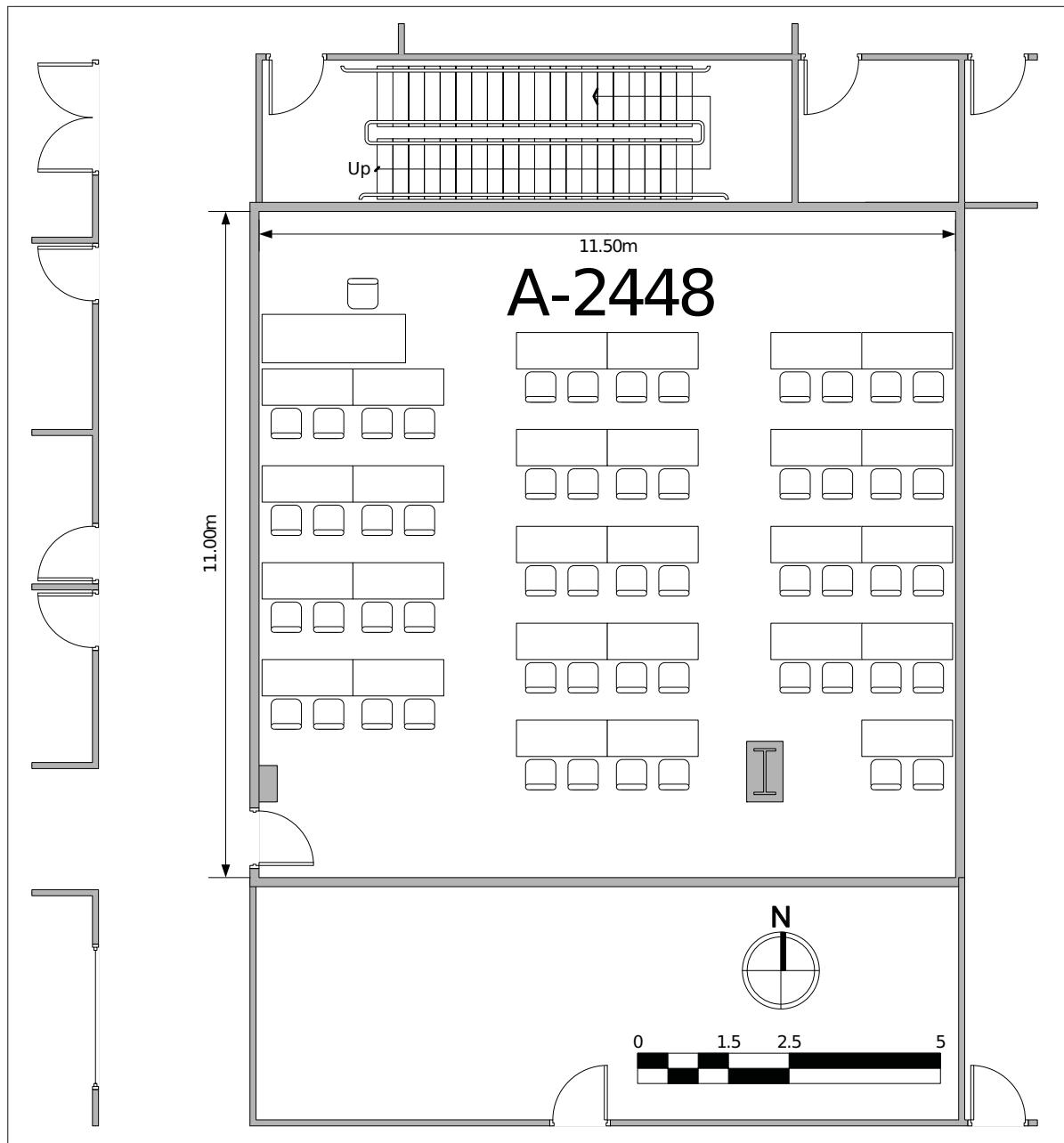


Figure-A II-1 Plan d'étage du local A-2448.

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Ali, S. et P. Nobles. 2007. « A Novel Indoor Location Sensing Mechanism for IEEE 802.11 b/g Wireless LAN ». In *4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication 2007 (WPNC'07)*. (Hannover (Allemagne) 2007), p. 9–15.
- Bahl, P. et V. N. Padmanabhan. 2000. « RADAR : an in-building RF-based user location and tracking system ». In *Proceedings IEEE INFOCOM 2000 - Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*. (Tel Aviv (Israël) 2000), p. 775–784. IEEE.
- Bou Serhal, R. E., T. H. Falk, et J. Voix. 2013a. « Integration of a distance sensitive wireless communication protocol to hearing protectors equipped with in-ear microphones ». In *Proceedings of Meetings on Acoustics, 21st International Congress on Acoustics 19*. (Montréal (QC) 2013), p. 040013.
- Bou Serhal, R. E., T. H. Falk, et J. Voix. 2013b. « Protecting Workers' Hearing While Facilitating Communication ». In *Proceedings of the 23rd World Mining Congress*. (Montréal (QC) 2013).
- Gezici, S. 2007. « A Survey on Wireless Position Estimation ». *Wireless Personal Communications*, vol. 44, n° 3, p. 263–282.
- Gu, Y., A. Lo, et I. Niemegeers. 2009. « A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks ». *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 11, n° 1, p. 13 -32.
- Hashemi, H. 1993. « The indoor radio propagation channel ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, n° 7, p. 943–968.
- Hastie, T., R. Tibshirani, et J. Friedman, 2001. *The Elements of Statistical Learning : Data Mining, Inference, and Prediction*. New York (NY) : Springer, 533 p.
- Janssen, G. J. M., P. A. Stigter, et R. Prasad. 1996. « Wideband indoor channel measurements and BER analysis of frequency selective multipath channels at 2.4, 4.75, and 11.5 GHz ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, n° 10, p. 1272-1288.
- Kaddoum, G., M. Coulon, D. Roviras, et P. Chargé. 2010. « Theoretical performance for asynchronous multi-user chaos-based communication systems on fading channels ». *Signal Processing*, vol. 90, n° 11, p. 2923-2933.
- Kinsler, L. E., A. R. Frey, A. B. Coppens, et J. V. Sanders, 2000. *Fundamentals of Acoustics*. éd. 4. New York (NY) : J. Wiley and Sons, 548 p.
- Lemieux, J.-F., M. S. El-Tanany, et H. M. Hafez. 1991. « Experimental evaluation of space-/frequency/polarization diversity in the indoor wireless channel ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 3, p. 569 -574.

- Liu, H., H. Darabi, et J. L. J. Banerjee, P .and Liu. 2007. « Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems ». *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics Part C Applications and Reviews*, vol. 37, n° 6, p. 1067–1080.
- Liu, R., Y. Wu, I. Wassell, et K. Soga. 2009. « Frequency Diversity measurements at 2.4 GHz for Wireless Sensor Networks deployed in tunnels ». In *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. (Tokyo (Japon) 2009), p. 2990 -2994.
- Liu, R., S. Herbert, T. H. Loh, et I. J. Wassell. 2011. « A Study on Frequency Diversity for Intra-Vehicular Wireless Sensor Networks (WSNs) ». In *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*. (San Francisco (CA) 2011), p. 1 -5.
- MacLeod, H., C. Loadman, et Z. Chen. 2005. « Experimental studies of the 2.4-GHz ISM wireless indoor channel ». In *Proceedings of the 3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference*. (Halifax (NS) 2005), p. 63-68. IEEE.
- Munoz, D., 2009. *Position Location Techniques and Applications*. Burlington (MA) : Academic Press, 206 p.
- Pahlavan, K. et A. H. Levesque, 2005. *Wireless Information Networks*. éd. 2. Hoboken (NJ) : J. Wiley, 722 p.
- Pahlavan, K., X. Li, et J. P. Makela. 2002. « Indoor geolocation science and technology ». *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, n° 2, p. 112–118.
- Parsons, J. D., 2000. *The Mobile Radio Propagation Channel*. éd. 2. Chichester (Angleterre) : J. Wiley, 418 p.
- Priyantha, N. B., A. Chakraborty, et H. Balakrishnan. 2000. « The Cricket location-support system ». In *Proceedings of the 6th annual international conference on Mobile computing and networking*. (New York (NY) 2000), p. 32–43. ACM.
- Proakis, J. et M. Salehi, 2007. *Digital Communications*. éd. 5. Blacklick (OH) : McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 1150 p.
- Rappaport, T. S., 2001. *Wireless Communications Principles and Practice*. éd. 2. Upper Saddle River (NJ) : Prentice Hall, 736 p.
- Solbeck, J., M. Maher, C. Deitrich, et L. Ray. 2009. « In-Ear Digital Electronic Noise Cancelling and Communication Device ». En ligne. <http://www.patentlens.net/patentlens/patent/US_2009_0080670_A1/en/>. Consulté le 2 octobre 2012.
- Texas Instruments. 2008. « Low-Power SoC (System-on-Chip) with MCU, Memory, 2.4 GHz RF Transceiver, and USB Controller ». En ligne. <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2511f32.pdf>>. Consulté le 12 septembre 2011.

- Traunmuller, H. et A. Eriksson. 2000. « Acoustic effects of variation in vocal effort by men, women, and children ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 107, n° 6, p. 3438-3451.
- Ubisense. 2013. « Ubisense Real-time Location System (RTLS) ». En ligne. <<http://www.ubisense.net>>. Consulté le 3 mai 2013.
- Vossiek, M., L. Wiebking, P. Gulden, J. Wieghardt, C. Hoffmann, et P. Heide. 2003. « Wireless local positioning ». *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, n° 4, p. 77–86.
- Walpole, R. E., R. H. Myers, S. L. Myers, et K. E. Ye, 2011. *Probability and Statistics for Engineers and Scientists*. éd. 9. Boston (MA) : Pearson Education, 816 p.
- Zelinka, P. et M. Sigmund. 2010. « Automatic vocal effort detection for reliable speech recognition ». In *IEEE International Workshop on Machine Learning for Signal Processing (MLSP) 2010*. (Kittilä (Finlande) 2010), p. 349-354.
- Zepernick, H. J. et T. A. Wysocki. 1999. « Multipath channel parameters for the indoor radio at 2.4 GHz ISM band ». In *IEEE 49th Vehicular Technology Conference*. (Houston (TX) 1999), p. 190 –193 vol.1.
- Zhang, C. et J. H. L. Hansen. 2007. « Analysis and classification of speech mode : Whispered through shouted ». In *Interspeech 2007 - 8th Annual Conference of the International Speech Communication Association*. (Antwerp (Belgique) 2007), p. 2396–2399.