

THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE MONTPELLIER

En Electronique

École doctorale : Information, Structures, Systèmes (I2S)

Institut d'électronique et des systèmes (IES)

Bouclier Acoustique pour Robot d'Exploration Karstique

Présentée par Mohammad Alarab

Le 15 Octobre 2021

**Sous la direction de Lionel LAPIERRE, Didier LAUX
et l'encadrement de Franck AUGEREAU**

Devant le jury composé de

Philippe ROUX, Professeur, ISTerre, Université Grenoble Alpes

Jerome FORTINEAU, Professeur, INSA Centre Val de Loire

Christophe LAOT, Professeur, IMT Atlantique Bretagne-Pays de la Loire, Brest

Franck AUGEREAU, Maître de conférences, IES, Université de Montpellier

Didier LAUX, Maître de conférences, HDR, IES, Université de Montpellier

Lionel LAPIERRE, Maître de conférences, HDR, LIRMM, Université de Montpellier

Emmanuel LE CLEZIO, Professeur, IES, Université de Montpellier

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Encadrant de thèse

Directeur de thèse

Directeur de thèse

Invité



**UNIVERSITÉ
DE MONTPELLIER**

Table des matières

Table des figures	viii
Liste des tableaux	ix
Liste des symboles	xi
Introduction générale	1
1 L’exploration karstique	5
1.1 Les karsts : une réserve d’or bleu	6
1.1.1 L’environnement karstique	6
1.1.2 Les aquifères karstiques	7
1.2 Les eaux souterraines : une ressource épuisable	8
1.2.1 Eau douce et eau souterraine	8
1.2.2 La crise de l’eau douce : nous y sommes déjà !	9
1.2.3 Les impacts environnementaux sur les eaux souterraines	9
1.3 L’exploration karstique	10
1.3.1 L’exploration : une nécessité pour agir	10
1.3.2 Historique de l’exploration karstique	11
1.3.3 Le projet ALEYIN	12
1.4 L’acoustique au service de l’exploration karstique	14
1.4.1 Le bouclier acoustique	15
1.4.1.1 Approche du sujet sur les différents axes de recherche . . .	15
1.4.1.2 Gestion du projet : le Cycle en V	17
1.4.2 Caractérisation des sédiments par ultrasons	20
2 Acoustique théorique dans le milieu subaquatique	21
2.1 Introduction	22
2.2 Notions générales	22
2.2.1 Acoustique et ultrasons	22
2.2.2 Principaux paramètres	24
2.3 Le coefficient d’atténuation dans le milieu de propagation	25
2.3.1 Atténuation dans l’eau douce	26
2.3.1.1 Interaction onde-eau	26
2.3.1.2 Modélisation des pertes dans l’eau	26
2.3.2 Atténuation à travers les sédiments en suspension	27
2.3.2.1 Les trois types de suspension	27
2.3.2.2 Interaction onde-particules	28

2.3.2.3	Modélisation des pertes à travers les sédiments	28
2.4	Réflexion et rétrodiffusion	39
2.4.1	Réflexion sur une interface	39
2.4.1.1	Cas d'une interface plane : réflexion spéculaire	39
2.4.1.2	Cas d'une interface rugueuse : réflexion diffuse	40
2.4.2	Rétrodiffusion par une cible	41
2.4.2.1	Indice de cible	41
2.4.2.2	Section efficace de diffusion	42
2.5	Transducteur ultrasonore	42
2.5.1	Composition d'un transducteur en céramique	42
2.5.2	Caractéristiques d'un transducteur	43
2.5.3	Caractéristiques du faisceau émis par un transducteur	44
2.6	Synthèse	45
3	Caractérisation des sédiments en suspension	47
3.1	Introduction	48
3.2	Procédure expérimentale	48
3.2.1	Calcul du coefficient d'atténuation expérimental	48
3.2.2	Banc expérimental	49
3.2.2.1	Partie électroacoustique	50
3.2.2.2	Partie mécanique	50
3.2.3	Déroulement de l'expérience	51
3.3	Caractérisation des échantillons en vue de l'expérimentation	52
3.4	Résultats et interprétations	54
3.4.1	Application sur les billes de verre	55
3.4.1.1	Mesure de l'atténuation en fonction de la concentration	55
3.4.1.2	Estimation de la taille des billes	56
3.4.2	Application sur la poudre d'argile	59
3.4.2.1	Mesure de l'atténuation en fonction de la concentration	59
3.4.2.2	Estimation de taille des particules d'argile	59
3.4.3	Estimation de taille et de concentration des sédiments karstiques	60
3.5	Synthèse	62
4	Instrumentation embarquée	65
4.1	Introduction	67
4.2	Structure globale de la chaîne d'instrumentation	67
4.2.1	Structure matérielle (Hardware)	67
4.2.2	Structure logicielle (Software)	68
4.3	Choix des transducteurs	69
4.3.1	Portée de l'onde et pertes de transmission	69
4.3.2	Portée du système et équation du sonar	69
4.3.3	Application de l'équation de sonar pour le choix des capteurs	69
4.4	Électronique pour ultrason	72
4.4.1	Choix des composants	72
4.4.2	Mise en place des cartes TDC	73
4.4.3	Test unitaire des cartes	75
4.5	Microcontrôleur	77
4.5.1	Choix du microcontrôleur	77

4.5.1.1	Expression des besoins	77
4.5.1.2	Étude du marché :	79
4.5.2	Configuration	79
4.6	Algorithme d'acquisition et OS temps-réel	81
4.6.1	OS temps-réel (RTOS)	81
4.6.1.1	Pourquoi intégrer un OS temps-réel ?	81
4.6.1.2	FreeRTOS	83
4.6.1.3	Planification des tâches	83
4.6.1.4	Communication inter-tâches	84
4.6.2	Architecture logicielle	85
4.6.2.1	Principe de fonctionnement global	85
4.6.2.2	Tâches et objets du noyau RTOS	86
4.6.2.3	Programme principal	87
4.6.2.4	<i>Task 1</i> : lecture et calcul des données de distance	88
4.6.2.5	<i>Task 2</i> : Analyse des mesures de distance	89
4.6.2.6	<i>Task 3</i> : Re-configuration	90
4.6.2.7	<i>Task 4</i> : Synchronisation	91
4.6.2.8	<i>Task 5</i> : Transfert de données	92
4.6.3	Optimisation des performances	93
4.6.4	Test unitaire : validation du programme	94
4.7	Synthèse	96
5	Vers un bouclier acoustique	99
5.1	Introduction	100
5.2	Mise en place du banc de test	100
5.2.1	Partie mécanique : portique de déplacement	100
5.2.2	Partie logicielle : acquisition des mesures	102
5.3	Test d'intégration : avec un seul capteur	102
5.4	Tests du système	105
5.4.1	Caractérisation du système de détection avec un seul transducteur	105
5.4.2	Caractérisation du système de détection avec trois transducteurs	108
5.4.2.1	Structure vecteur - espacement de 3 cm	108
5.4.2.2	Structure vecteur - espacement de 5 cm	111
5.4.3	Essais sur des surfaces rocheuses	114
5.4.3.1	Surface plane de rugosité moyenne	114
5.4.3.2	Surface irrégulière de forte rugosité	116
5.5	Synthèse	117
	Conclusion générale	119
A	Documents de gestion du projet	125
A.1	Cahier des charges	125
A.2	Document des spécifications (Cahier des charges fonctionnel)	126
B	Électronique de conditionnement	127
B.1	Circuits de conditionnement	127
B.1.1	Conditionnement à l'émission	127
B.1.2	Conditionnement à la réception	128

B.2	Modes de fonctionnement	129
B.2.1	Modes de mesures de temps de vol	130
B.2.2	Modes de séquençage durant la mesure	130
B.2.3	Modes de comptage	131
B.3	Conception des cartes de conditionnement	131
B.3.1	Schématique	131
B.3.2	Masques PCB	132
B.3.3	Liste des composants (BOM : <i>Bill Of Materials</i>)	133
B.3.4	Description des broches	134
C	Mise en place du microcontrôleur	137
C.1	Horloge	137
C.2	Communication série USART	138
C.3	DMA	139
C.4	Communication série SPI	139
C.5	GPIO	140
D	Ma thèse en bande dessinée	143
	Bibliographie	152

Table des figures

1.1	Structures karstiques : à gauche les lapiaz, au centre un gouffre, à droite une grotte.	6
1.2	Diagramme d'un réseau karstique [1].	7
1.3	A gauche la carte du gouffre de la fontaine de Vaucluse mentionnant les profondeurs atteintes par les différentes missions d'exploration. En haut à droite, l'entrée du gouffre de la fontaine de Vaucluse. En bas à droite, l'équipe SAURGONAUTE lors de l'envoi du <i>Sorgonaute I</i> [2].	11
1.4	A gauche <i>DEPTHEX</i> , au centre <i>Sparus</i> , à droite <i>UNEXMIN</i>	12
1.5	Projet ALEYIN et ses partenaires.	13
1.6	Rôle des systèmes acoustiques dans la navigation et l'exploitation.	14
1.7	Le robot <i>Ulysse</i> équipé d'un sonar profilométrique, d'une caméra acoustique et d'un DVL (<i>Doppler Velocity Log</i>).	16
1.8	Le cycle en V.	18
2.1	Illustration de la direction de vibration des particules par rapport au sens de propagation. A gauche onde longitudinale, à droite onde transversale	23
2.2	Fronts d'onde. A gauche onde plane. A droite onde sphérique	23
2.3	Les différents phénomènes résultants de l'interaction entre une onde acoustique et une particule en fonction du rapport entre la longueur d'onde et le rayon des particules.	28
2.4	Représentation du modèle d'Urick ($f = 1.10^6 \text{ Hz}$, $\rho_{sed} = 2600 \text{ kg.m}^{-3}$, $C = 0,1\%$).	30
2.5	Mesures du coefficient d'atténuation (axe vertical en $Np.cm^{-1}$) en fonction de la concentration des particules en volume (axe horizontal en %). (a) pour du kaolin de diamètre $0.2 - 5 \mu m$ et de la poudre de lycopode de diamètre $30 \mu m$ à 15 MHz . (b) pour du kaolin à 1 MHz [3].	31
2.6	Mesures du coefficient d'atténuation (axe vertical en $Np.cm^{-1}$) en fonction du diamètre des particules (axe horizontal en μm) pour du kaolin ($\triangle$) et du sable fin ($\odot$) et une comparaison avec la courbe théorique correspondant (courbe continue) pour une concentration volumique de 1% [3].	32
2.7	Représentation graphique du Modèle d'Urick et de celui de Morse avec une estimation de la transition entre les deux modèles ($f = 1.10^6 \text{ Hz}$, $\rho_{sed} = 2600 \text{ kg.m}^{-3}$, $C = 0,1\%$).	33
2.8	Résultats expérimentaux de Flammer comparés aux les modèles théoriques pour différentes fréquences et différentes tailles de particules permettant de couvrir les trois régimes [4]	34
2.9	Bilan des principaux travaux de modélisation de l'atténuation par des particules en suspension	36

2.10	Comparaison des résultats expérimentaux obtenus par Flammer [4] avec l'expression choisie (équation 2.19).	38
2.11	Réflexion spéculaire et transmission d'une onde entre deux milieux, conversion de modes.	39
2.12	Réflexion et diffusion d'une onde sur une surface rugueuse.	40
2.13	Structure d'un transducteur piézo-céramique	43
2.14	Distribution de la pression dans le plan de l'axe de propagation d'un faisceau émis par un disque plan [5].	44
2.15	Diagramme de directivité d'un transducteur [6]	45
3.1	Banc de caractérisation des sédiments en suspension	49
3.2	Hélice de brassage aimantée. À gauche, face avant. Au milieu, face arrière. À droite, aimant élémentaire.	51
3.3	Échantillons expérimentaux. (a) : billes de verre S ($45 - 90 \mu m$). (b) : billes de verre M ($75 - 150 \mu m$). (c) : billes de verre L ($100 - 200 \mu m$). (d) : poudre d'argile. (e) : eau trouble d'un karst.	52
3.4	Distribution de taille de particules des différents échantillons, obtenue par granulométrie à diffraction laser	53
3.5	Coefficient d'atténuation en fonction de la concentration à différentes fréquences, pour les billes de verre S.	55
3.6	Coefficient d'atténuation en fonction de la concentration à différentes fréquences, pour les billes de verre M.	56
3.7	Superposition des courbes théoriques (modèle USH) avec les données expérimentales du coefficient d'atténuation par unité de concentration en fonction de la fréquence, pour les billes de verre S, M et L.	57
3.8	Superposition des courbes théoriques (modèle de Sheng & Hay) avec les données expérimentales du coefficient d'atténuation par unité de concentration en fonction de la fréquence, pour les billes de verre S, M et L.	58
3.9	Coefficient d'atténuation en fonction de la concentration à différentes fréquences, pour des particules d'argile en suspension.	59
3.10	Superposition de la courbe théorique (Modèle USH) avec les données expérimentales du coefficient d'atténuation par unité de concentration en fonction de la fréquence, pour les particules d'argile.	60
3.11	Superposition des courbes théoriques normalisées pour différentes tailles de particules avec les données expérimentales, en fonction de la fréquence, pour l'échantillon d'eau de karst.	61
3.12	Comparaison des estimations de taille par ultrasons avec le diamètre volumique statistique (Dv_{90}) obtenu par granulométrie laser.	63
3.13	Comparaison de l'estimation de taille par ultrasons avec le Dv_{90} et le Dv_{50} , dans la plage de distribution de tailles des particules.	63
4.1	Architecture matérielle globale du bouclier acoustique	67
4.2	Architecture logicielle globale du bouclier acoustique	68
4.3	Variation des pertes de transmission sur un aller-retour ($2TL$) en fonction de la fréquence, du diamètre de l'émetteur et de la distance de propagation. Découpes dans les différents plans : $z = 1 m$, $z = 4 m$, $z = 7 m$, $f = 0,5 MHz$ et $D = 1 cm$	71

4.4	Carte électronique de conditionnement des signaux acoustiques.	73
4.5	Schéma bloc du circuit de conditionnement comportant les deux composants TDC1000 et TDC7200.	74
4.6	Capture d'écran à l'oscilloscope montrant les signaux Sensor, COMPIN, START et STOP.	75
4.7	Captures d'écran à l'oscilloscope montrant la forme du signal de l'écho reçu dans différentes situations. (a) écho seul, (b) écho perturbé par l'écho du capteur voisin, (c) et (d) échos modifiés par la géométrie complexe du réflecteur.	76
4.8	Grilles de choix des familles STM32	79
4.9	Schéma bloc montrant les principaux périphériques utilisés dans le microcontrôleur.	80
4.10	Structure d'un programme avec une boucle infinie (<i>Super Loop</i>)	82
4.11	Structure d'un programme avec de l'OS temps réel (<i>Real Time Operation System</i>)	82
4.12	Machine d'état des tâches	83
4.13	Modes de planification des tâches	84
4.14	Flux de communication RTOS.	87
4.15	Structure du programme principal	87
4.16	Structure de la tâche 1.	88
4.17	Structure de la tâche 2.	89
4.18	Structure de la tâche 3.	90
4.19	Fonction de re-configuration du gain et du seuil de détection.	91
4.20	Structure de la tâche 4.	92
4.21	Structure de la tâche 5.	92
4.22	Diagrammes représentant le taux d'occupation des différentes tâches pour le CPU, pour une mesure tous les 50ms. Les digrammes a, b et c correspondents à trois versions différentes du programme.	93
4.23	Traçage de l'activité du CPU dans le temps.	95
4.24	Traçage de l'activité du CPU (Suite de la figure 4.23).	96
5.1	Cuve d'expérimentation et portique de déplacement du réseau de capteurs.	101
5.2	Système de déplacement et d'orientation des transducteurs.	101
5.3	Interface graphique pour le suivi des mesures de distance du système de détection acoustique.	102
5.4	système de détection acoustique avec 3 capteurs.	103
5.5	Données de distance, de gain et de seuil acquises via LabVIEW.	104
5.6	Comparaison entre la distance mesurée par le système de détection acoustique et la position réelle du capteur par rapport à l'obstacle.	105
5.7	Variation du gain (à gauche) et du seuil de détection (à droite) en fonction de la distance mesurée et de l'angle d'incidence, pour 1 transducteur émetteur et une réflexion contre la paroi de la cuve en verre.	106
5.8	Simulations du faisceau acoustique émis par un transducteur de 2,7 cm à 1 MHz pour trois angles d'émission. (a), (c) et (e), représentent le faisceau émis, (b), (d) et (f), représentent le faisceau réfléchi associé.	107

5.9	Variation du gain (à gauche) et du seuil de détection (à droite) en fonction de la distance de détection et l'angle d'incidence pour le transducteur central de la structure de 3 transducteurs émetteurs espacés de 3 <i>cm</i>). . . .	109
5.10	Simulations d'un faisceau acoustique émis par trois transducteurs de 2,7 <i>cm</i> de diamètre actif, à 1 <i>MHz</i> , espacés de 3 <i>cm</i> . (a), (c) et (e), représentent le faisceau émis, (b), (d) et (f), représentent le faisceau réfléchi associé. . .	109
5.11	Plage de distance couverte par chacun des trois capteurs et pour différents angles d'incidence	110
5.12	Pourcentage des détections retournant une mesure de distance correcte, pour les trois capteurs espacés de 3 <i>cm</i> , pour les différents angles d'incidence.	111
5.13	Variation du gain (à gauche) et du seuil de détection (à droite) en fonction de la distance de détection et de l'angle d'incidence pour le transducteur central de la structure de 3 transducteurs émetteurs espacés de 5 <i>cm</i>	112
5.14	Simulations d'un faisceau acoustique émis par trois transducteurs de 2,7 <i>cm</i> à 1 <i>MHz</i> , espacés de 5 <i>cm</i> . -a, -c et -e, représentent le faisceau émis, -b, -d et -f, représentent le faisceau réfléchi associé.	112
5.15	Plage de distance couverte par chacun des trois capteurs, pour différents angles d'incidence	113
5.16	Pourcentage des détections retournant une mesure de distance correcte, pour les trois capteurs espacés de 5 <i>cm</i> , pour les différents angles d'incidence.	114
5.17	Surface rocheuse de travertin, de forme plane, poreux et de rugosité moyenne	115
5.18	Pourcentage de mesures de distance valides, pour la détection de la surface rocheuse plane moyennement rugueuse.	115
5.19	Surface rocheuse de quartzite sédimentaire, de forme irrégulière et de forte rugosité	116
5.20	Pourcentage de mesures de distance valides, pour la détection d'un obstacle rocheux, irrégulier et fortement rugueux.	117
B.1	Schéma-bloc du circuit d'émission du TDC1000	127
B.2	Schéma-bloc du circuit de réception du TDC1000	128
B.3	Schéma-bloc du circuit de réception du TDC7200	129
B.4	Schéma électronique 1/2	131
B.5	Schéma électronique 2/2	132
B.6	Plans de haut (échelle réelle)	132
B.7	Plans de bas (échelle réelle)	133
C.1	Configuration de l'horloge du système	138
C.2	Configuration des sorties d'horloge du microcontrôleur	138

Liste des tableaux

1.1	Distribution des roches carbonatées dans le monde.	6
2.1	Valeurs des vitesses longitudinales et transverses d'une onde acoustique dans certains matériaux.	24
2.2	Équations de conversion entre le néper et le décibel.	25
2.3	Conversion de mode en fonction du type d'onde incidente et des milieux de propagation. OL : onde longitudinale, OT : onde transversale	39
3.1	Diamètres volumiques statistiques des différents échantillons expérimentaux, obtenus par granulométrie à diffraction laser	54
3.2	Paramètres par défaut pour les simulations.	55
3.3	Comparaison des estimations de taille par ultrasons avec le diamètre volumique statistique ($Dv90$) obtenu par granulométrie laser.	62
4.1	Récapitulatif des caractéristiques du microcontrôleur recherché.	78
A.1	Spécifications du système.	126
B.1	Liste des composants (BOM : <i>Bill Of Materials</i>).	134
B.2	Description des connecteurs.	135
B.3	Description des jumpers.	135
B.4	Description des points de test.	136
C.1	Affectation des broches (Port A-E).	140
C.2	Affectation des broches (Port F-I).	141

Liste des symboles

Symbole	Description	Unité
C	Concentration volumique de sédiments	-
c	Vitesse du son	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
c_{eau}	Vitesse longitudinale du son dans l'eau	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
c_L	Vitesse longitudinale	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
c_p	Vitesse de vibration d'une particule	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
c_T	Vitesse transverse	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
D	Diamètre de l'élément piézoélectrique	m
d	Module piézoélectrique	$\text{pm} \cdot \text{V}^{-1}$
D_g	Facteur de décroissance de l'onde dans l'axe	-
DI	Indice de directivité	dB
DT	Seuil de détection	dB
$Dv10$	Diamètre dont 10% en volume des particules sont de taille inférieure	μm
$Dv50$	Diamètre dont 50% en volume des particules sont de taille inférieure	μm
$Dv90$	Diamètre dont 90% en volume des particules sont de taille inférieure	μm
E	Module de Young	Pa
e	Epaisseur	m
f	Fréquence	Hz
g	Constante piézoélectrique	$\text{mV} \cdot \text{m} \cdot \text{N}^{-1}$
GT	Gain électronique du traitement	dB
i	Nombre imaginaire	-
k	Nombre d'onde	$\text{rad} \cdot \text{m}^{-1}$
l_0	Distance de Fresnel	m
n	Nombre de particules par unité de volume	m^{-3}
NL	Niveau de bruit ambiant	dB
p	Pression acoustique	Pa
$p(z)$	Pression acoustique à une distance z	Pa
p_0	Pression acoustique en $z=0$	Pa
$p_{1V,1m}$	Pression acoustique mesurée à 1 mètre pour une excitation de 1 V	μPa
p_{ref}	Pression acoustique de référence égale à 1 μPa	μPa
R	Rayon de propagation de l'onde	m
$\mathcal{R}$	Coefficient de réflexion	-
r	Rayon des particules	m

Symbole	Description	Unité
R_a	Paramètre de Rayleigh	-
$\mathcal{R}_{coherent}$	Coefficient de réflexion cohérent	-
RS	Sensibilité à la réception	dB réf. $V \cdot \mu Pa^{-1}$
SL	Niveau d'émission	dB réf. $\mu Pa \cdot V^{-1}$
$\mathcal{T}$	Coefficient de transmission	-
TL	Pertes de transmission	dB
TS	Indice de cible.	dB
V	Tension	V
$V_{1\mu Pa}$	Tension électrique mesurée pour une pression de 1 μPa	V
V_{ref}	Tension électrique de référence égale à 1 V	V
z	Distance parcourue par l'onde	m
Z_{aco}	Impédance acoustique	$Pa \cdot s \cdot m^{-1}$
α	Coefficient d'atténuation	$Np \cdot m^{-1}$
α_{diff}	Coefficient d'atténuation par diffraction	$Np \cdot m^{-1}$
α_{disp}	Coefficient d'atténuation par dispersion	$Np \cdot m^{-1}$
α_{eau}	Coefficient d'atténuation dans l'eau douce	$Np \cdot m^{-1}$
$\alpha_{H_3BO_3}$	Coefficient d'atténuation par relaxation de l'acide borique	$Np \cdot m^{-1}$
α_{Lamb}	Coefficient d'atténuation - modèle de Lamb	$Np \cdot m^{-1}$
α_{MgSO_4}	Coefficient d'atténuation par relaxation du sulfate de magnésium	$Np \cdot m^{-1}$
α_{Morse}	Coefficient d'atténuation - modèle de Morse	$Np \cdot m^{-1}$
α_{relx}	Coefficient d'atténuation dans l'eau par relaxation moléculaire	$Np \cdot m^{-1}$
α_{sed}	Coefficient d'atténuation à travers les sédiments en suspension	$Np \cdot m^{-1}$
$\alpha_{sed/C}$	Coefficient d'atténuation à travers les sédiments en suspension par unité de concentration	$Np \cdot m^{-1} \cdot vol^{-1}$
α_{Sewell}	Coefficient d'atténuation - modèle de Sewell	$Np \cdot m^{-1}$
$\alpha_{Sheng\&Hay}$	Coefficient d'atténuation - modèle de Sheng & Hay	$Np \cdot m^{-1}$
α_{Urlick}	Coefficient d'atténuation - modèle d'Urlick	$Np \cdot m^{-1}$
α_{USH}	Coefficient d'atténuation - modèle hybride : Urlick et Sheng & Hay	$Np \cdot m^{-1}$
α_{vis_eau}	Coefficient d'atténuation intrinsèque de l'eau	$Np \cdot m^{-1}$
α_{vis_sed}	Coefficient d'atténuation par pertes visco-inertielles	$Np \cdot m^{-1}$
ε	Permittivité diélectrique	$F \cdot m^{-1}$
η_b	Viscosité de volume	$Pa \cdot s$
η_l	Viscosité longitudinale	$Pa \cdot s$
η_s	Viscosité dynamique	$Pa \cdot s$
λ	Longueur d'onde	m
ν	Coefficient de Poisson	-
ξ	Facteur correctif	-
ρ	Masse volumique	$kg \cdot m^{-3}$
ρ_{eau}	Masse volumique de l'eau	$kg \cdot m^{-3}$
ρ_{sed}	Masse volumique des sédiments	$kg \cdot m^{-3}$
σ_{eff}	Section efficace de diffusion.	m^2
σ_h	Ecart-type de la relief de l'interface.	m
ν	Viscosité cinématique	$m^2 \cdot s^{-1}$
φ	Demi-angle de divergence	rad

Symbole	Description	Unité
ω	Pulsation	$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$
ϵ_{eau}	Coefficient de compressibilité de l'eau	Pa^{-1}
ϵ_{sed}	Coefficient de compressibilité des sédiments	Pa^{-1}

Introduction générale

Changement climatique, croissance démographique, accroissement de la consommation, évolution du mode de vie des personnes ... sont tous des paramètres qui ont induit une augmentation significative de la demande en eau douce au niveau mondial. À celle-ci s'oppose une limitation de ressources ainsi qu'une dégradation de la qualité des réserves d'eau disponibles. Cela a remis le sujet de la gestion des ressources d'eau au centre de nos préoccupations. L'objectif est de maîtriser les prélèvements et la consommation d'eau douce, ainsi que de protéger et préserver nos ressources en eau afin de garantir leur durabilité tout en répondant au besoin mondial.

Dans ce contexte, le sujet des aquifères karstiques s'est imposé, vu le rôle primordial joué par ces structures naturelles en tant que réserves d'eau douce de taille phénoménale, facilement accessibles et rapidement rechargeables en comparaison avec d'autres types de réserves. La compréhension de l'hydrodynamisme de ces réseaux est donc un enjeu majeur afin d'offrir des solutions de gestion de prélèvement de l'eau. Par contre, cela nécessite d'avoir des informations sur la structure de ces réseaux. Par conséquent, des missions d'exploration de l'environnement karstique sont menées pour apporter un maximum d'informations permettant une meilleure compréhension des karsts.

Parmi les travaux d'exploration karstique, le projet ALEYIN lancé par le Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier (LIRMM UMR CNRS 5506), soutenu par le LabEx NUMEV et regroupant l'Institut d'Electronique et des Systèmes (IES UMR CNRS 5214), l'Institut Montpelliérain Alexander Grothendieck (IMAG UMR CNRS 5149) et le laboratoire HydroSciences Montpellier (HSM UMR CNRS 5151), vise le développement d'un robot innovant, spécialement conçu pour l'exploration des environnements karstiques immergés.

La contribution de l'Institut d'Electronique et des Systèmes (IES) concerne le développement de nouveaux capteurs pour le robot. Cette thèse intitulée "**Bouclier acoustique pour robot d'exploration karstique**" vise à apporter des solutions acoustiques au service de la mission. Elle est dédiée donc à l'étude de deux systèmes : le premier est le système de détection d'obstacles pour l'aide à la navigation dans les environnements confinés et le second est un système de caractérisation des sédiments dans les eaux turbides pour l'étude de la qualité de l'eau et la connaissance de la portée réelle des capteurs ultrasonores.

Ce manuscrit est constitué de cinq chapitres :

Dans le [chapitre 1](#), nous présenterons le contexte du travail et le sujet de thèse. Nous commencerons par une présentation de l'environnement karstique et de son rôle en tant

que réserve d'eau douce. Par la suite, nous mettrons l'accent sur la crise d'eau douce au niveau mondial ainsi que les impacts environnementaux sur les eaux souterraines. Les éléments présentés montreront l'intérêt de l'exploration karstique afin de mieux gérer les prélèvements d'eau, en préservant nos réserves d'eau douce, tout en fournissant suffisamment d'eau pour répondre aux besoins mondiaux. Nous présenterons ensuite un historique des missions d'exploration karstique faites par des robots, vu l'hostilité de ces milieux pour l'homme. De ces travaux, nous mettrons l'accent sur les points faibles des robots entraînant l'échec des missions et donc le réel besoin d'un robot spécifique pour ce type de missions. Cela nous amènera à la présentation du projet ALEYIN, qui a pour principal objectif d'apporter une solution optimisée pour l'exploration des environnements confinés.

Dans la dernière section du [chapitre 1](#), nous présenterons notre sujet de thèse, qui comportera deux aspects distincts. Le premier est le besoin de développer un système de réseau de capteurs acoustiques (le bouclier acoustique) qui a pour première mission de réaliser des mesures de distance afin de protéger le robot contre toute collision. Cette étude ira jusqu'à la réalisation complète du dispositif, ce qui a nécessité d'adopter une vision de type ingénierie afin de gérer tout le cycle de vie du projet. Le second aspect est l'étude de faisabilité d'un système de caractérisation des sédiments en suspension dans les eaux turbides, pour intervenir dans l'aide à la navigation et collecter des données concernant la qualité de l'eau au cours des missions d'exploration.

Dans le [chapitre 2](#), nous présenterons les bases de l'acoustique théorique dont nous allons nous servir dans nos travaux, que ce soit pour la caractérisation des sédiments ou pour le bouclier acoustique. Pour cela, nous définirons les principaux paramètres acoustiques qui seront employés.

Par la suite, nous nous intéresserons tout particulièrement au coefficient d'atténuation dans les eaux turbides. Ce paramètre aura une double utilisation. La première sera pour l'estimation de la taille et de la concentration des particules dans les eaux turbides. La seconde sera pour la prédiction des pertes de propagation, qui servira à faire le bon choix de transducteurs pour le développement du système de détection acoustique. Sachant que notre objectif pour la caractérisation des sédiments est de disposer d'une approche simplifiée, nous réaliserons une étude comparative détaillée des modèles théoriques existants et nous conclurons par le choix du modèle que nous estimerons le plus adapté à notre application.

Pour les besoins du dispositif anti-collision, nous présenterons ensuite la théorie de la réflexion et de la diffusion par une cible ou un obstacle. Ces informations nous serviront dans l'interprétation des essais expérimentaux et dans l'amélioration de la configuration du réseau de capteurs du dispositif.

Enfin, nous rappellerons le fonctionnement d'un transducteur au niveau de ses éléments constitutifs, ainsi qu'au niveau de son faisceau émis. Les différents termes définis dans cette partie serviront dans le [chapitre 4](#) pour établir l'équation du sonar et faire le choix des transducteurs.

Dans le [chapitre 3](#), nous prouverons expérimentalement la possibilité de caractériser des sédiments en suspension avec un dispositif et une approche simplifiés. Nous décrirons

le banc expérimental mis en place, ainsi que le protocole de mesure employé. Les mesures expérimentales auront lieu sur cinq types d'échantillons de particules : trois lots de billes de verre de tailles différentes, de la poudre d'argile et un mélange de sédiments prélevé dans un karst. Nous nous servirons de la théorie sélectionnée auparavant dans le [chapitre 2](#) afin d'avoir une estimation de la taille des sédiments et de leur concentration à partir des résultats expérimentaux. Les échantillons seront caractérisés par granulométrie à diffraction laser, afin d'avoir une méthode de référence avec laquelle nous comparerons nos estimations par ultrasons.

Dans le [chapitre 4](#), nous procéderons à la conception et la réalisation de la chaîne d'instrumentation du bouclier acoustique.

Nous commencerons par la détermination de son architecture globale : aspects matériel et logiciel. Ensuite, nous nous focaliserons sur la conception de chaque sous-partie du système : transducteurs ultrasonores, électronique de conditionnement, microcontrôleur et algorithme de détection.

Tout d'abord, nous procéderons à l'étude du choix de capteurs. Cela nous permettra d'identifier les capteurs optimaux capables de faire face à toutes les contraintes imposées par l'environnement karstique.

Ensuite, nous présenterons l'électronique de conditionnement des signaux acoustiques. C'est la partie responsable de la mise en forme des signaux d'excitation des capteurs, ainsi que du traitement des signaux bruts détectés.

Puis, nous ferons le choix du microcontrôleur, qui pourra répondre aux besoins de l'application. Il devra être capable de piloter le réseau de capteurs et aussi être doté d'une architecture permettant d'intégrer un niveau d'intelligence suffisant pour rendre le système autonome et re-configurable.

Finalement, nous décrirons l'architecture de l'algorithme de détection qui sera employé, basé sur un système d'exploitation temps réel. Son principal objectif est de garantir la mesure fiable de distance, en faisant l'analyse des données et la reconfiguration du réseau de capteurs de façon autonome. Nous présenterons aussi les optimisations apportées permettant d'améliorer les performances de l'algorithme.

Dans le [chapitre 5](#), nous procéderons aux tests de vérification du système de détection. Nous présenterons le banc de test développé à cette occasion, ainsi que ses différentes fonctionnalités. Ensuite, nous réaliserons les tests d'intégration, permettant de valider le fonctionnement correct de la chaîne d'acquisition, ainsi que la bonne interaction entre ses différentes sous-parties.

Nous passerons après aux tests du système pour caractériser notre prototype et vérifier sa conformité avec les spécifications attendues. Nous testerons le système avec deux différentes architectures de distribution de capteurs dans une configuration de détection maîtrisée. Ensuite, nous évaluerons la capacité du système à détecter des parois rocheuses plus ou moins régulières et avec différents niveaux de rugosité afin de se rapprocher d'une situation similaire à celle présente dans un karst.

Chapitre 1

L'exploration karstique

Sommaire

1.1	Les karsts : une réserve d'or bleu	6
1.1.1	L'environnement karstique	6
1.1.2	Les aquifères karstiques	7
1.2	Les eaux souterraines : une ressource épuisable	8
1.2.1	Eau douce et eau souterraine	8
1.2.2	La crise de l'eau douce : nous y sommes déjà !	9
1.2.3	Les impacts environnementaux sur les eaux souterraines	9
1.3	L'exploration karstique	10
1.3.1	L'exploration : une nécessité pour agir	10
1.3.2	Historique de l'exploration karstique	11
1.3.3	Le projet ALEYIN	12
1.4	L'acoustique au service de l'exploration karstique	14
1.4.1	Le bouclier acoustique	15
1.4.1.1	Approche du sujet sur les différents axes de recherche	15
1.4.1.2	Gestion du projet : le Cycle en V	17
1.4.2	Caractérisation des sédiments par ultrasons	20

1.1 Les karsts : une réserve d'or bleu

1.1.1 L'environnement karstique

Les karsts sont des topographies superficielles et souterraines de morphologie irrégulière, résultant de la dissolution des roches sédimentaires telles que le calcaire et la dolomie. Cette dissolution conduit à des formes caractéristiques telles que les lapiaz (rainures dans les roches), les poljés (vaste dépression entourée de rebords rocheux), les grottes, les gouffres, etc. Les karsts se développent dans les zones de roches carbonatées, dont la distribution dans le monde est présentée dans le [tableau 1.1](#) [7, 8]. 17,7% de la surface globale (sans l'Antractique) sont soumis à des phénomènes de karstification.



FIGURE 1.1 – Structures karstiques : à gauche les lapiaz, au centre un gouffre, à droite une grotte.

Région	Roches carbonatées		
	Continues	Discontinues	Total
Le Monde (sans l'Antarctique)	9,3%	5,4%	14,7%
Europe	15,1%	6,5%	21,6%
Asie	10,3%	8,0%	18,3%
Afrique	8,3%	4,5%	12,8%
Amérique du Nord	12,9%	4,9%	17,9%
Amérique du Sud	2,5%	1,8%	4,3%
Australie	4,6%	1,6%	6,2%
France	41,6%	8,0%	49,6%

TABLE 1.1 – Distribution des roches carbonatées dans le monde.

Les roches sédimentaires recueillent l'eau par infiltration et la conservent dans des fissures micrométriques. L'eau acidifiée par le gaz carbonique de l'air cause l'érosion des roches carbonatées, ce qui fait élargir les fissures pour d'une part accélérer le processus d'infiltration, et d'autre part former des structures karstiques souterraines telles que des conduites, des grottes et des cavités. Ces structures deviennent des réserves naturelles d'eau douce et continuent à s'étendre jusqu'à ce qu'elles se connectent entre elles. Elles forment alors un réseau karstique souterrain dont la structure devient de plus en plus complexe.

Nous distinguons alors deux principales zones dans l'environnement karstique. La zone d'infiltration, où se déroule la recharge du réseau en eau, que ce soit par infiltration lente à travers les microfissures dans les roches, ou par infiltration rapide à travers les conduites formées par le réseau. La seconde est la zone saturée qui représente la partie immergée du réseau, appelée également zone noyée. C'est le lieu de la ressource d'eau douce souterraine, elle se décharge en alimentant des sources d'eau telles que les lacs et les rivières et dans certains cas, ces réseaux sont parfois reliés directement à la mer sans affleurer en surface.

Le karst est un environnement complexe, difficile à comprendre. En se formant, il développe une dynamique particulière de charge et de décharge impactant la disponibilité de la ressource. De plus, c'est un environnement en modification permanente, étant donné que les réactions de dissolution de roche ne s'arrêtent pas. Par suite, le réseau change son hydrodynamisme dans le temps et l'adapte aux modifications géologiques. Cela signifie que des sources peuvent disparaître et d'autres apparaître. De même, des zones saturées aujourd'hui peuvent se transformer en zones sèches (des grottes) et l'écoulement de l'eau peut même changer de direction.

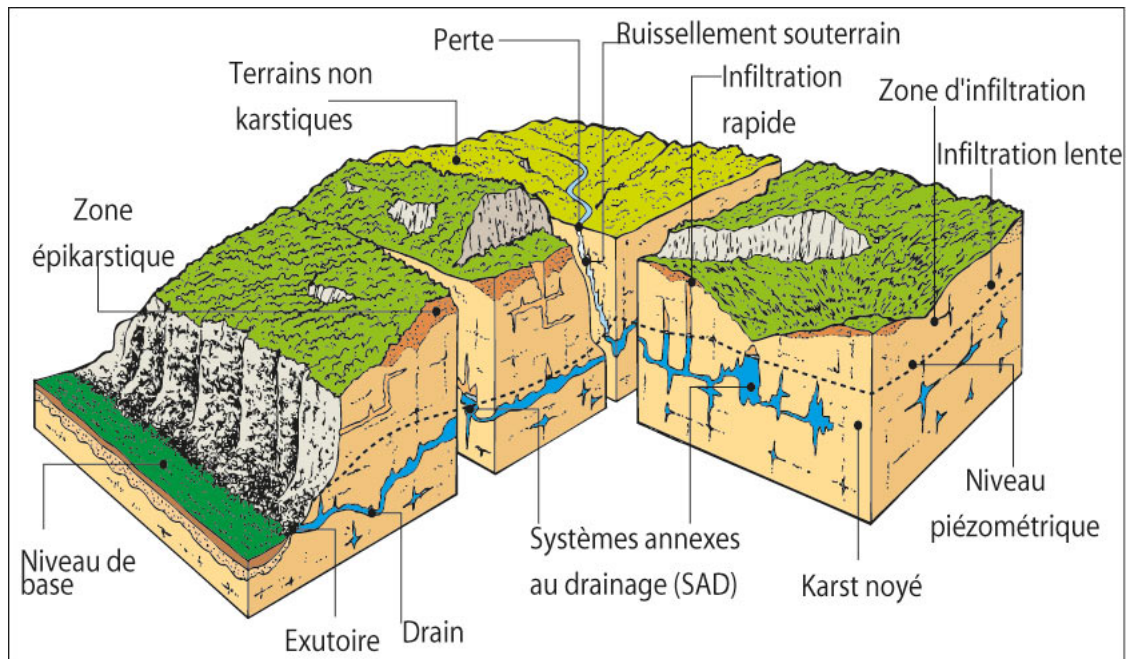


FIGURE 1.2 – Diagramme d'un réseau karstique [1].

1.1.2 Les aquifères karstiques

Un aquifère représente une couche suffisamment perméable, poreuse ou fissurée, où une nappe d'eau arrive à s'écouler. Autrement dit, c'est le réservoir des eaux souterraines. On parle d'un aquifère karstique pour désigner la zone noyée où se trouve la réserve d'eau. Les aquifères karstiques représentent aujourd'hui un enjeu majeur, surtout en tenant compte du nombre de personnes dépendantes des eaux d'origine karstique. En effet, 20% à 25% de la population du monde dépendent fortement de l'eau souterraine prélevée des karsts. Mais cette dépendance reste inégale suivant les régions. Par exemple, en France, 40% des eaux

potables sont d'origine karstique. Dans certains pays comme l'Autriche ou le sud-ouest de la Chine, ce taux s'élève à 50% et certaines grandes villes comme San Antonio, Vienne, Rome ou Damas sont complètement dépendantes des eaux prélevées du karst [7].

En plus du fait que les aquifères karstiques représentent la source principale d'eau dans de nombreuses régions, ils pourraient être également utilisés pour stocker de l'eau provenant des sources externes. En effet, les aquifères karstiques non immergés ou partiellement immergés représentent des réservoirs naturels où nous pourrions stocker des quantités d'eau phénoménales par rapport aux techniques de stockage de surface (lacs artificiels, barrages, réservoirs, etc). De plus, leur structure particulière étalée sur une large zone géographique permettrait un accès en tout point de la surface que ce soit pour le prélèvement d'eau ou l'alimentation de l'aquifère. Ajoutons que dans une réserve souterraine, l'eau est plus protégée contre la pollution, l'évaporation et les variations climatiques.

1.2 Les eaux souterraines : une ressource épuisable

1.2.1 Eau douce et eau souterraine

La planète Terre est reconnue comme étant la planète bleue, car sa surface est à 71% recouverte d'eau. Mais ce n'est pas toute l'eau qui se trouve sur terre étant donné que des aquifères localisés dans les profondeurs de la Terre présentent également des réserves d'eau gigantesques.

De la totalité des eaux présentes sur Terre, 97,5% sont des eaux salées, contre seulement 2,5% d'eau douce. À leur tour, les eaux douces sont réparties pour 68,7% dans les glaciers, 30,1% en eau souterraine et seulement 0,4% en eau de surface directement accessible [9]. Les eaux souterraines sont donc 75 fois plus importantes que les eaux de surface, ce qui en fait la ressource principale d'eau douce. De plus, par rapport aux glaciers, l'accès aux eaux souterraines reste plus pratique étant donné qu'elles sont présentes sur les cinq continents. Aujourd'hui, la population mondiale consomme environ 4000 km^3 d'eau souterraine par an. 69% de ces eaux sont utilisés dans l'agriculture pour l'irrigation, l'élevage du bétail et l'aquaculture, 19% pour l'usage industriel et 12% pour l'usage domestique [10].

Les aquifères contenant l'eau douce peuvent être répartis en cinq catégories : les aquifères de sable et de gravier, les aquifères de grès, les aquifères volcaniques, les aquifères du sous-sol et les aquifères karstiques. Ces derniers (déjà présentés dans le paragraphe précédent) représentent une particularité majeure qui est la dynamique de recharge et décharge développée par le réseau. Ceci permet à un aquifère karstique d'avoir plus de facilité à se recharger en eau étant donné que le karst récupère jusqu'à 90% des précipitations locales. De plus, le karst est un lieu de drainage de certains ruisseaux et cours d'eau ce qui favorise également sa recharge. Par exemple, dans les quatre provinces du sud-ouest de la Chine, la recharge des aquifères karstiques correspond à 53% de la recharge des eaux souterraines, ce qui équivaut à $127 \text{ km}^3/\text{an}$. De même, la zone karstique au sud de l'Europe se recharge de plus de $900 \text{ mm}/\text{an}$ [11].

1.2.2 La crise de l'eau douce : nous y sommes déjà !

Au cours du siècle dernier, la consommation mondiale d'eau a augmenté de 600% et continue de croître de 1% par an [10, 12]. Cette augmentation est principalement due à la croissance démographique, au développement économique et à l'évolution du mode de consommation dans la population.

Sur la carte publiée par *Aqueduct Water Risk Atlas*, on trouve que les régions hébergeant le quart de la population mondiale souffrent déjà d'un stress hydrique. Elles consomment plus de 80% des eaux de surface et souterraines disponibles. Ceci induit des conséquences désastreuses à chaque fois que la demande en eau augmente [13]. Dans le rapport mondial des Nations Unies sur la mise en valeur des ressources en eau (2019) est mentionné que 31 pays subissent un stress hydrique entre 25% et 70%. 22 pays subissent même un stress hydrique supérieur à 70% [14]. Une autre étude publiée par *C40 Cities* estime qu'en 2050, 685 millions de personnes vivant dans plus de 570 villes vont subir une baisse dans la disponibilité d'eau douce. Cette baisse atteindra 30% à 49% dans certaines villes comme Amman, Melbourne et Cape Town et dépassera les 50% dans d'autres villes comme Santiago. Ils ajoutent qu'en 2050, la demande en eau douce aura augmenté de 55% et que deux tiers de la population mondiale subira des conditions de stress hydrique si aucune mesure n'est prise [15].

Tous ces chiffres montrent que la situation est plutôt inquiétante. Si aucune mesure de gestion de consommation d'eau douce n'est prise, la situation dans les pays souffrant d'une crise d'eau s'aggravera et la pénurie touchera des pays où elle n'existe pas encore [16]. Même si certains ignorent la gravité de la situation, la crise d'eau existe déjà. D'après la 15^{ème} édition du rapport mondial des risques publiée en 2020 [17], la crise d'eau a conservé sa place parmi les cinq premiers risques de la catégorie « à impact élevé » tout au long des neuf dernières années.

1.2.3 Les impacts environnementaux sur les eaux souterraines

Effet du changement climatique : comme nous l'avons précisé précédemment, les eaux souterraines restent plus protégées dans les aquifères que les eaux de surface. Mais cela ne signifie pas une protection absolue, car les eaux souterraines sont impactées par les changements climatiques. Ces derniers touchent fortement les ressources d'eau que ce soit de surface ou souterraines. Cela ne se limite pas aux vagues de chaleur, sécheresse et désertification, mais concerne aussi tempêtes et inondations.

En effet, l'augmentation de la température entraîne une demande supplémentaire en eau, ce qui augmente le stress sur les réserves d'eau souterraine. Cette augmentation de la demande provient du besoin d'hydratation des humains et des animaux, mais elle est due principalement à l'accroissement du volume d'eau utilisé pour l'irrigation compte tenu des fortes pertes par évaporation. De plus, l'évaporation qui entraîne un séchage rapide du sol induit une diminution importante du flux d'eau infiltrée dans la terre, ce qui supprime un mécanisme de recharge continu des aquifères.

Les eaux souterraines ne sont pas touchées que par manque de débit, mais aussi par dégradation de leur qualité à la suite de contaminations. Cette dernière peut être transmise par l'eau drainée dans les aquifères suite à l'interaction significative entre les eaux souterraines et les eaux de surface par le déversement des ruisseaux et des cours

d'eau dans le karst. Ce risque de contamination augmente suite aux inondations, où l'eau cherche à s'évacuer dans les aquifères souterrains, tout en emportant des grandes quantités de contaminants et de sédiments, qui détériorent la qualité de l'eau souterraine. Les inondations restent un des processus de contamination majeur. Dans les dix dernières années, elles ont augmenté de plus de 50% et principalement près des rivières et des ruisseaux sortant des karsts [15].

Pollution de surface : les eaux souterraines sont également exposées à des contaminants infiltrés avec l'eau dans les roches. Ils peuvent être dus aux eaux usées, étant donné que 80% de ces eaux sont déversés dans l'environnement sans aucun traitement [12]. Les stations d'épuration ne sont également pas toujours efficaces : certaines substances polluantes sont éliminées à près de 50%, voire 70%, mais d'autres à moins de 30%. Dans les eaux traitées, nous retrouvons 30% des substances organiques et 90% des substances pharmaceutiques [18, 19]. De plus, les déjections animales, qui sont à la fois une source de matières organiques polluantes et de microorganismes pathogènes, polluent les eaux souterraines surtout dans les zones d'élevage intensif. Autres sources de contamination de l'eau : l'utilisation des pesticides, du phosphore et du nitrate dans les applications agricoles, les débris de végétaux, l'écoulement des carburants (accidents de camions-citernes, bateaux...), les ordures ménagères, etc. Tous ces polluants s'infiltrant jusqu'aux aquifères et dégradent la qualité des eaux souterraines.

1.3 L'exploration karstique

1.3.1 L'exploration : une nécessité pour agir

Compte tenu de l'augmentation de la demande mondiale en eau douce, de la limitation des ressources d'approvisionnement en eau, de l'impact environnemental sur les réserves d'eau et de la situation globale dans le monde sur la problématique de l'eau, il est primordial de conserver et de protéger nos réserves naturelles d'eau douce, que sont les aquifères karstiques. Mais pour protéger l'eau dans les aquifères karstiques, il faut avoir la connaissance de leur hydrodynamisme qui est lié directement à la structure et la géométrie du réseau. En ayant ces informations, nous serons capables de comprendre la dynamique de recharge et décharge du réseau, ainsi que la circulation des flux d'eau dans les aquifères et leur interaction avec les eaux de surface que ce soient les eaux des lacs et des rivières ou même les eaux des mers et des océans. Toutes ces informations nous permettraient de prédire le devenir de l'eau souterraine à long terme ce qui nous permettrait d'agir d'une part contre la dégradation de la qualité de l'eau, et d'autre part pour la gestion de la consommation de cette eau, afin d'offrir la plus longue durée de vie possible à ces réserves tout en répondant au besoin mondial en eau douce.

Un premier pas pour agir contre la pénurie d'eau sera donc l'exploration des réseaux karstiques souterrains, et plus précisément leur cartographie. Aujourd'hui, la plupart des informations dont nous disposons est collectée principalement par des plongeurs qui partent explorer les karsts. Mais dans un environnement si complexe et parfois très profond, les plongeurs arrivent à des limites infranchissables, que ce soit à cause de la pression élevée, de l'étroitesse des conduits, ou de l'instabilité structurelle de

l'environnement qui peut menacer leur vie à tout moment. C'est pourquoi, des solutions robotisées ont été envisagées afin de pousser l'exploration plus loin, là où l'homme ne peut arriver.

1.3.2 Historique de l'exploration karstique

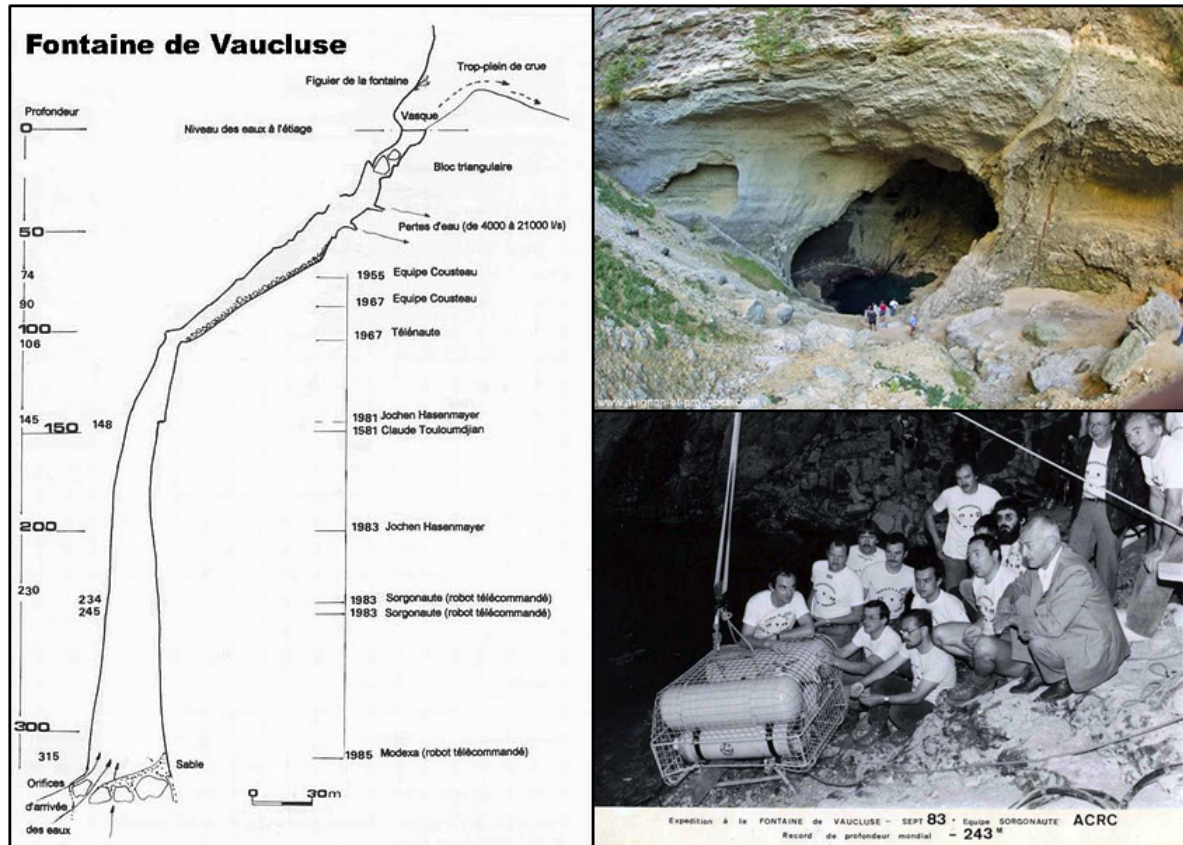


FIGURE 1.3 – A gauche la carte du gouffre de la fontaine de Vaucluse mentionnant les profondeurs atteintes par les différentes missions d'exploration. En haut à droite, l'entrée du gouffre de la fontaine de Vaucluse. En bas à droite, l'équipe SAURGONAUTE lors de l'envoi du *Sorgonaute I* [2].

La première utilisation d'un robot sous-marin pour l'exploration de l'environnement karstique s'est déroulée en 1967. Il s'agissait du *Télémate*, un robot télécommandé de l'Institut Français du Pétrole. Il a pu descendre jusqu'à 106m dans le gouffre de la fontaine de Vaucluse, la plus importante exsurgence de France métropolitaine. Mais sa mission s'est arrêtée par mesure de précaution car il n'avait pas été conçu pour une telle profondeur. En 1982, une collaboration avec Renault donne naissance à un nouveau robot spécialement conçu pour l'exploration du gouffre de la fontaine de Vaucluse, le *Sorgonaute*, qui est aussi un robot télécommandé par l'intermédiaire d'un câble ombilical. Il part en septembre 1983 et il marque un record mondial de profondeur en arrivant jusqu'à 243m, mais il est arrêté par la longueur de son câble. Par la suite, d'autres versions ont été conçues : *Sorgonaute II* (1986), *Sorgonaute III* (1986) et *Sorgonaute IV* (1988). Elles ont toutes été perdues au cours de leurs missions en laissant leurs câbles coincés dans le gouffre. D'autres inspections ont été réalisées sur le même site par le robot *Spélénaute* (1989-1993-1996), qui s'est bloqué

à 164 mètres à cause d'un câble abandonné lors d'une précédente mission [2]. Tous ces robots possédaient des caméras optiques pour filmer l'intérieur du gouffre mais aussi pour aider au pilotage. Ces expéditions ont permis d'identifier une sérieuse problématique qui est la gestion du câble ombilical utilisé pour téléopérer les robots sous-marins.

Dans une perspective d'amélioration des performances des robots sous-marins pour les environnements confinés, des capteurs acoustiques ont été embarqués. En effet, ils apportent de nombreux avantages tels que les mesures fiables de distance, y compris dans les milieux turbides tels que peuvent l'être les karsts, ainsi que leur basse consommation énergétique.

Durant les 20 dernières années, d'autres tentatives d'exploration ont été menées en ajoutant des systèmes acoustiques sur les robots. En 2003, la NASA a sponsorisé un projet qui a mené à développer le robot *DEPTHX*, équipé de 46 sonars [20]. Mais ce système était dédié à l'exploration en vertical (comme dans les gouffres) et n'était pas adapté aux environnements à géométrie complexe. Le robot *Sparus*, conçu pour explorer des karsts, a été équipé de deux sonars profilométriques, un dans le plan vertical et l'autre dans le plan horizontal. Ces profilomètres fonctionnaient entre 600 kHz et 1 MHz environ et nécessitaient entre 5 secondes et 25 secondes pour compléter un balayage de 360° [21]. L'un des principaux inconvénients d'un tel système était le temps qui lui fallait pour accomplir une rotation complète. Par conséquent, le robot devait avancer lentement pour s'adapter à ce manque d'information. Le robot *UNEXMIN*, issu d'un projet européen, conçu pour explorer les mines immergées, utilisait un sonar multi-faisceaux ainsi que d'une caméra et d'un scanner laser [22].

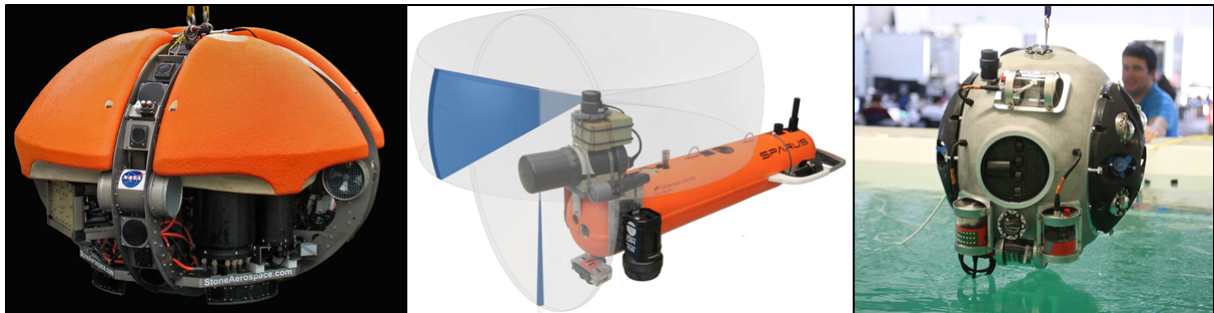


FIGURE 1.4 – A gauche *DEPTHX*, au centre *Sparus*, à droite *UNEXMIN*.

1.3.3 Le projet ALEYIN

Le projet ALEYIN consiste à développer un robot sous-marin innovant, dont la mission principale sera l'exploration et l'inspection du réseau karstique immergé, afin d'apporter des solutions pour la protection et la gestion active de la réserve d'eau souterraine. Le nom ALEYIN désigne le dieu des sources et des cours d'eau chez les Phéniciens : il faisait jaillir les sources d'eau et était leur garant de l'approvisionnement en eau.

Parmi les principaux défis auxquels le projet ALEYIN doit pouvoir répondre, il y a la gestion du câble ombilical durant l'exploration. À tout moment, il faut rester en communication avec le robot, du moins durant la phase d'exploration. Il existe toujours des décisions que seul l'humain est capable de prendre malgré la progression de l'intelligence artificielle. Et vu que la communication sans fil (par ondes électromagnétiques) n'est pas possible entre la surface et le fond des karsts, le câble ombilical est pour l'instant une obligation. Comme ce câble a été à l'origine des échecs de plusieurs missions, le projet ALEYIN vise à développer un robot semi-autonome qui sera commandé depuis la surface durant la phase d'exploration. Une fois l'heure du retour arrivée, le robot doit pouvoir couper son câble et rentrer seul en s'aidant des différents capteurs et de la carte construite durant la phase d'exploration.

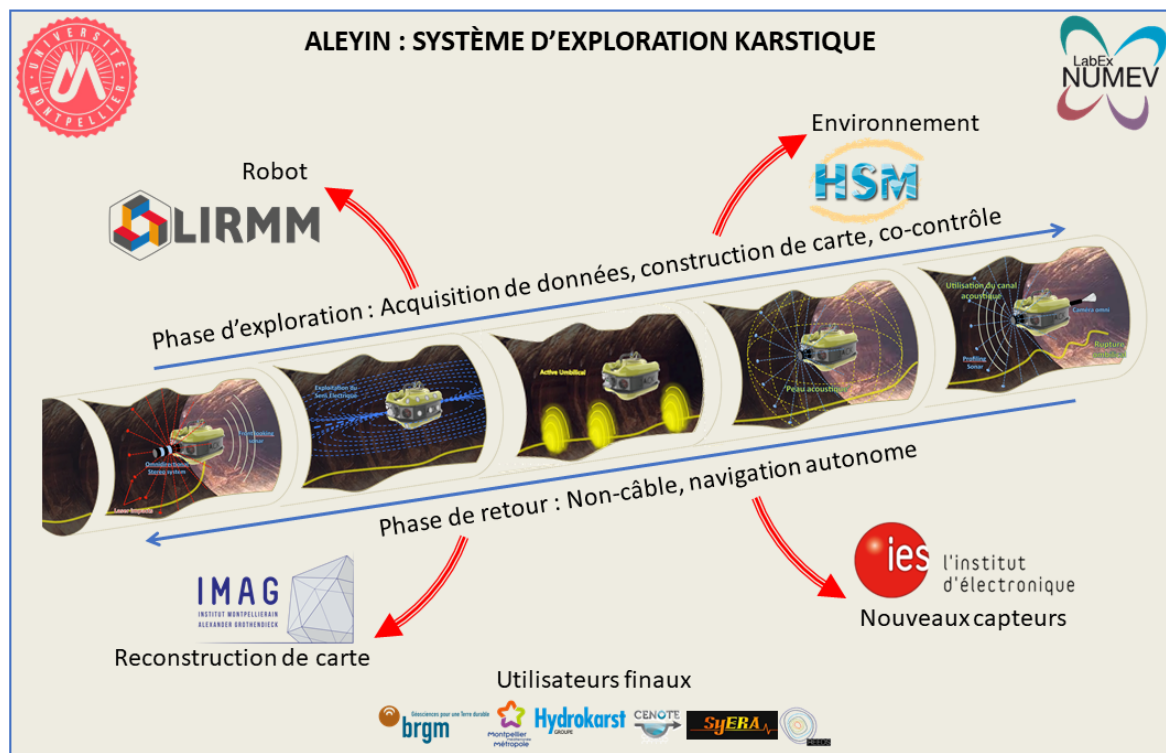


FIGURE 1.5 – Projet ALEYIN et ses partenaires.

Dans un environnement confiné et aussi complexe que les karsts, la gestion autonome de la sécurité du robot est l'un des nombreux défis du projet. Que ce soit durant la phase d'exploration où le robot est commandé, ou dans la phase de retour où il sera autonome, il est capital d'éviter toute collision du robot. En effet, la difficulté d'appréciation de la distance, l'inertie du robot et le temps de latence de l'architecture de contrôle sont tous des phénomènes qui rendent le pilotage très compliqué. Pour cela, le robot doit se doter d'un système assurant sa sécurité en le forçant à s'arrêter ou à s'éloigner quand il détecte des obstacles.

La particularité et la complexité de l'environnement karstique font que les robots sous-marins classiques vendus sur le marché ne sont pas employables. Il est nécessaire d'avoir un robot dont chaque pièce est spécialement conçue pour l'exploration des

environnements confinés. C'est un travail qui nécessite l'implication des roboticiens, des électroniciens, des acousticiens, des mathématiciens et des hydrogéologues, une multidisciplinarité qui enrichit le projet ALEYIN et en fait un vrai défi scientifique. Ce projet présente également un enjeu environnemental, économique et social. Pour le mener avec succès, les compétences de quatre laboratoires de l'Université de Montpellier ont été réunies : le Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier (LIRMM), l'Institut d'Electronique et des Systèmes (IES), l'Institut Montpellierain Alexander Grothendieck (IMAG) et le laboratoire HydroSciences Montpellier (HSM).

1.4 L'acoustique au service de l'exploration karstique

Cette thèse fait partie du projet ALEYIN. Elle est rattachée à l'axe de développement de nouveaux capteurs mené par l'Institut d'Electronique et des Systèmes (IES). Elle consiste à apporter des solutions acoustiques innovantes, implémentables sur le robot d'exploration karstique. Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à deux systèmes :

- le premier est le bouclier acoustique, un système d'écholocalisation pour l'aide à la navigation, l'autosécurité du robot et la cartographie du milieu. Les travaux sur ce système seront la partie principale de la thèse. Nous partirons d'un cahier des charges jusqu'à la validation d'un prototype fonctionnel.
- le second est le système de caractérisation des sédiments dans les eaux turbides. Dans cette thèse, nous montrerons qu'il est possible d'estimer la taille et la concentration des particules par des mesures acoustiques, tout en employant l'approche la plus simplifiée possible avec un minimum de ressources, adapté à une application embarquée.

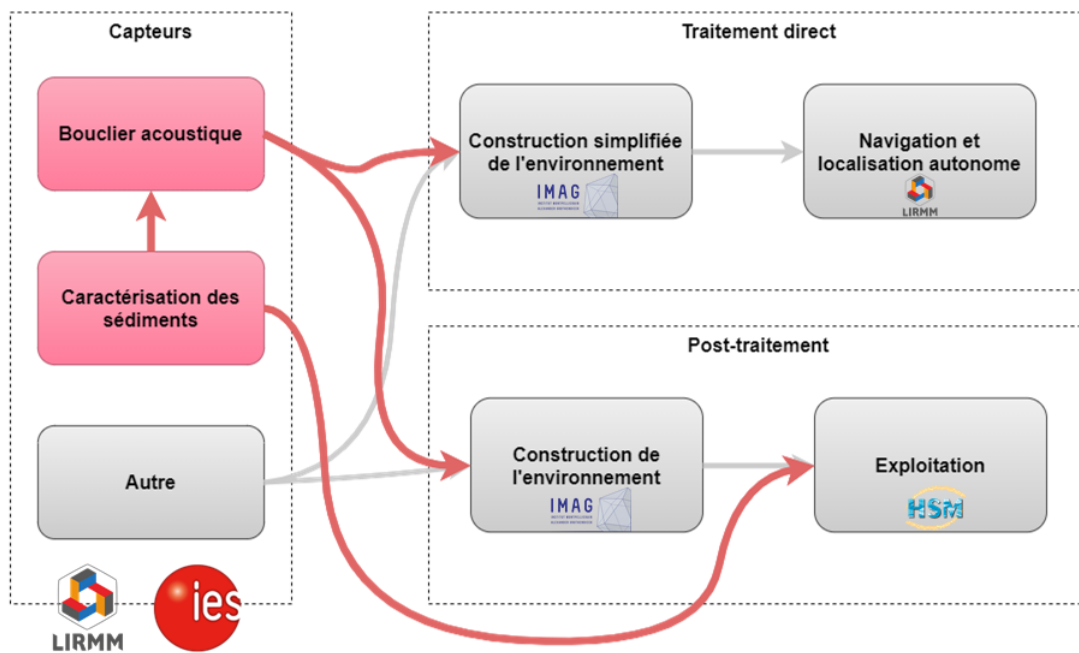


FIGURE 1.6 – Rôle des systèmes acoustiques dans la navigation et l'exploitation.

1.4.1 Le bouclier acoustique

Comme son nom l'indique, c'est un système qui sert avant tout à assurer la sécurité du robot lors de sa navigation dans les environnements confinés. Le but est de développer un système capable de détecter les obstacles autour du robot afin de les éviter, donc d'avoir une zone de sécurité suffisamment large, en éloignant le robot de tout risque de danger. En parallèle, les données collectées serviront à établir la cartographie de l'environnement karstique.

Étant donné que le bouclier acoustique sera monté sur un robot sous-marin, des limitations seront imposées en terme de dimensions, poids, ressources énergétiques et informatiques. De plus, l'environnement subaquatique obscur et turbide limite les types de capteurs utilisables et fait de l'ultrason le candidat le plus favorable pour la mission. Par contre, réussir la "vision" par ultrasons implique un choix de capteurs et de fréquences adapté à la résolution et à la plage de détection souhaitée. En outre, un réseau karstique possède une morphologie complexe et très variable. Cela nous conduit finalement à penser à un réseau de capteurs automatiquement reconfigurable, qui s'adapte aux variations de l'environnement, que ce soit au niveau des propriétés de l'eau ou au niveau des dimensions des cavités souterraines. Ce réseau sera contrôlé par une électronique embarquée.

1.4.1.1 Approche du sujet sur les différents axes de recherche

Passer de la grandeur physique mesurée à une donnée numérique quantitative interprétable par le robot demande une certaine pluridisciplinarité. Dans notre cas, des connaissances en acoustique sous-marine (réflexions sur les parois à morphologie complexe, pertes d'énergie principalement dans l'eau turbide, transducteurs ultrasonores) et en électronique de conditionnement des sonars sont indispensables. Mais ce n'est pas tout, l'aspect robotique et système embarqué demandent d'autres compétences telles que la programmation microcontrôleur, les différents protocoles de communication numérique et la gestion temps réel.

Pour mieux comprendre la place de chaque discipline dans cette étude, nous présentons l'approche du sujet sur les trois principaux axes de recherche. Nous montrerons l'intérêt de chaque axe dans la globalité du système, les missions à accomplir et les contraintes ou problématiques de chacun. Ces axes seront détaillés et étudiés dans les chapitres suivants.

Axe acoustique : le choix des ultrasons est la conséquence de deux principales contraintes. La première est la turbidité de l'eau. En effet, lors de sa navigation, le robot peut traverser des zones où l'eau est turbide. En fonction de la turbidité de l'eau, la visibilité risque de devenir inexistante pour des systèmes optiques. L'acoustique est une approche permettant "de voir" à travers l'eau trouble qui a perdu sa transparence optique. La deuxième contrainte se traduit par le besoin d'une information quantitative en ce qui concerne la position du robot par rapport aux parois de la grotte et aux obstacles. L'interprétation d'une image optique ne permet pas de remonter facilement à une information sur la distance séparant les différents plans, tandis que l'acoustique offre une mesure de distance précise et facilement exploitable.

La solution acoustique est donc adaptée, mais d'autres contraintes viennent rendre son application relativement complexe. En effet, la turbidité de l'eau induit une atténuation supplémentaire de l'onde. Elle dépend du rapport entre la fréquence de l'onde et la taille des sédiments en suspension dans l'eau et elle peut être suffisamment importante

pour atténuer totalement le signal. Une solution pourrait être d'augmenter la puissance d'émission, mais l'aspect confiné de l'environnement karstique favorise le phénomène de réverbération dû aux multiples aller-retours de l'onde dans l'environnement. Ceci pourrait induire un niveau de bruit acoustique suffisamment fort pour noyer les échos contenant l'information utile. Il faut donc trouver un compromis. Par ailleurs, l'irrégularité des parois du karst et la complexité de leur forme réduisent les réflexions vers les capteurs. Il faut donc trouver des configurations adaptées de réseau de capteurs pour garantir la détection de ces ondes.

Des premiers essais avec des systèmes vendus sur le marché, comme profilomètre, sonar et caméra acoustique, ont été réalisés antérieurement sur le robot *Ulysse* (figure 1.7) développé dans le cadre du projet ALEYIN. Mais ils ont tous montré des défauts que ce soit en terme de temps d'acquisition, de couverture spatiale ou d'incompatibilité puissance-fréquence.

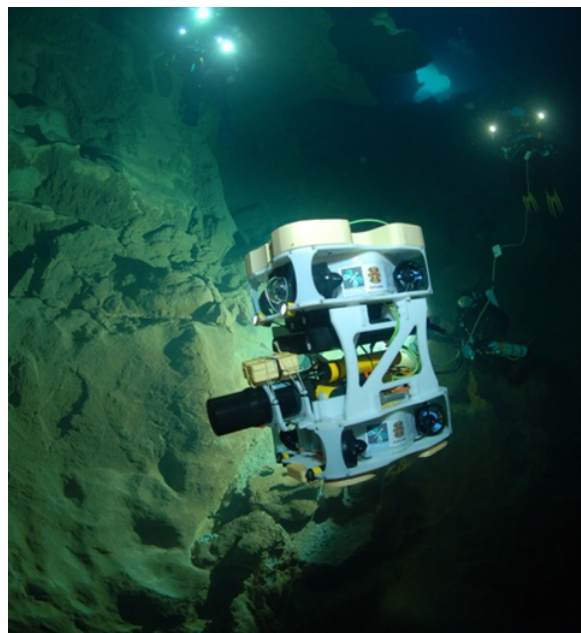


FIGURE 1.7 – Le robot *Ulysse* équipé d'un sonar profilométrique, d'une caméra acoustique et d'un DVL (*Doppler Velocity Log*).

L'objectif de l'axe acoustique est de comprendre le comportement de l'onde dans l'environnement karstique, que ce soit au niveau des pertes au cours de la propagation, principalement dans l'eau turbide, ou au niveau des réflexions sur les parois complexes. La compréhension de ces phénomènes permettra d'identifier le transducteur optimal pour une mesure de distance dans cet environnement : principalement sa fréquence d'émission et son diamètre. Ensuite viendra l'étude de la configuration du réseau (emplacement des capteurs) ainsi que l'utilisation synchronisée des capteurs afin de générer des faisceaux acoustiques particuliers.

Axe électronique : le transducteur est le convertisseur électroacoustique, pour l'émission comme pour la réception. Il doit être accompagné de circuits électroniques de conditionnement, afin d'assurer la bonne excitation d'une part et la mise en forme du signal mesuré en forme avant son traitement d'autre part.

Pour le circuit d'émission et afin de profiter des performances maximales du transducteur, le signal doit avoir une fréquence proche, voire égale à la fréquence de résonance du transducteur. De plus, une adaptation d'impédance entre le circuit d'émission et le transducteur permettra d'en maximiser l'efficacité.

Pour la réception, le but est de convertir le signal brut mesuré aux bornes du capteur en une donnée de distance. Traditionnellement, cela se fait par de l'amplification et du filtrage afin de mettre en évidence les échos détectés. Une fois que le signal est exploitable, différentes techniques peuvent être employées pour déduire la distance à partir de la mesure de temps de propagation.

L'objectif de l'axe électronique est de mettre en place les circuits de conditionnement d'émission et de réception adaptés, pour garantir des mesures de distances stables et sûres, tout en prenant en compte les contraintes de dimensions et de consommation d'énergie.

Axe robotique et système embarqué : contrairement aux différentes tâches gérées par l'unité centrale (CPU) propre au robot (calcul de la commande, communication, etc), notre bouclier acoustique sera indépendant. Il assurera d'une manière autonome la gestion du réseau de capteurs, la mesure de distance et l'analyse des données. Ces données de distance seront transmises au robot pour agir en fonction de la situation.

Un des rôles principaux de notre système sera de reconfigurer le réseau à chaque fois que les mesures ne répondent pas à la fiabilité attendue. Il agira soit au niveau de l'ordre d'intervention des transducteurs, soit au niveau de la configuration du signal d'émission ou même au niveau du protocole de traitement. Cette capacité de reconfiguration et de correction sera le point fort de notre système de détection, qui va lui permettre de s'adapter aux variations environnementales dans le milieu d'exploration.

De plus, il sera important d'avoir un algorithme capable de garantir une capacité de commande de plusieurs cartes et de collecte de données sans que cela induise un ralentissement. Cela ne se résoudra pas par une simple exécution rapide des instructions, mais par la gestion intelligente du temps et de la priorité des commandes.

Concrètement, l'objectif de l'axe robotique et système embarqué est de mettre en œuvre un microcontrôleur gérant le réseau de capteurs sur les trois missions qui sont l'émission acoustique, la réception de données de distance et la reconfiguration du réseau. Cela ne sera garanti qu'en employant l'algorithme optimal permettant d'accomplir toutes ses tâches avec plusieurs capteurs dans un temps adéquat.

1.4.1.2 Gestion du projet : le Cycle en V

Devant l'ampleur de la tâche à réaliser et la pluridisciplinarité du sujet, il était important de partir dès le début avec une vision globale et structurée des différentes phases du projet et de prédéfinir l'ordre des étapes en allant du cahier des charge jusqu'au produit final sans manquer aucune phase dans le processus de développement. Cette organisation sera utilisée durant la thèse, mais aussi au delà pour permettre une continuité de travail cohérente. Pour cela, nous avons eu recours à la méthode du cycle en V ([figure 1.8](#)).

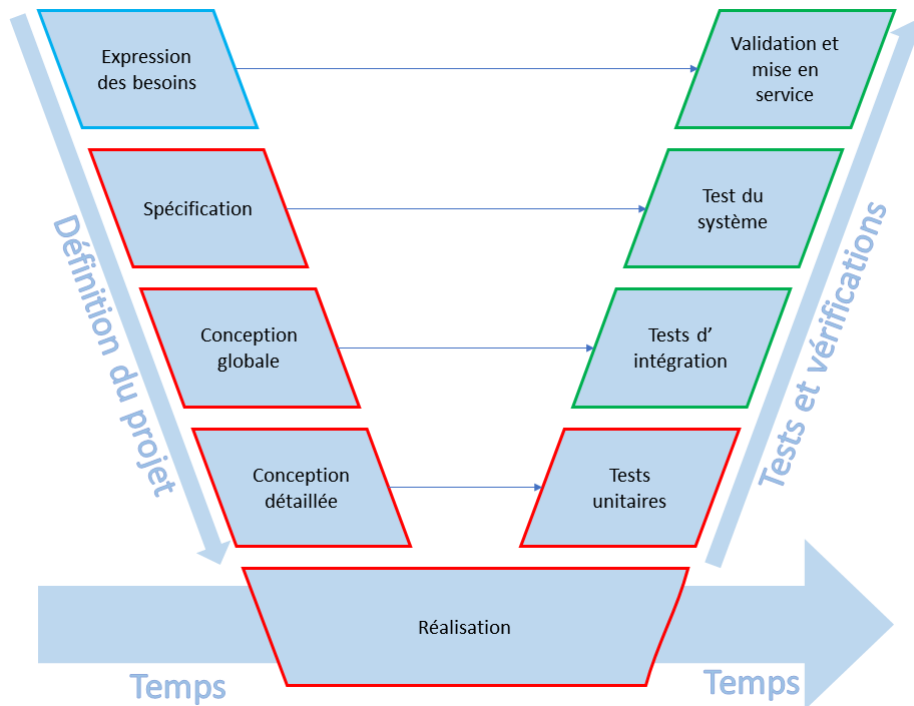


FIGURE 1.8 – Le cycle en V.

La méthode du cycle en V est un modèle de gestion de projet permettant de définir et d'organiser le déroulement d'un projet en décrivant toutes les étapes du cycle de vie, en allant du besoin, en passant par la conception puis la réalisation, jusqu'à arriver à la validation. Nous distinguons alors trois grandes phases dans le cycle en V : la phase avant-projet exprimée par l'expression des besoins, la phase de mise en œuvre exprimée par la spécification, la conception, la réalisation et les tests unitaires et finalement la phase de validation représentée par les tests de vérification. Dans la forme, les phases d'avant-projet et de mise en œuvre constituent la partie descendante du diagramme, qui représente les étapes de définition du projet. La phase de validation constitue la partie ascendante du diagramme, qui représente les étapes de vérification. L'emplacement des étapes n'étant pas aléatoire, chaque étape de la partie descendante se retrouve en face des tests de vérification appropriés de la partie ascendante.

Avant-projet :

- **Expression des besoins :** au cours des travaux de développement du robot dans le projet ALEYIN et suite à des tests de vérification, il a été conclu que les systèmes du commerce tels que les profilomètres acoustiques et les échosondeurs ne sont pas adaptés à l'environnement de l'application. D'où est apparu l'intérêt de développer un système d'écholocalisation dédié aux environnements confinés. Le besoin est de pouvoir détecter les obstacles autour du robot afin de les éviter et de collecter des mesures de distances qui serviront à la reconstruction d'une carte de l'environnement exploré. Ce besoin est plus détaillé dans le cahier des charges ([annexe A](#)). Ce besoin a abouti à cette thèse qui a pour principal objectif de fournir un prototype sur mesure, tout en tenant compte du budget alloué et des ressources matérielles et personnelles disponibles.

Mise en œuvre :

- **Spécification** : cette étape consiste à redéfinir les fonctionnalités attendues du système, sans entrer dans les détails techniques. Pour notre bouclier acoustique, les principales fonctionnalités attendues sont la détection des obstacles autour du robot par mesure de distance, l'utilisation des ultrasons comme technique de mesure de distance, l'auto adaptation du système avec la morphologie de l'environnement pour garantir des mesures fiables pour une plage de mesure allant de 0,5m à 5m, etc. Ces fonctionnalités sont détaillées dans un document des spécifications qui mentionne également les tests à prévoir permettant de valider chacune des fonctionnalités ([annexe A](#)).
- **Conception globale** : la conception globale consiste à préciser la structure grossière du système en le découpant en sous-parties ([section 4.2](#)). Dans notre cas, nous allons préciser trois principales sous-parties matérielles : les capteurs, l'électronique pour ultrasons et le microcontrôleur, ainsi qu'une sous-partie logicielle qui est le programme de contrôle. Le fonctionnement de notre système sera donc comme suit : le microcontrôleur qui est le chef d'orchestre, à travers le programme intégré, gère et configure l'électronique de conditionnement, qui pilote à son tour les capteurs. La conception de chacune de ces sous-parties sera présentée dans l'étape de conception détaillée.
- **Conception détaillée** : concernant les capteurs, l'objectif sera de faire le bon choix au niveau des éléments actifs et de leur configuration spatiale. Il faudra tout d'abord étudier le comportement des ondes ultrasonores dans le milieu karstique, plus précisément les pertes de propagation ([section 2.3](#)) et les réflexions d'onde dans les environnements complexes ([section 2.4](#)). Cela nous renseignera sur la fréquence et le diamètre des capteurs et sur la configuration du réseau ([section 4.3](#)). Au niveau de l'électronique, l'objectif sera d'avoir une chaîne de conditionnement qui garantit des signaux interprétables sur toute la gamme de détection souhaitée ([section 4.4](#)). Par suite, le microcontrôleur aura pour rôle d'établir la communication avec l'électronique reliée aux capteurs et le robot pour assurer le transfert des données et des commandes ([section 4.5](#)). Finalement, la partie logicielle, implémentée dans le microcontrôleur, devra avoir un certain niveau d'intelligence pour gérer efficacement les cartes électroniques et les autoconfigurer à chaque fois que cela sera nécessaire ([section 4.6](#)).
- **Réalisation** : comme son nom l'indique, c'est l'étape de réalisation, dans laquelle les capteurs et les circuits seront fabriqués, le microcontrôleur programmé et le banc expérimental monté pour procéder aux tests de vérification.
- **Tests unitaires** : ce sont les tests à réaliser pour valider le fonctionnement de chacune des sous-parties de système séparément, avant de les associer.

Validation :

- **Tests d'intégration / Tests du système / Validation et mise en service** : dans cette étape, les tests prédéfinis dans les phases de conception globale ainsi que la phase de spécification seront appliqués pour vérifier la conformité du système avec les fonctionnalités attendues afin de le valider et le mettre en service ([chapitre 5](#)).

1.4.2 Caractérisation des sédiments par ultrasons

L'étude de l'interaction entre l'onde acoustique et les sédiments en suspension présente un double intérêt. D'une part, elle interviendra dans l'étude du choix des capteurs du bouclier acoustique à travers l'estimation de la portée de l'onde dans les eaux turbides. Cela permettra de concevoir un système acoustique adapté aux spécificités du milieu karstique. D'autre part, elle offrira la possibilité de recueillir des informations sur les sédiments en suspension, telles que leur taille et leur concentration. Ces données sont capitales sachant qu'elles sont directement liées à la qualité des eaux souterraines. [23–27].

En effet, aujourd'hui, la mesure de la turbidité peut être très basique avec des simples mesures de transparence de l'eau, mais peut être poussée jusqu'à la caractérisation complète des sédiments et l'obtention d'un diagramme de distribution de taille des particules. Ce sujet est toujours d'actualité et fait l'objet de nombreuses études [28–31].

Les systèmes développés de nos jours sont principalement des appareils de laboratoire nécessitant des ressources importantes sur le plan énergétique et informatique. Ils demandent également l'intervention d'un opérateur et ne sont pas compatibles pour être implémentés sur un robot sous-marin semi-autonome.

Notre but est de prouver la faisabilité d'un système permettant d'avoir une estimation quantitative des caractéristiques des sédiments. Ce système doit également répondre aux contraintes imposées par l'application robotique : il faut qu'il soit miniaturisé, léger et ne nécessitant pas de grosses ressources énergétiques et informatiques. Il nous faut donc privilégier l'approche la plus simple possible, sans nuire à la qualité et la fiabilité des résultats ([chapitre 3](#)).

Chapitre 2

Acoustique théorique dans le milieu subaquatique

Sommaire

2.1	Introduction	22
2.2	Notions générales	22
2.2.1	Acoustique et ultrasons	22
2.2.2	Principaux paramètres	24
2.3	Le coefficient d'atténuation dans le milieu de propagation	25
2.3.1	Atténuation dans l'eau douce	26
2.3.1.1	Interaction onde-eau	26
2.3.1.2	Modélisation des pertes dans l'eau	26
2.3.2	Atténuation à travers les sédiments en suspension	27
2.3.2.1	Les trois types de suspension	27
2.3.2.2	Interaction onde-particules	28
2.3.2.3	Modélisation des pertes à travers les sédiments	28
2.4	Réflexion et rétrodiffusion	39
2.4.1	Réflexion sur une interface	39
2.4.1.1	Cas d'une interface plane : réflexion spéculaire	39
2.4.1.2	Cas d'une interface rugueuse : réflexion diffuse	40
2.4.2	Rétrodiffusion par une cible	41
2.4.2.1	Indice de cible	41
2.4.2.2	Section efficace de diffusion	42
2.5	Transducteur ultrasonore	42
2.5.1	Composition d'un transducteur en céramique	42
2.5.2	Caractéristiques d'un transducteur	43
2.5.3	Caractéristiques du faisceau émis par un transducteur	44
2.6	Synthèse	45

2.1 Introduction

Que ce soit pour le développement du bouclier acoustique ou pour l'étude de la faisabilité d'un système de caractérisation des sédiments, il est indispensable de poser quelques bases théoriques liées à la propagation d'ondes ultrasonores en milieu confiné.

Nous commencerons par la définition des principaux paramètres acoustiques employés. Ensuite, nous nous intéresserons aux pertes d'énergie, qui sont indispensables dans l'estimation de la portée et du choix des capteurs. Nous détaillerons en particulier les pertes dues aux particules en suspension, afin de s'en servir dans l'étude de la faisabilité d'un système de caractérisation des sédiments dans les eaux turbides. Par la suite, nous présenterons la théorie de la réflexion sur les parois et obstacles à morphologie complexe afin de l'utiliser dans l'interprétation des essais expérimentaux de validation du bouclier acoustique. Finalement, nous exposerons les principales caractéristiques d'un transducteur et du faisceau émis. Ces caractéristiques serviront également dans l'étude du choix des capteurs.

2.2 Notions générales

2.2.1 Acoustique et ultrasons

L'acoustique est la science qui étudie la propagation des ondes mécaniques. En effet, lorsqu'une particule subit un ébranlement mécanique, elle oscille autour de sa position d'équilibre. La vibration de cette particule est transmise aux particules voisines, qui la retransmettent à leur tour. La perturbation se déplace en s'éloignant de la source, ce qui se traduit par la propagation d'une vibration acoustique. Il est donc nécessaire d'avoir un support matériel (solide ou fluide) pour la propagation d'une telle onde.

Sur une plus grande échelle, le mouvement des particules, suite à l'ébranlement, crée des zones de compression et de dilatation au sein de la matière. Une onde acoustique est donc une propagation d'une pression (p) appelée pression acoustique ou surpression acoustique [32].

On distingue trois catégories d'ondes en fonction de la fréquence :

- les ondes sonores, qui correspondent au domaine audible, dont les fréquences s'étendent de 20 Hz à 20 kHz .
- Les ondes ultrasonores, dont les fréquences sont supérieures à 20 kHz .
- Les ondes infrasonores, dont les fréquences sont inférieures à 20 Hz .

Les ondes ultrasonores sont classées selon le mode de vibration des particules dans le milieu de propagation ou selon leur répartition dans l'espace.

Les ondes longitudinales et les ondes transverses : quand la longueur d'onde est très petite par rapport au volume du système étudié, ce sont les deux principaux types d'ondes considérés. Ils correspondent à une propagation en volume. Dans le cas contraire, il existe d'autres types tels que les ondes de surface, les ondes de Lamb ... Ces derniers sont des modes guidés, ils n'interviennent pas dans notre étude.

Les ondes sont dites longitudinales ou de compression, lorsque les particules vibrent parallèlement au sens de propagation. Ces ondes se propagent dans les solides, les liquides et les gaz.

Les ondes sont dites transversales ou de cisaillement, lorsque les particules vibrent perpendiculairement au sens de propagation. Ces ondes se propagent principalement dans les solides. Elles n'arrivent pas à se propager efficacement dans les fluides sauf dans les liquides très visqueux.

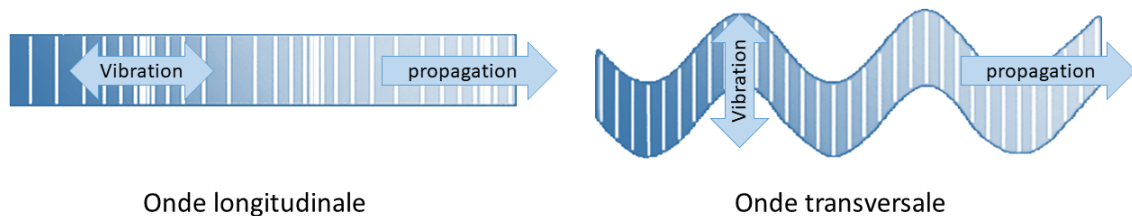


FIGURE 2.1 – Illustration de la direction de vibration des particules par rapport au sens de propagation. À gauche onde longitudinale, à droite onde transversale

Les ondes planes et les ondes sphériques : elles sont caractérisées par un front d'onde dans l'espace. Ce dernier est défini par la surface contenant les particules dans le même état vibratoire.

Les ondes sont dites planes lorsque les surfaces d'onde forment des plans parallèles. Ces ondes se propagent dans une seule direction et conservent leur amplitude de vibration dans un milieu sans pertes. Ce type d'onde n'est pas réaliste. Il est utilisé comme approximation afin de simplifier les calculs.

Les ondes sont dites sphériques lorsque les surfaces d'onde forment des sphères concentriques à partir de la source d'émission. Ces ondes divergent et se propagent dans plusieurs directions. L'amplitude de vibration de ces ondes décroît au cours de la propagation par l'effet de divergence géométrique. Cette décroissance est inversement proportionnelle au rayon (R) de la sphère dans laquelle se trouve le front d'onde.

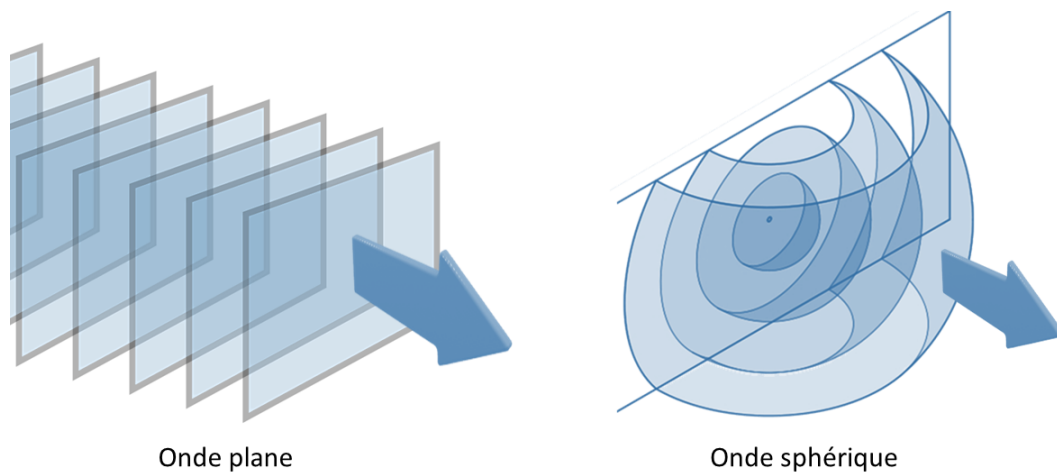


FIGURE 2.2 – Fronts d'onde. À gauche onde plane. À droite onde sphérique

2.2.2 Principaux paramètres

Vitesse de son : la vitesse (c) de propagation d'une onde ultrasonore est une caractéristique propre au milieu de propagation et au type de l'onde. Elle peut être calculée à partir des propriétés du milieu telles que la masse volumique (ρ), le module de Young (E) et le coefficient de Poisson (ν). La vitesse dépend également du mode de propagation. Nous distinguons alors la vitesse longitudinale (c_L) et la vitesse transversale (c_T). Pour un milieu infini, les expressions de ces vitesses sont données par :

$$c_L = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \times \sqrt{\frac{1 - \nu}{(1 + \nu)(1 - 2\nu)}} \quad (2.1)$$

$$c_T = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \times \sqrt{\frac{1 - \nu}{2(1 + \nu)}} \quad (2.2)$$

Des exemples de valeurs de vitesses longitudinales et transverses sont présentés dans le [tableau 2.1](#) :

Matériau	$c_L [m.s^{-1}]$	$c_T [m.s^{-1}]$	$\rho [kg.m^{-3}]$
Air	340	-	1
Eau	1500	-	1000
Acier	5900	3230	7800
Verre	5660	3420	2500
Argile	1800 – 2200	1000 – 1300	1400 – 2900
Roches sédimentaires	3000 – 5000	1700 – 3000	2700 – 2900

TABLE 2.1 – Valeurs des vitesses longitudinales et transverses d'une onde acoustique dans certains matériaux.

Fréquence et longueur l'onde : la fréquence (f) est une des principales caractéristiques d'une onde. C'est le nombre d'oscillations par seconde, tandis que la longueur d'onde (λ) représente la distance parcourue par l'onde durant une oscillation.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.3)$$

La longueur d'onde est donc la période spatiale, par opposition à la période temporelle $T = 1/f$.

Impédance acoustique : c'est un des paramètres les plus importants pour caractériser un milieu du point de vue acoustique. Elle caractérise la résistance du milieu à la propagation de l'onde. C'est une grandeur locale.

Si p est la surpression acoustique et c_p est la vitesse particulaire, alors, l'impédance acoustique (Z_{aco}) est exprimée par :

$$Z_{aco} = \frac{p}{c_p} \quad (2.4)$$

Pour une onde sphérique divergente :

$$Z_{aco} = \rho c \frac{k}{k - \frac{i}{R}} \quad (2.5)$$

Où $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde, i est le nombre imaginaire et R est la première coordonnée des coordonnées sphériques.

Quand R tend vers l'infini, ou pour une onde plane se propageant dans le sens positive :

$$Z_{aco} = \rho c \quad (2.6)$$

2.3 Le coefficient d'atténuation dans le milieu de propagation

Lors de la propagation d'une onde acoustique dans un milieu, différents phénomènes physiques interviennent et peuvent se traduire par une décroissance exponentielle de la pression tout le long du trajet de cette onde. Ces pertes sont représentées par un coefficient d'atténuation α . La relation principale qui le lie à la pression acoustique est :

$$p(z) = p_0 e^{-\alpha z} \quad (2.7)$$

Où p_0 est la pression acoustique à la position $z = 0$ et $p(z)$ est la pression à une distance z .

Le coefficient d'atténuation peut être exprimé en népers par mètre ($\text{Np} \cdot \text{m}^{-1}$) ou en décibels par mètre ($\text{dB} \cdot \text{m}^{-1}$). Les relations de conversion entre ces deux unités sont présentées dans le [tableau 2.2](#).

$$\begin{aligned} 1 [dB] &= \frac{\ln(10)}{20} & [Np] \\ 1 [Np] &= \frac{20}{\ln(10)} & [dB] \\ &= 20 \log(e) & [dB] \\ &\simeq 8,686 & [dB] \\ \alpha &= -\frac{1}{z} \ln \left(\frac{p(z)}{p_0} \right) & [Np.m^{-1}] \\ &= -\frac{20}{z} \log \left(\frac{p(z)}{p_0} \right) & [dB.m^{-1}] \end{aligned}$$

TABLE 2.2 – Équations de conversion entre le néper et le décibel.

Dans notre environnement d'application qui est le karst, le milieu de propagation principal des ondes est l'eau douce. Mais dans ces réseaux, il est fort probable de se retrouver dans une eau turbide où des sédiments sont en suspension dans l'eau. Ces

particules ont une forte influence sur la propagation des ondes acoustiques, qui se traduit par un coefficient d'atténuation non négligeable. Dans ce cas-là, le coefficient d'atténuation de l'onde acoustique peut être présenté comme étant la somme du coefficient d'atténuation dans l'eau douce (α_{eau}) et celui à travers les sédiments en suspension (α_{sed}).

$$\alpha = \alpha_{eau} + \alpha_{sed} \quad (2.8)$$

2.3.1 Atténuation dans l'eau douce

2.3.1.1 Interaction onde-eau

Dans l'eau, deux mécanismes principaux sont à l'origine de l'atténuation [6] : la viscosité et la relaxation moléculaire.

Une onde acoustique qui se propage dans l'eau, fait vibrer les particules de ce milieu autour de leur position initiale. À ces mouvements s'oppose une force de frottement due à la viscosité de l'eau et qui s'applique entre les molécules d'eau adjacentes. Les pertes dues à ce frottement sont appelées les pertes par absorption, amortissement, viscosité ou atténuation intrinsèque de l'eau. Dans l'eau, ce terme n'est pas négligeable, il constitue le phénomène principal, voire le seul induisant des pertes, si l'eau est pure.

Pour de l'eau contenant des composés ioniques, une nouvelle composante d'atténuation s'ajoute. Elle est due à la vibration de ces composés dans le milieu. Par contre, à partir d'une certaine fréquence, les molécules n'arrivent plus à suivre les variations du champ de pression. Elles deviennent transparentes par rapport à l'onde ce qui réduit les effets de perte. Cette fréquence est nommée la fréquence de relaxation.

2.3.1.2 Modélisation des pertes dans l'eau

Le coefficient d'atténuation dans l'eau (α_{eau}) est représenté par la somme des coefficients d'atténuation des principaux phénomènes cités ci-dessus (la viscosité de l'eau (α_{vis_eau}) et la relaxation moléculaire (α_{relx})). Les principaux éléments induisant une relaxation sont l'acide borique ($\alpha_{H_3BO_3}$) et le sulfate de magnésium (α_{MgSO_4}). L'équation du coefficient d'atténuation est donc donnée par :

$$\alpha_{eau} = \alpha_{relx} + \alpha_{vis_eau} = \alpha_{H_3BO_3} + \alpha_{MgSO_4} + \alpha_{vis_eau} \quad (2.9)$$

Modèle de Fisher et Simmons : en 1977, Fisher et Simmons [33] établissent une équation du coefficient d'atténuation dans l'eau salée. Ils supposent que l'équation 2.9 peut s'écrire de la forme :

$$\begin{aligned} \alpha_{eau} &= \alpha_{H_3BO_3} + \alpha_{MgSO_4} + \alpha_{vis_eau} \\ &= A_1 P_1 \frac{f_1 f^2}{f_1^2 + f^2} + A_2 P_2 \frac{f_2 f^2}{f_2^2 + f^2} + A_3 P_3 f^2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dans l'équation 2.10, les termes correspondent respectivement à l'atténuation due à la relaxation de l'acide borique, à la relaxation du sulfate de magnésium et à la viscosité de l'eau. Les termes A_i sont des polynômes qui dépendent de la température, tandis que les termes P_i dépendent de la pression. Les termes f_1 et f_2 sont respectivement les fréquences de relaxation de l'acide borique et du sulfate de magnésium, qui dépendent de la salinité et de la température de l'eau. Ces fréquences varient respectivement autour des 2 kHz et

100 kHz . Tous les termes de l'équation ont été déterminés avec des approches empiriques ne dépassant pas les 1 MHz . La forme générale proposée a été confirmée dans plusieurs contributions telles que celles de François & Garrison [34,35] et Ainslie & McCollm [36].

Modèle de Dukhin : en 2009, Dukhin [37] représente une équation qui décrit la variation du coefficient d'atténuation d'une onde longitudinale dans un fluide par l'effet de la viscosité. Dans son équation, les termes de la viscosité de volume (η_b) et de la viscosité dynamique (η_s) interviennent dans la viscosité longitudinale (η_l). La viscosité de volume apparaît dans l'équation de Naviers-Stockes et est négligée pour les fluides totalement incompressibles.

$$\alpha_{vis_eau} = \frac{\omega^2}{2\rho c^3} \eta_l = \frac{\omega^2}{2\rho c^3} \left[\frac{4}{3} \eta_s + \eta_b \right] \quad (2.11)$$

Cette relation se démontre facilement en introduisant un module complexe $M^* = M' + iM''$, avec $M'' = \omega \eta_l$ par analogie avec la rhéologie en cisaillement.

Bilan et choix de modèle : étant donné que l'eau des karsts n'est pas salée, les pertes par relaxation moléculaire n'interviennent pas. De plus, nous utiliserons dans la suite des fréquences supérieures aux fréquences de relaxation, au delà desquelles les pertes par relaxation ne seront plus présentes.

Par ailleurs, l'équation de Dukhin [37] est un modèle général appliqué sur les liquides newtoniens et reste valable jusqu'à la fréquence de relaxation de la viscosité de l'eau, qui est très élevée (environ 1000 GHz). Ajoutons que ce modèle a pu prouver son efficacité dans un travail précédent [38].

Par conséquent, nous choisissons d'utiliser seulement l'équation théorique de Dukhin pour modéliser le coefficient d'atténuation dû à la viscosité de l'eau (α_{vis_eau}).

2.3.2 Atténuation à travers les sédiments en suspension

2.3.2.1 Les trois types de suspension

Pour des particules en suspension dans un fluide, nous distinguons trois principales catégories :

1. L'émulsion : il s'agit de gouttes de fluide en suspension dans un autre fluide, lorsque les deux fluides ne se mélangent pas, comme les gouttes d'huile dans l'eau ou les particules d'eau dans les nuages.
2. Les colloïdes : ils correspondent à la suspension d'une ou de plusieurs substances solides ou liquides dans un autre liquide. Les particules en suspension sont dispersées de manière homogène dans le fluide et ne peuvent pas être récupérées par des filtres étant donné que ces particules sont à la même échelle que les éléments constituant le milieu de suspension. Le mélange a des propriétés intermédiaires entre ceux des milieux homogènes et ceux des milieux hétérogènes. Des exemples de colloïdes sont les gels, les colles ou le lait.
3. La suspension : ce terme est également employé pour se référer à un des trois types de suspension. Elle correspond à un mélange de deux substances : les particules solides et le milieu de suspension. Dans ce cas, la taille des particules est plus grande que celle des éléments constituant le milieu de suspension (les molécules). Il est donc

possible de les séparer par filtrage. C'est le cas de la poussière en suspension dans l'air ou du sable en suspension dans l'eau.

Pour l'eau trouble des karsts, il s'agit d'une suspension de particules solides qui sont les sédiments dans l'eau, ce qui correspond à la troisième catégorie.

2.3.2.2 Interaction onde-particules

Lors de la propagation d'une onde acoustique à travers des sédiments en suspension, différents phénomènes se mettent en place. Leur prépondérance dépend principalement du rapport entre le rayon des particules (r) et la longueur d'onde (λ) (figure 2.3).

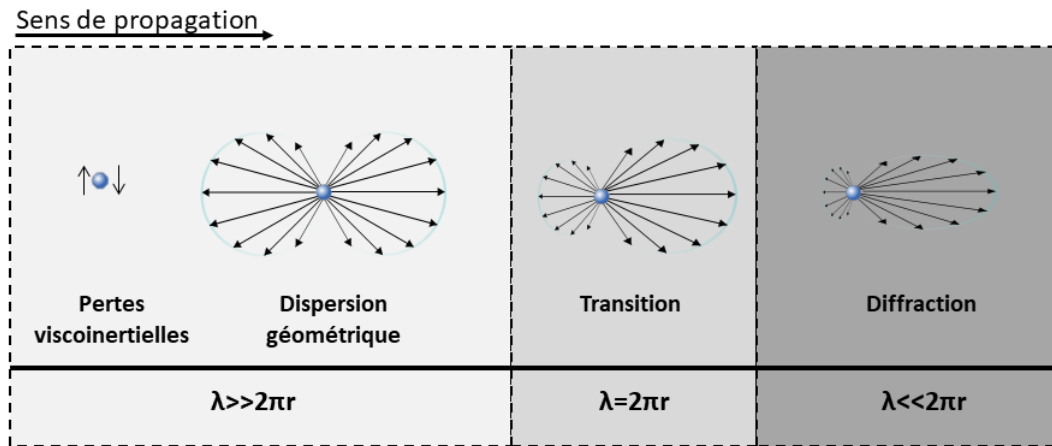


FIGURE 2.3 – Les différents phénomènes résultants de l'interaction entre une onde acoustique et une particule en fonction du rapport entre la longueur d'onde et le rayon des particules.

- Pour des fréquences suffisamment basses pour que $\lambda \gg 2\pi r$, les particules libres oscillent dans le champ acoustique. Ce mouvement est soumis à une force opposée appliquée par la solution entourant ces particules. Ceci génère des pertes d'énergie par friction dues principalement à la viscosité du milieu de suspension. En restant dans la zone $\lambda \gg 2\pi r$, l'onde subit en plus une dispersion géométrique. Lorsque l'onde atteint une particule, l'énergie acoustique est redirigée dans toutes les directions. 50% de l'énergie sont renvoyés dans le sens opposé à celui de l'onde incidente, ce que l'on appelle la rétrodiffusion.
- Quand λ est proche de $2\pi r$, la partie rétrodiffusée commence à décroître progressivement. C'est une transition entre la dispersion géométrique et la diffraction.
- Pour des fréquences supérieures où $\lambda \ll 2\pi r$, l'énergie est diffusée dans le sens d'incidence. La distribution de la puissance dans l'espace ressemble à celle de l'effet de diffraction, d'où son appellation.

2.3.2.3 Modélisation des pertes à travers les sédiments

Depuis le début du XX^e siècle, les pertes dues aux particules ont fait l'objet de très nombreuses études qui se poursuivent encore de nos jours.

Dans ce qui suit, nous présentons une étude bibliographique détaillée dans le but de pouvoir identifier le modèle théorique le plus adapté à notre application.

L'atténuation (α_{sed}) à travers les particules peut être présentée par la somme des coefficients d'atténuation de chacun des trois effets : la viscosité (α_{vis_sed}), la dispersion (α_{disp}) et la diffraction (α_{diff}). (Attention à ne pas confondre l'atténuation due à la viscosité de l'eau (α_{vis_eau}) appelée atténuation intrinsèque de l'eau avec l'atténuation due à la viscosité de l'eau sur les particules en suspension(α_{vis_sed})).

$$\alpha_{sed} = \alpha_{vis_sed} + \alpha_{disp} + \alpha_{diff} \quad (2.12)$$

Modèle de Sewell : l'atténuation d'une onde acoustique à travers des particules en suspension a été étudiée pour la première fois par Sewell en 1910 [39]. Il a étudié théoriquement l'effet des particules d'eau suspendues dans le brouillard et les nuages sur la propagation du son. Dans son modèle, Sewell suppose que les particules sont de forme sphérique, avec un diamètre très petit par rapport à la longueur d'onde ($\lambda \gg 2\pi r$) et que leur concentration est très faible ce qui exclut les interactions entre les particules. Cette dernière hypothèse lui a permis de supposer que l'atténuation due aux particules est additive, donc l'atténuation totale est l'atténuation due à une particule multipliée par leur nombre. De plus, il suppose que ces particules sont fixes dans leur milieu et ne vibrent pas dans le champ acoustique.

$$\alpha_{Sewell} = n\pi r^2 \left[\frac{7}{9}(kr)^4 + 6\frac{v}{cr} + 3\sqrt{2\frac{v}{c}} \right] \quad (2.13)$$

Où, α_{Sewell} est le coefficient d'atténuation, n est le nombre de particules par unité de volume, $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde et $v = \eta_s/\rho$ est la viscosité cinématique du milieu.

En 1940, Hartmann et Focke [40] trouvent un désaccord entre les théories de Sewell et leurs mesures expérimentales pour l'atténuation d'une onde acoustique à travers des particules de lycopode (poudre jaune très légère constituée par les spores de *Lycopodium clavatum*) suspendues dans l'eau. Ce désaccord était principalement dû à l'hypothèse erronée des particules fixes suggérée par Sewell.

Modèle de Lamb : en 1945, Lamb [41] introduit alors la vibration des particules. Il suppose que les particules sont rigides, incompressibles et libres de se déplacer dans leur milieu. En utilisant les théories de Sewell et en calculant le travail de la force appliquée sur une large surface sphérique entourant une particule, Lamb élabore un modèle représentant les variations de l'atténuation en gardant les hypothèses de $\lambda \gg 2\pi r$ et de basse concentration.

$$\alpha_{Lamb} = \frac{n}{2} \left[\frac{4}{9}k^4r^4 \times \pi r^{2+\frac{4\pi H'}{k^2}} \right] \quad (2.14)$$

Où,

$$\begin{aligned} H' &= Re \left(\frac{iA_1(\rho_{sed}-\rho_{eau})}{\rho_{sed}-\rho_{eau}+3\rho_{eau}A_1/k^3r^3} \right) \\ A_1 &= \frac{-(3+3ihr-h^2r^2)k^3r^3}{2h^2r^2} \\ h &= 1-i\beta \\ \beta &= \sqrt{\frac{\omega}{2v}} \end{aligned}$$

α_{Lamb} est le coefficient d'atténuation, ρ_{sed} et ρ_{eau} , sont les masses volumiques des sédiments et de l'eau respectivement et ω est la pulsation.

Modèle d'Urlick : en 1948, Urlick [3] réinterprète les résultats de Lamb et les représente sous la forme d'une équation à deux termes. Le premier représente les pertes par dispersion géométrique et le second les pertes dues à la viscosité du fluide sur les particules. À la différence de Lamb, Urlick utilise l'équation de Stokes décrivant la force appliquée sur une sphère qui flotte dans un liquide visqueux et retrouve le deuxième terme de l'équation de Lamb. Dans son modèle, Urlick prend l'hypothèse des particules rigides, mobiles et de rayon largement inférieur à la longueur d'onde ($\lambda \gg 2\pi r$). Il commente que les pertes dues à la viscosité du fluide sur les particules sont majeures uniquement pour les petites particules à basses fréquences. Il ajoute que ces pertes deviennent plus importantes lorsque la densité des particules ou la viscosité du milieu augmente. Il explique que la différence de vitesse de l'onde dans le liquide et les particules génère des pertes thermiques sur les interfaces. Ces pertes sont directement liées à la viscosité du fluide et des particules. Pour ces dernières, ce phénomène est négligeable car les particules sont rigides. Il donne :

$$\alpha_{Urlick} = \alpha_{disp} + \alpha_{vis_sed} = \frac{C}{2} \left[\frac{1}{6} k^4 r^3 + k(\sigma_\rho - 1)^2 \frac{s}{s^2 + (\sigma_\rho - \tau)^2} \right] \quad (2.15)$$

Où,

$$\begin{aligned} C &= n \frac{4}{3} \pi r^3 \\ \sigma_\rho &= \frac{\rho_{sed}}{\rho_{eau}} \\ s &= \frac{9}{4\beta r} \left(1 + \frac{1}{\beta r} \right) \\ \tau &= \frac{1}{2} + \frac{9}{4\beta r} \end{aligned}$$

α_{Urlick} est le coefficient d'atténuation et C est la concentration volumique de sédiments.

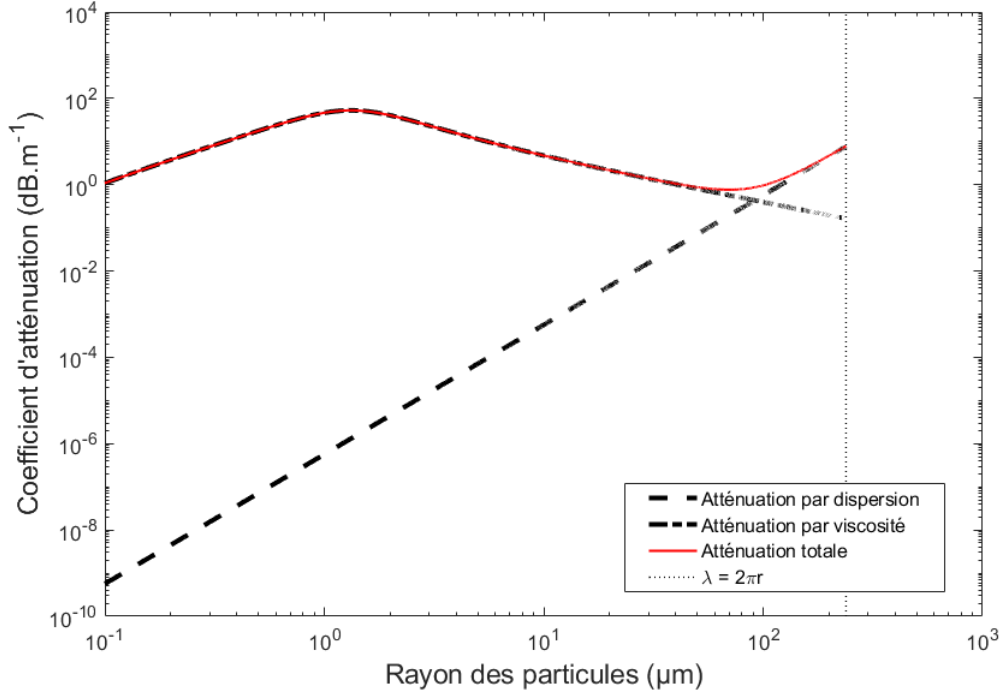


FIGURE 2.4 – Représentation du modèle d'Urlick ($f = 1.10^6$ Hz, $\rho_{sed} = 2600$ kg.m⁻³, $C = 0,1\%$).

La figure 2.4 est une représentation graphique de l'équation d'Urlick pour des particules en suspension dans l'eau, de masse volumique égale à 2600 kg.m⁻³, de concentration

de 0,1% en volume et à une fréquence de 1 MHz . Le terme représentant l'atténuation par dispersion est croissant dans la zone ($\lambda \gg 2\pi r$), ce qui traduit la prépondérance du phénomène de dispersion plus les particules sont grandes, tandis que le terme représentant l'atténuation par la viscosité de l'eau sur les particules croît pour atteindre un maximum puis décroît. En effet, plus les particules sont grandes, plus l'effet de la viscosité est important, mais d'autre part, vu que la concentration est constante, le nombre total de particules diminue, ce qui explique la décroissance de l'atténuation à partir d'une certaine valeur.

Expérimentalement, Urick valide son modèle par des mesures sur du kaolin ($0,9 \mu m$ de diamètre) et du sable fin ($2,2 \mu m$ de diamètre) en suspension dans l'eau, pour différentes concentrations et pour des fréquences allant de 1 MHz à 15 MHz . Pour ces mesures, il utilise un transducteur dirigé vers le fond d'une cuve contenant la solution et il récupère l'amplitude des échos réfléchis pour différentes distances capteur-fond. En ajustant la décroissance des multiples aller-retours, il déduit le coefficient d'atténuation dû aux particules en suspension.

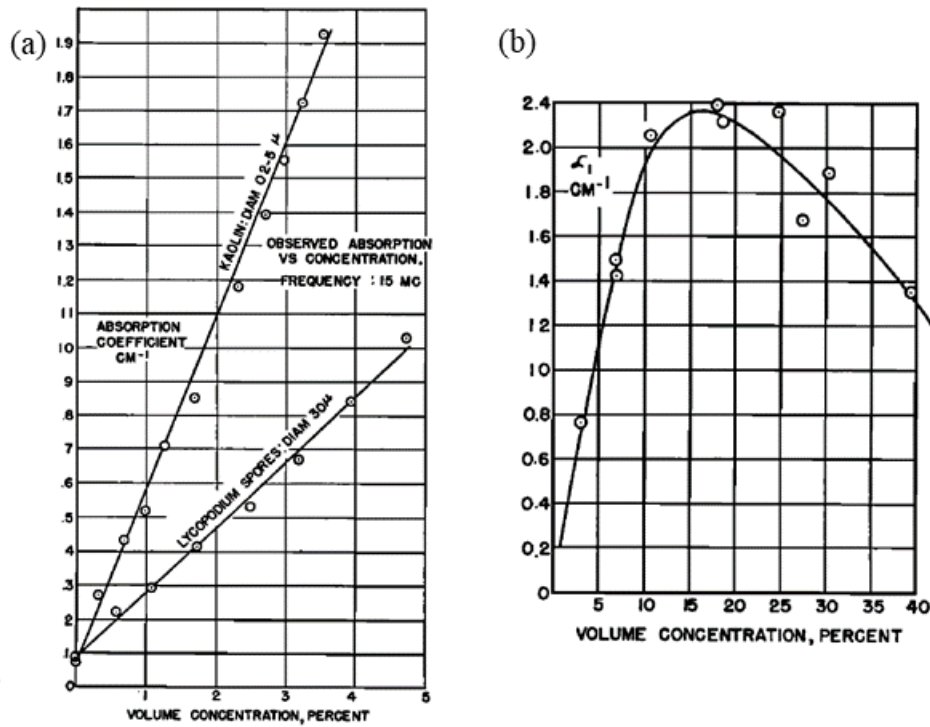


FIGURE 2.5 – Mesures du coefficient d'atténuation (axe vertical en $Np.cm^{-1}$) en fonction de la concentration des particules en volume (axe horizontal en %). (a) pour du kaolin de diamètre $0.2 - 5 \mu m$ et de la poudre de lycopode de diamètre $30 \mu m$ à 15 MHz . (b) pour du kaolin à 1 MHz [3].

La figure 2.5 correspond à des mesures expérimentales effectuées par Urick représentant l'évolution du coefficient d'atténuation en fonction de la concentration des particules. Sur la figure 2.5-a, il constate que pour de basses concentrations de particules, nous retrouvons un comportement linéaire, ce qui est en accord avec l'équation théorique qui décrit le cas des basses concentrations et ce qui valide l'hypothèse de la propriété additive du phénomène atténuant. La figure 2.5-b montre qu'en augmentant la concentration, le comportement linéaire de l'atténuation n'est plus respecté. En effet, pour du kaolin à 1

MHz et à partir d'une concentration volumique de 10%, l'hypothèse de non-interaction entre les particules n'est plus valide.

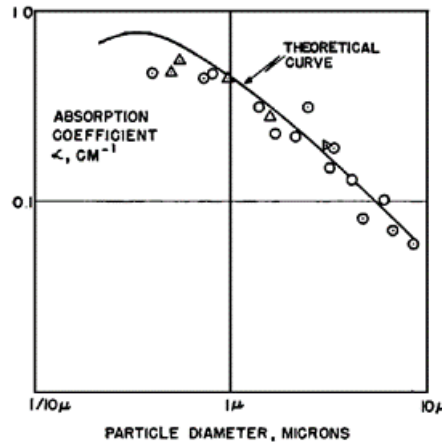


FIGURE 2.6 – Mesures du coefficient d'atténuation (axe vertical en $Np.cm^{-1}$) en fonction du diamètre des particules (axe horizontal en μm) pour du kaolin (Δ) et du sable fin ($\odot$) et une comparaison avec la courbe théorique correspondant (courbe continue) pour une concentration volumique de 1% [3].

La figure 2.6 représente une comparaison entre les mesures expérimentales d'Urlick et son modèle théorique pour l'atténuation en fonction du diamètre des particules. Nous remarquons un bon accord entre la théorie et la pratique. Par contre, Urlick explique que les petits écarts sont dus d'une part au fait que les particules ne sont pas sphériques comme le modèle le suppose et d'autre part aux erreurs dans la création du milieu comme la défloculation incomplète des solides.

Modèle de Morse : en 1948, Morse [42] est le premier à établir une équation pour la zone $\lambda \ll 2\pi r$. Il étudie d'un point de vue théorique la propagation du son à travers un obstacle cylindrique ou sphérique qui a des propriétés élastiques. Ainsi, il établit deux équations, une correspondante à $\lambda \gg 2\pi r$ et l'autre à $\lambda \ll 2\pi r$. Pour un obstacle sphérique :

$$\alpha_{Morse} = \begin{cases} \alpha_{disp} = C \frac{2}{3} k^4 r^3, & \lambda \gg 2\pi r \\ \alpha_{diff} = \frac{3C}{4r}, & \lambda \ll 2\pi r \end{cases} \quad (2.16)$$

Où, α_{Morse} est le coefficient d'atténuation.

Comme chez Sewell, Lamb et Urlick, Morse retrouve le terme en $k^4 r^3$ représentant les pertes par dispersion. Dans sa deuxième équation représentant les pertes par diffraction, Morse trouve que l'atténuation est proportionnelle à la surface de l'obstacle et ne dépend pas de la fréquence.

Campagne expérimentale de Flammer : en 1962, Flammer [4] réalise une campagne de mesure sur des billes bien calibrées, de différentes tailles et de différentes natures (billes de verre, différents sables et oxyde d'aluminium) puis extrait le coefficient d'atténuation et le compare avec les modèles d'Urlick et de Morse.

Pour la zone transitoire où la longueur d'onde est proche de la taille des particules, Flammer propose une estimation empirique, lui permettant de relier les courbes d'Urick et de Morse (figure 2.7).

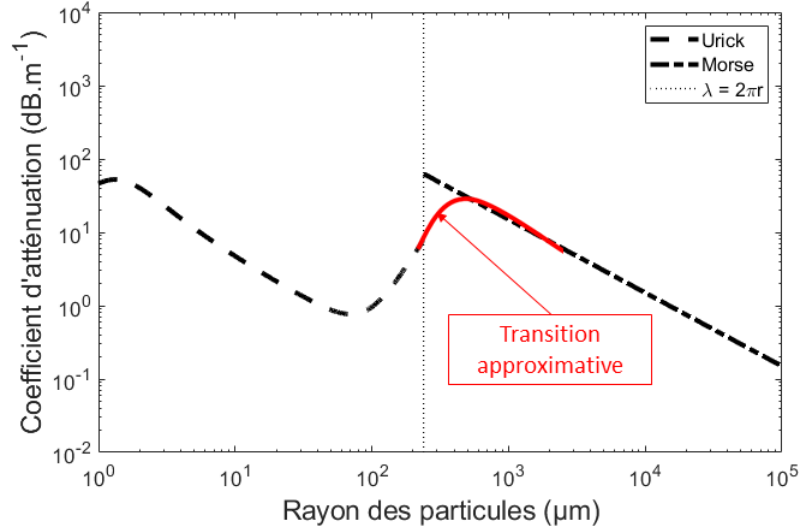


FIGURE 2.7 – Représentation graphique du Modèle d'Urick et de celui de Morse avec une estimation de la transition entre les deux modèles ($f = 1.10^6 \text{ Hz}$, $\rho_{sed} = 2600 \text{ kg.m}^{-3}$, $C = 0,1\%$).

Expérimentalement, Flammer utilise des transducteurs en quartz de $2,5 \text{ MHz}$ et 5 MHz qu'il excite avec un burst à leurs fréquences de résonances et aux trois premières harmoniques. Il place un transducteur face à un réflecteur sur les bords d'une chambre rectangulaire contenant la solution. Pour garantir la suspension des sédiments, il utilise une pompe permettant la circulation de la solution dans le réservoir. Pour calculer le coefficient d'atténuation, il effectue en premier une mesure d'amplitude d'écho avec de l'eau (mesure de référence), puis une autre avec l'eau contenant les particules. En faisant le rapport des deux échos mesurés, il retrouve le coefficient d'atténuation dû aux particules.

La figure 2.8 représente les résultats expérimentaux de Flammer pour des fréquences allant de $2,5 \text{ MHz}$ à 25 MHz et pour des particules allant des $40 \mu\text{m}$ à $1000 \mu\text{m}$. Ces intervalles ont permis de couvrir les trois principaux régimes : Urick ($\lambda \gg 2\pi r$), zone transitoire ($\lambda \simeq 2\pi r$) et Morse ($\lambda \ll 2\pi r$). En comparant aux modèles théoriques, il constate que pour $\lambda \gg 2\pi r$, le modèle d'Urick supposant que les particules sont rigides est plus adapté que celui de Morse qui suppose que les particules sont élastiques. Pour $\lambda \ll 2\pi r$, il propose une correction de l'équation de Morse en ajoutant une dépendance en fonction de la racine cubique de la fréquence.

$$\alpha_{diff} = \frac{2,52C}{2r\lambda^{\frac{1}{3}}}, \quad \lambda \ll 2\pi r \quad (2.17)$$

Flammer introduit également l'effet de la distribution de taille des particules en appliquant des intégrales sur les modèles théoriques décrivant l'atténuation. Il confirme que dans la plupart des cas, la distribution des particules dans la nature suit une loi log-normale. De plus, en se référant à des travaux antérieurs, il confirme que l'approximation de basse concentration éliminant l'interaction entre les particules est valide jusqu'à une concentration de 20% en volume.

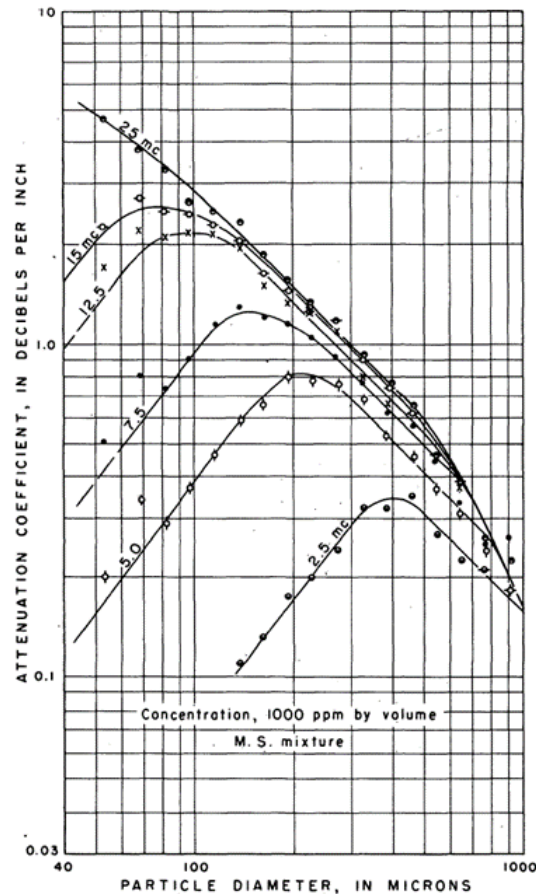


FIGURE 2.8 – Résultats expérimentaux de Flammer comparés aux les modèles théoriques pour différentes fréquences et différentes tailles de particules permettant de couvrir les trois régimes [4]

Anderson, Johnson et Sheng & Hay - "High-pass model" : en 1950, Anderson [43] étudie la diffusion et la diffraction. Mais, contrairement aux autres, il s'intéresse particulièrement à la zone transitoire où la taille des particules est très proche de la longueur d'onde. Anderson n'établit pas une équation du coefficient d'atténuation, mais il le fait pour la section efficace de diffusion, qui est reliée à la probabilité de l'interaction des particules avec l'onde. Ce terme dépend des fonctions de Bessel. Dans ses équations, il suppose que les particules sont rigides, de forme sphérique et loin l'une de l'autre, ce qui élimine les interactions entre les particules.

En 1977, Johnson [44] reprend les équations d'Anderson et les simplifie, pour donner un modèle plus simple de la section efficace de diffusion sans passer par des fonctions de Bessel. Explicitement, Johnson lisse les oscillations du modèle théorique d'Anderson dans la zone transitoire en conservant l'allure générale de la courbe. Comme la forme de son modèle ressemble à celui d'un filtre passe-haut, Johnson appelle son modèle le « *High-pass model* ».

En 1987, Sheng et Hay [45] proposent des améliorations sur le modèle de Johnson, en se basant sur les mesures expérimentales existantes à leur époque, dont celles de Flammer. Ils supposent que cet ajustement permet de prendre en compte des phénomènes qui n'étaient pas traités théoriquement, tels que la forme irrégulière des particules. De plus, Sheng et Hay établissent une équation pour calculer le coefficient d'atténuation. Enfin, ils disent

que leur modèle est aussi bon, même mieux que les modèles supposant que les particules sont rigides et mobiles.

$$\alpha_{Sheng\&Hay} = \alpha_{disp} + \alpha_{diff} = \frac{CK_{\alpha}X^4}{r(1 + \xi X^2 + \frac{4}{3}K_{\alpha}X^4)} \quad (2.18)$$

Où,

$$\begin{aligned} K_{\alpha} &= \frac{1}{6} \left(\gamma_{\epsilon}^2 + \frac{\gamma_{\rho}^2}{3} \right) \\ \gamma_{\epsilon} &= \frac{\epsilon_{sed} - \epsilon_{eau}}{\epsilon_{eau}} \\ \gamma_{\rho} &= \frac{3(\rho_{sed} - \rho_{eau})}{2\rho_{sed} + \rho_{eau}} \\ X &= kr = \frac{2\pi}{\lambda}r \end{aligned}$$

$\alpha_{Sheng\&Hay}$ est le coefficient d'atténuation, ξ est un facteur correctif, ϵ_{eau} et ϵ_{sed} sont les coefficients de compressibilités de l'eau et des sédiments respectivement.

Dans le cas où les particules n'ont pas une taille unique, le terme ξ de l'équation 2.18 permet d'ajuster le tracé de la courbe théorique pour qu'il corresponde mieux avec l'expérimentation pour une valeur intermédiaire de X^2 .

Epstein, Carhart, Allegra et Hawley (ECAH) - ISO 20998 : en parallèle, une autre voie de recherche a vu le jour dès 1941 sur la base des travaux d'Epstein [46] sur les particules en émulsion. Il s'est intéressé au cas des particules élastiques et compressibles. Epstein se base sur les travaux de Sewell et suppose qu'elles sont libres de se déplacer dans leur milieu pour $\lambda \gg 2\pi r$. Par la suite, avec Carhart [47], en 1953, ils introduisent les pertes par effet thermique qui ne se manifestent que si les particules sont très compressibles.

Plus tard, en 2013, une norme ISO a été mise en place [48, 49] en se basant sur les modèles d'Epstein de Carhart et les études postérieures de Allegra & Hawley [46, 47, 50]. Le but de cette norme est de remonter d'une manière précise à la distribution de taille des particules. Elle est adaptée aux émulsions, aux colloïdes ainsi qu'aux particules élastiques et compressibles. En revanche, les équations de cette norme sont très complexes et requièrent des moyens de calcul sophistiqués. Le second inconvénient de cette approche est qu'elle nécessite un grand nombre de paramètres d'entrée en plus de ceux des équations vues précédemment, tels que la capacité, la conductivité et la dilatation thermiques ainsi que les modules de cisaillement et de compressibilité, etc.

Bilan et choix de modèle : cette étude bibliographique montre la multitude des modèles disponibles pour prédire le coefficient d'atténuation au travers des particules en suspension. La figure 2.9 résume les principaux travaux réalisés sur le sujet, ainsi que l'ordre chronologique et les liens entre eux.

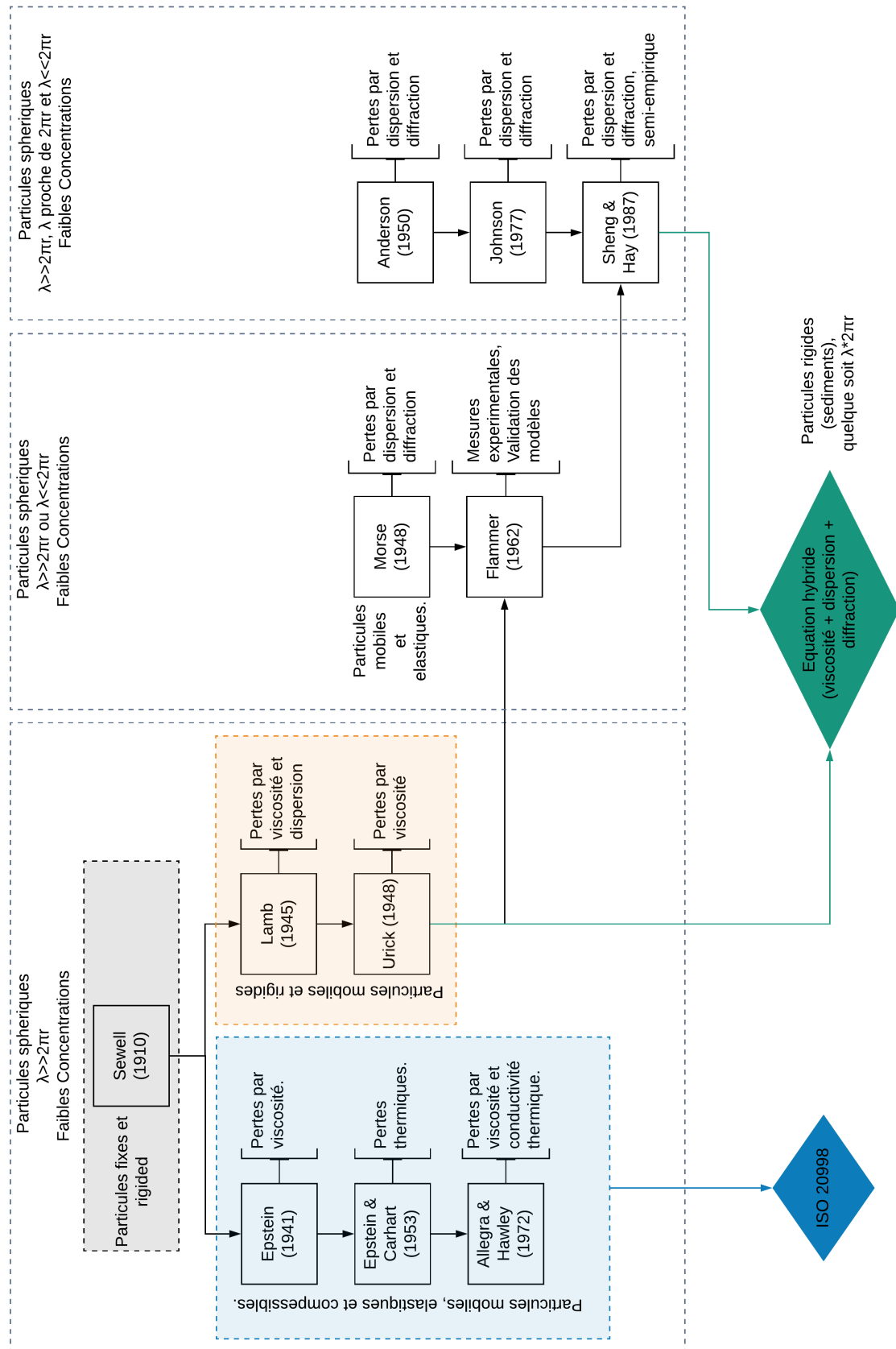


FIGURE 2.9 – Bilan des principaux travaux de modélisation de l'atténuation par des particules en suspension

Sachant que les sédiments en suspension dans l'eau sont des particules rigides, nous allons retenir les modèles d'Urick, Flammer, Anderson, Johnson et Sheng & Hay. Les modèles d'Epstein, Carhart, Allegra et Hawley sont inadaptés à notre application, car ils prennent en compte les phénomènes de pertes thermiques, ainsi que les effets de l'élasticité et de la compressibilité des particules qui sont négligeables, voir inexistants pour les sédiments rigides en suspension.

Urick est le seul à évaluer les pertes dues à la viscosité du milieu sur les particules, tandis que pour les effets de diffusion et de diffraction, deux choix sont possibles.

Le premier est d'utiliser le terme d'Urick (équation 2.15) pour décrire les pertes par dispersion avec le terme de Flammer (équation 2.17) pour décrire les pertes par diffraction. Par contre, l'inconvénient de cette combinaison est le manque d'exactitude dans la zone transitoire entre la dispersion et la diffraction.

Le deuxième est d'utiliser le terme de Shen & Hay (équation 2.18). Ce terme a pour avantage d'englober la zone transitoire. De plus, il repose sur une large base expérimentale très proche de notre application.

Nous proposons donc d'utiliser une équation hybride pour modéliser le coefficient d'atténuation (α_{USH}), résultante d'une combinaison du second terme de l'équation d'Urick et de l'équation de Sheng & Hay. Cette équation est :

$$\begin{aligned} \alpha_{sed} &= \alpha_{USH} \\ &= \begin{cases} C \left[\frac{k}{2} (\sigma_\rho - 1)^2 \frac{s}{s^2 + (\sigma_\rho - \tau)^2} + \frac{K_\alpha X^4}{r(1 + \xi X^2 + \frac{4}{3} K_\alpha X^4)} \right], & \lambda > \pi r \\ C \left[\frac{K_\alpha X^4}{r(1 + \xi X^2 + \frac{4}{3} K_\alpha X^4)} \right], & \lambda \leq \pi r \end{cases} \quad (2.19) \end{aligned}$$

De nos jours, ces deux termes sont parmi les équations les plus employées dans le domaine de la mesure de l'atténuation due aux particules en suspension. Par exemple, pour la partie d'Urick, Brown et al. en 1998 ont étudié les pertes visco-inertielles dans les eaux turbides pour des sonars en zone côtière [51]. Pour la partie de Sheng & Hay, Thorne & Hanes en 2002 présente une synthèse de différentes applications de ce modèle telles que l'étude du transport des sédiments en milieu marin ou leur caractérisation [52]. D'autres auteurs ont utilisé la combinaison de deux termes, tels que Richards et al. [53,54]. En 2010, Landers présente une série d'applications dédiée à la caractérisation des sédiments dans les fleuves et les rivières [55]. En 2014, Carpenter et al présente une étude de caractérisation des eaux boueuses [56].

Pour conforter notre choix de modèles, nous avons comparé des résultats expérimentaux de la littérature trouvés par Flammer [4] à notre équation hybride (équation 2.19). La figure 2.10 représente les courbes de cette comparaison. Ce sont les évolutions du coefficient d'atténuation en fonction du rayon des particules en suspension pour différentes fréquences. Nous constatons un très bon accord entre les points expérimentaux et les courbes théoriques, même dans la zone transitoire qui représentait un défi pour sa modélisation.

Le décrochage de la courbe théorique présent à $\lambda = 2\pi r$ est dû à l'interruption du modèle d'Urick et la poursuite avec celui de Sheng & Hay uniquement. Ce saut peut être plus ou moins important selon la fréquence et la taille des particules.

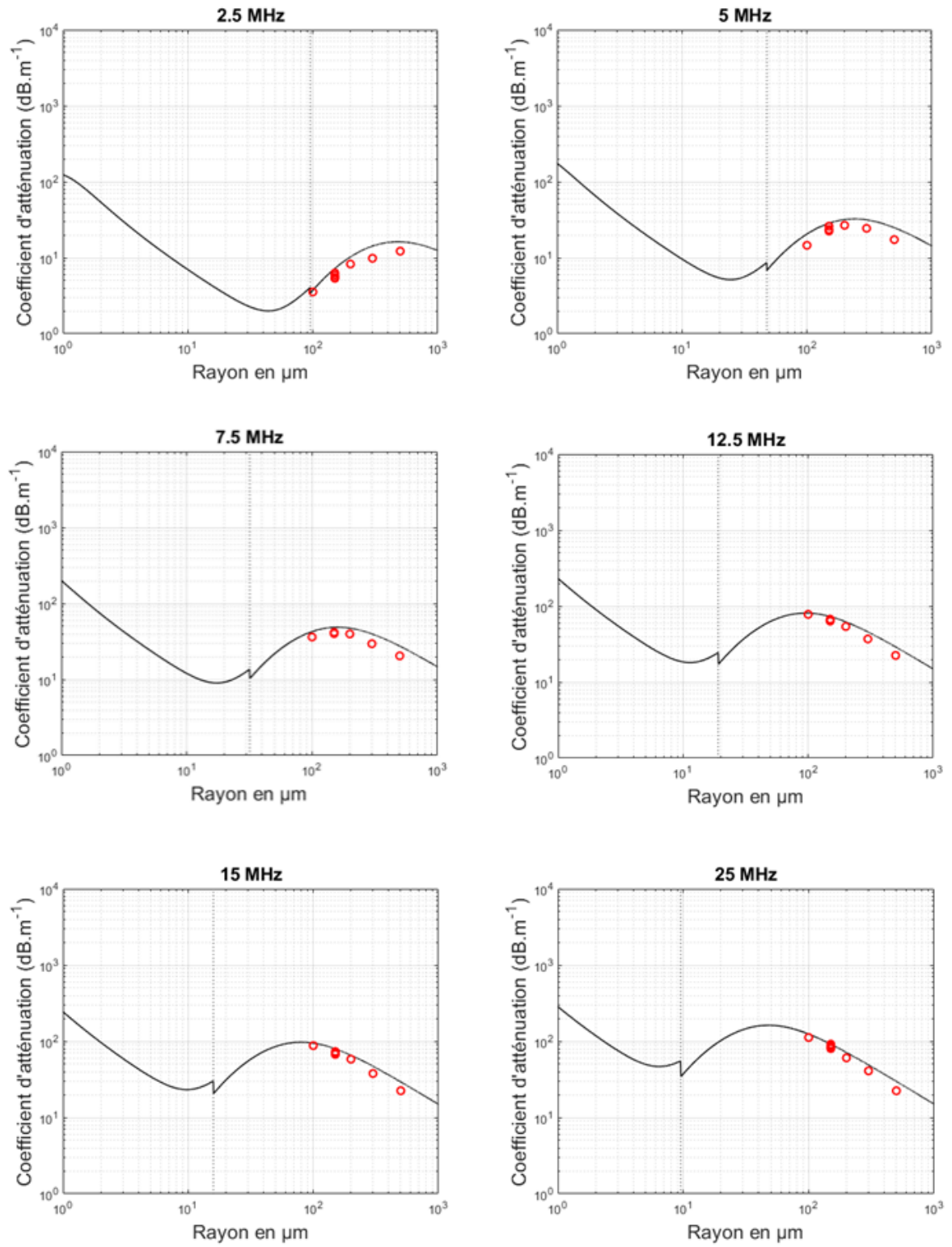


FIGURE 2.10 – Comparaison des résultats expérimentaux obtenus par Flammer [4] avec l'expression choisie (équation 2.19).

2.4 Réflexion et rétrodiffusion

2.4.1 Réflexion sur une interface

A l'interface entre deux milieux semi-infinis ou d'épaisseur supérieure à plusieurs longueurs d'onde, une partie de l'onde incidente est transmise et l'autre partie est réfléchi. Ces phénomènes de transmission et de réflexion dépendent des impédances acoustiques des deux milieux, des angles d'incidence, ainsi que de la géométrie de l'interface.

2.4.1.1 Cas d'une interface plane : réflexion spéculaire

Conversion de modes : quand l'interface séparant deux milieux est plane, le type des ondes transmises et réfléchies (transversale ou longitudinale) dépend du celui de l'onde incidente et de la nature des milieux de propagation. En effet, une onde incidente avec un type de vibration donné peut faire apparaître un autre type après réflexion et/ou transmission. Ce phénomène s'appelle la conversion de mode [57].

Milieu 1 / Milieu 2	Mode incident	Mode réfléchi	Mode transmis
Fluide / Fluide	OL	OL	OL
Fluide / Solide	OL	OL	OL + OT
Solide / Fluide	OL	OL + OT	OL
Solide / Fluide	OT	OL + OT	OL
Solide / Solide	OL	OL + OT	OL + OT
Solide / Solide	OT	OL + OT	OL + OT

TABLE 2.3 – Conversion de mode en fonction du type d'onde incidente et des milieux de propagation. OL : onde longitudinale, OT : onde transversale

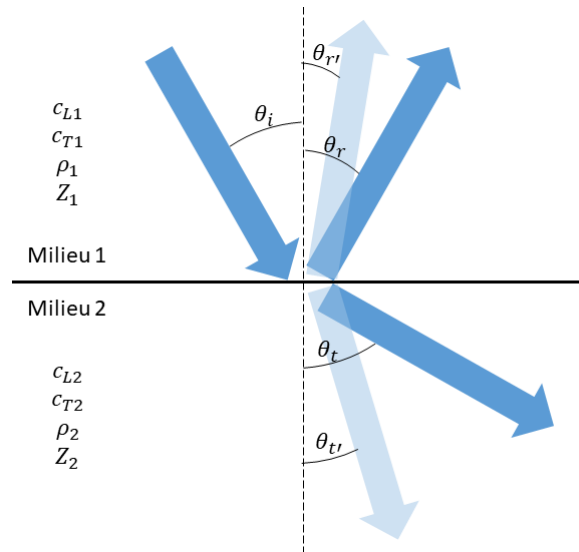


FIGURE 2.11 – Réflexion spéculaire et transmission d'une onde entre deux milieux, conversion de modes.

Angles de réflexion et angles de réfraction : lorsqu'un faisceau acoustique rencontre une interface plane, il se réfléchit en créant un faisceau réfléchi unique, tel que l'angle formé avec la normale est égal à l'angle d'incidence, c'est la réflexion spéculaire. Comme en optique, la réflexion et la transmission en acoustique suivent la loi de Snell-Descartes (figure 2.11). C'est une conséquence directe des relations de continuité à l'interface. Nous pouvons écrire :

$$\frac{\sin \theta_i}{c_{L1}} = \frac{\sin \theta_r}{c_{L1}} = \frac{\sin \theta_{r'}}{c_{T1}} = \frac{\sin \theta_t}{c_{L2}} = \frac{\sin \theta_{t'}}{c_{T2}}$$

Coefficients de réflexion et de transmission : pour déterminer la proportion de pression acoustique réfléchie ou transmise, nous définissons le coefficient de réflexion $\mathcal{R}$ et le coefficient de transmission $\mathcal{T}$:

$$\mathcal{R} = \frac{Z_2 \cos(\theta_i) - Z_1 \cos(\theta_t)}{Z_2 \cos(\theta_i) + Z_1 \cos(\theta_t)} \quad (2.20)$$

$$\mathcal{T} = \frac{2Z_2 \cos(\theta_i)}{Z_2 \cos(\theta_i) + Z_1 \cos(\theta_t)} \quad (2.21)$$

Dans le cas d'une incidence normale, ces deux termes se simplifient pour devenir :

$$\mathcal{R} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.22)$$

$$\mathcal{T} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2.23)$$

2.4.1.2 Cas d'une interface rugueuse : réflexion diffuse

Réflexion cohérente, diffusion et rétrodiffusion : dans le cas d'une interface rugueuse, en plus de la réflexion, l'onde incidente subit de la diffusion (figure 2.12).

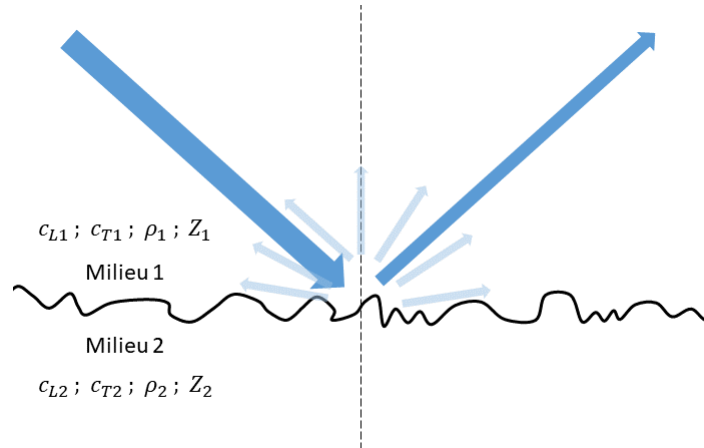


FIGURE 2.12 – Réflexion et diffusion d'une onde sur une surface rugueuse.

En effet, en fonction du relief de l'interface et de l'angle d'incidence, l'onde est renvoyée dans tous les sens. C'est la partie diffusée. Plus la rugosité de surface est importante, plus cette partie le sera. L'onde rétrodiffusée correspond à la partie diffusée qui revient dans le sens opposé à celui de l'onde incidente.

L'onde réfléchie cohérente correspond à la partie qui se réfléchit tout en respectant la loi de Snell-Descartes. L'intensité de celle-ci est inférieure à celle obtenue pour une interface plane.

Coefficient de réflexion cohérente : même si l'étude d'une interface rugueuse est complexe, il est possible d'avoir une estimation du nouveau coefficient de réflexion ($\mathcal{R}_{coherent}$) représentant la partie cohérente réfléchie [58].

$$\mathcal{R}_{coherent} = \mathcal{R} \exp\left(-\frac{R_a^2}{2}\right) \quad (2.24)$$

l'équation 2.24 n'est valable que pour $R_a < 1$. R_a est le paramètre de Rayleigh et représente la rugosité de la surface, qui est proportionnelle au rapport entre la racine de l'écart quadratique moyen de la hauteur de la rugosité (σ_h) et la longueur d'onde [59].

$$R_a = 2k\sigma_h \cos \theta_i \quad (2.25)$$

Quand $R_a \ll 1$, l'effet de la rugosité de la surface est minimale et l'onde réfléchie cohérente sera plus importante que la partie diffusée. Quand $R_a \gg 1$, l'onde sera diffusée dans tous les sens et la partie réfléchie cohérente sera très faible.

2.4.2 Rétrodiffusion par une cible

Dans cette partie, nous ne nous intéressons pas à la diffusion engendrée par des cibles qui ont des dimensions très proches ou inférieures à la longueur d'onde (telles que les particules et les bulles de gaz). Nous nous intéressons plutôt aux cibles relativement volumineuses représentatives par exemple d'une stalagmite ou stalactite.

2.4.2.1 Indice de cible

L'indice de cible (TS : *Target strength*) représente le rapport de l'intensité acoustique diffusée (I_{diff}) par une cible, ramenée à une distance z de 1 m, sur l'intensité incidente (I_i).

$$TS = 10 \log \left(\frac{I_{diff}}{I_i} \right) \quad (2.26)$$

Où l'intensité acoustique est la quantité d'énergie traversant une unité de surface par unité de temps.

Étant donné que l'intensité sera diffusée dans tous les sens et que la puissance acoustique est conservée, nous pouvons écrire :

$$I_i \sigma_{eff} = 4\pi z^2 I_{diff} \quad (2.27)$$

Où σ_{eff} est la section efficace de diffusion, qui représente le degré de dispersion de l'onde à travers la cible.

L'indice de cible peut être écrit :

$$TS = 10 \log \left(\frac{\sigma_{eff}}{4\pi} \right) \quad (2.28)$$

2.4.2.2 Section efficace de diffusion

La section efficace de diffusion (σ_{eff}) représente le degré de dispersion de l'onde sur un corps. Elle dépend de la dimension, de la forme du corps d'une part, ainsi que de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence du signal ultrasonore d'autre part [60].

La section efficace de diffusion peut être calculée analytiquement pour certaines formes géométriques simples. Nous donnons les équations correspondant aux formes les plus représentatives des stalagmites et des stalactites.

Cylindre fini : pour un cylindre de rayon a et de longueur L , et pour un angle d'incidence θ par rapport à la normale, la section efficace de diffusion est donnée par :

$$\sigma_{eff} = \frac{aL^2}{2\lambda} \left[\frac{\sin(kL \sin \theta)}{kL \sin \theta} \right]^2 \quad (2.29)$$

Dans le cas d'une incidence normale et avec l'approximation $ka \gg 1$, l'équation se réduit pour devenir :

$$\sigma_{eff} = \frac{aL^2}{2\lambda} \quad (2.30)$$

Cône tronqué : pour un cône de hauteur H , tronqué à une hauteur h_t , d'angle de sommet θ et pour une incidence parallèle à l'axe de symétrie du cône, la section efficace de diffusion est donnée par :

$$\sigma_{eff} = \frac{2}{9\lambda} (H^{1,5} - h_t^{1,5})^2 \frac{\sin \theta}{\cos^4 \theta} \quad (2.31)$$

2.5 Transducteur ultrasonore

Un transducteur ultrasonore est un dispositif permettant de convertir un signal électrique en une onde mécanique et vice versa. Les technologies utilisées dans les transducteurs sont variées. Elles dépendent de la gamme de fréquences visée, du domaine et de l'environnement de l'application.

Un sonar (*sound navigation and ranging*) est un système utilisant principalement un ou plusieurs transducteurs ultrasonores pour réaliser des mesures de distances. Bien que les systèmes de mesure de distance par ultrason existent dans différents domaines, le terme sonar reste propre aux applications sous-marines.

2.5.1 Composition d'un transducteur en céramique

La céramique, ou la piézocéramique, est le matériau piézoélectrique le plus utilisé dans la fabrication des transducteurs, vu la facilité de sa manipulation et les bons niveaux d'émission et de sensibilité qu'il peut garantir. La structure d'un transducteur piézocéramique est représentée [figure 2.13](#).

Il est constitué d'un élément piézoélectrique représentant l'élément actif. Les deux faces de cet élément sont recouvertes d'une couche métallique (électrode) où s'applique une différence de potentiel. Sur la face avant de l'élément piézoélectrique, une lame d'adaptation est placée. Elle permet une meilleure transmission de l'onde entre l'élément actif et le milieu de propagation. De l'autre côté, un *backing* est généralement placé, pour amortir l'onde émise par la face arrière de l'élément piézoélectrique.

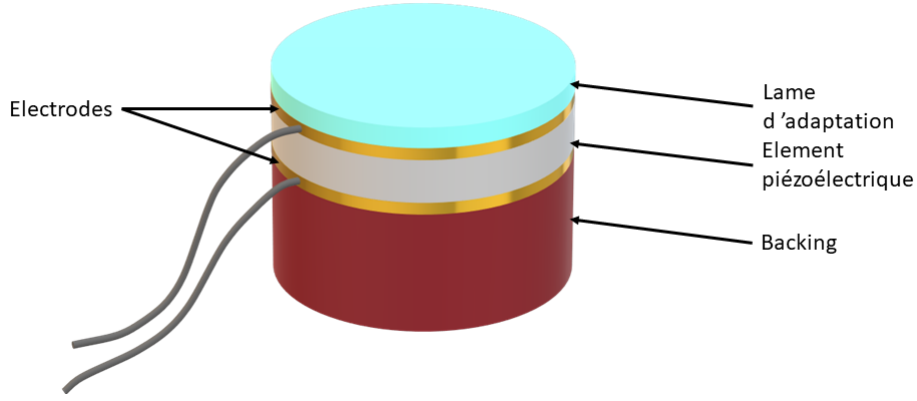


FIGURE 2.13 – Structure d'un transducteur piézocéramique

2.5.2 Caractéristiques d'un transducteur

Fréquence de résonance et épaisseur de l'élément piézoélectrique : chaque transducteur est caractérisé par sa fréquence de résonance (f) qui est fonction de l'épaisseur de l'élément actif (e) et de la vitesse du son dans cet élément (c).

$$f = \frac{c}{2e} \quad (2.32)$$

Lame d'adaptation : le grand écart entre l'impédance acoustique d'un élément piézoélectrique et celle des fluides comme l'eau induit une très faible transmission de l'onde. Pour y faire face, le matériau de la lame d'adaptation est choisi de sorte à favoriser la transmission entre l'élément actif et le milieu de propagation. Pour cela, l'impédance acoustique de la lame doit être la plus proche de l'expression suivante : $\sqrt{Z_{piezo}Z_{milieu}}$. De plus, une épaisseur de $\lambda/4$ rend la lame quasi transparente pour l'onde et assure une meilleure transmission.

Conversion tension-pression : la relation de conversion tension(V)-pression(p) est également fonction de l'épaisseur (e), mais aussi d'une constante piézoélectrique (g), qui dépend de la permittivité diélectrique (ε) et du module piézoélectrique (d).

$$V = gep = \frac{dep}{\varepsilon} \quad (2.33)$$

Efficacité : appelé aussi le niveau d'émission (SL : *source level*), elle est calculée à partir de la pression acoustique ($p_{1V,1m}$) mesurée à 1 mètre du transducteur, lorsqu'il est excité par un signal de 1 V. Elle est comparée à la pression acoustique de référence (p_{ref}) égale à $1 \mu Pa$. Elle est exprimée en dB référencé à $1 \mu Pa.V^{-1}$.

$$SL = 20 \log \left(\frac{p_{1V,1m}}{p_{ref}} \right) \quad (2.34)$$

Sensibilité : la sensibilité à la réception (RS : *recieving sensitivity*) est calculée à partir de la tension électrique ($V_{1\mu Pa}$) mesurée en sortie du transducteur pour une pression

incidente de $1\mu Pa$. Elle est comparée à une tension électrique de référence (V_{ref}) égale à 1 V.

$$RS = 20 \log \left(\frac{V_{1\mu Pa}}{V_{ref}} \right) \quad (2.35)$$

2.5.3 Caractéristiques du faisceau émis par un transducteur

Champ proche, champ lointain et distance de Fresnel : le champ émis par un transducteur est caractérisé par sa distance de Fresnel, qui définit la limite entre le champ proche et le champ lointain (figure 2.14). Dans le cas d'un disque émetteur de diamètre D , la distance de Fresnel (l_0) est définie par :

$$l_0 = \frac{D^2}{4\lambda} \quad (2.36)$$

Pour une excitation mono-fréquentielle, la zone du champ proche est caractérisée par son irrégularité, avec une succession de maxima et de minima due à des interférences constructives et destructives respectivement [6]. Cette zone est généralement évitée, vu que la cible peut être mal détectée si elle se retrouve dans un minimum de pression. Cette zone devient plus homogène pour une excitation large bande de type impulsionnel.

À la distance de Fresnel (l_0), le champ présente un maximum de pression. Cette zone est la plus avantageuse dans les tests de contrôle non destructif.

Dans la zone de champ lointain, la pression suit une décroissance stable due principalement à la divergence géométrique.

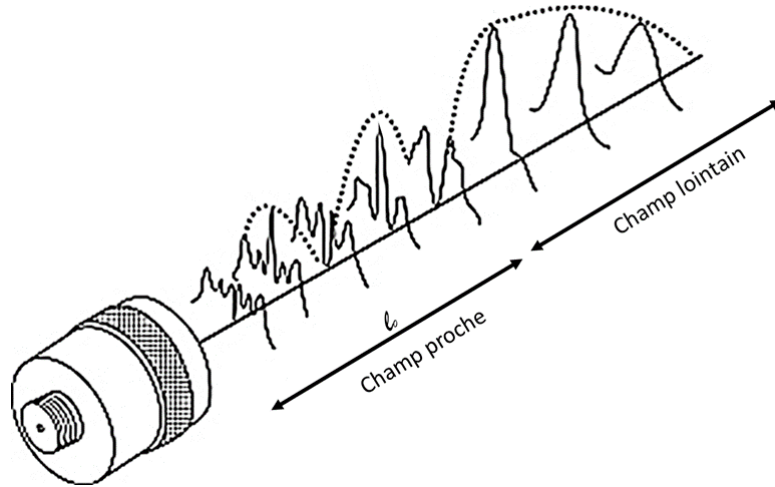


FIGURE 2.14 – Distribution de la pression dans le plan de l'axe de propagation d'un faisceau émis par un disque plan [5].

Divergence et directivité : l'intensité d'une onde émise par un disque plan est concentrée dans un cône délimité par le lobe principal. Tout autour, des lobes secondaires se forment, mais ne contiennent qu'une faible intensité du rayonnement. L'ouverture du lobe principal est caractérisée par un demi-angle de divergence φ correspondant à la position zéro du lobe principal (figure 2.15).

$$\sin(\varphi) = 1,22 \frac{\lambda}{D} \quad (2.37)$$

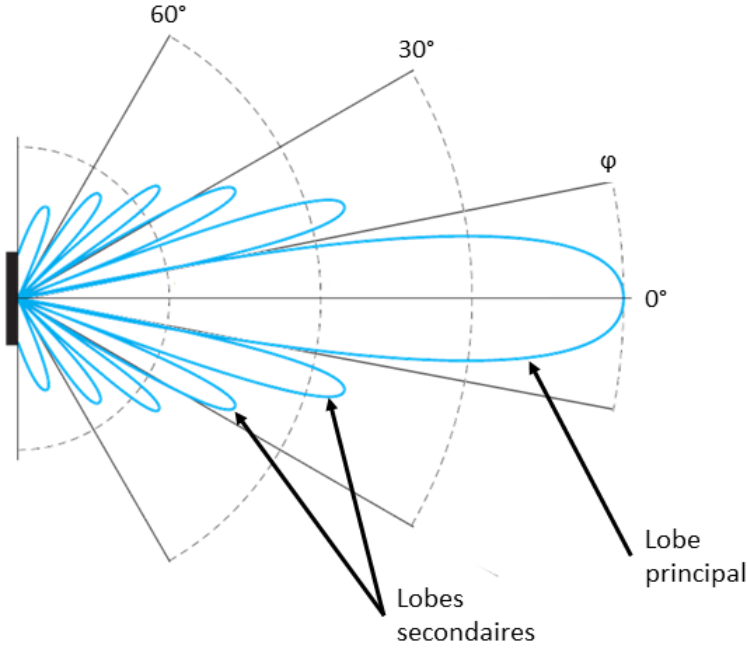


FIGURE 2.15 – Diagramme de directivité d'un transducteur [6]

Un faisceau acoustique est dit directif, lorsque le demi-angle de divergence est petit. Dans ce cas, l'intensité acoustique est concentrée dans la direction de propagation. Dans le cas contraire, le faisceau est dit divergent. D'après l'équation 2.37, le faisceau devient plus directif en augmentant la fréquence et/ou le diamètre du transducteur.

On définit l'indice de directivité (*DI* : *directivity index*) en *dB* par :

$$DI = 20 \log \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \quad (2.38)$$

Atténuation par divergence géométrique : l'onde émise par un transducteur plan ne correspond pas à une onde plane dans la réalité. L'intensité acoustique de cette onde, est redistribuée dans l'espace au fur et à mesure de la propagation et subit donc une atténuation par effet de divergence géométrique proportionnelle à $1/D$. Dans le cas d'un disque émetteur avec une surface plane, une équation pour déterminer la valeur de la pression relative du signal à une distance z , a été développé au sein de notre équipe (équation 2.39) [61]

$$D_g = \frac{p_z}{p_0} = 1 - \exp \left(-i \frac{2\pi}{s} \right) \left[J_0 \left(\frac{2\pi}{s} \right) + i J_1 \left(\frac{2\pi}{s} \right) \right] \quad (2.39)$$

Où D_g est le facteur de décroissance suivant l'axe z , $s = z\lambda(2/D)^2$, J_0 et J_1 sont les fonctions de Bessel d'ordre 0 et 1 respectivement.

2.6 Synthèse

L'objectif dans ce chapitre était de rappeler les notions d'acoustique théorique à appliquer dans l'environnement subaquatique et principalement pour notre application

dans les karsts, où les pertes de propagation dans les eaux turbides et la réflexion sur les parois complexes sont les deux phénomènes majeurs.

Dans l'étude des pertes de propagation ([section 2.3](#)), nous avons considéré l'atténuation dans l'eau douce, mais nous nous sommes particulièrement intéressés à l'effet des particules en suspension sur la propagation de l'onde. Nous avons montré à partir de la recherche bibliographique que cet effet n'est pas négligeable et peut se traduire par de grandes atténuations qui peuvent être un sérieux problème pour notre application. Nous avons également pu retirer de ces recherches les principaux modèles théoriques disponibles décrivant ces phénomènes. De là, nous avons sélectionné une combinaison de deux modèles théoriques permettant de décrire la variation du coefficient d'atténuation en fonction de la fréquence pour des sédiments en suspension dans l'eau ([équation 2.19](#)). Cette expression sera employée d'abord dans le [chapitre 3](#) pour valider expérimentalement la possibilité de caractériser des sédiments en suspension dans les eaux turbides avec une approche expérimentale simplifiée. Le but de ce travail sera de pouvoir déterminer la qualité de l'eau avec un système embarqué sur un robot sous-marin tout en prenant en compte les limitations des ressources informatiques et énergétiques. Par suite, nous utiliserons aussi cette théorie pour l'estimation de la portée de l'onde.

Dans l'étude des réflexions ([section 2.4](#)), nous nous sommes particulièrement intéressés à la réflexion sur les parois complexes, qui sont représentatives des parois d'une grotte. Nous avons également présenté l'indice de cible, un paramètre représentatif de la diffusion de l'onde par un objet quelconque.

Dans ce chapitre, nous avons rappelé la composition des transducteurs ultrasonores, leurs principales caractéristiques, ainsi que celles du faisceau émis par le transducteur ([section 2.5](#)).

L'ensemble de ces études sera employé dans le [chapitre 4](#) afin de faire le bon choix de capteurs pour notre système de bouclier acoustique, ainsi que pour déterminer la bonne configuration permettant de garantir une mesure de distance fiable malgré la complexité de l'environnement.

Chapitre 3

Caractérisation des sédiments en suspension

Sommaire

3.1	Introduction	48
3.2	Procédure expérimentale	48
3.2.1	Calcul du coefficient d'atténuation expérimental	48
3.2.2	Banc expérimental	49
3.2.2.1	Partie électroacoustique	50
3.2.2.2	Partie mécanique	50
3.2.3	Déroulement de l'expérience	51
3.3	Caractérisation des échantillons en vue de l'expérimentation	52
3.4	Résultats et interprétations	54
3.4.1	Application sur les billes de verre	55
3.4.1.1	Mesure de l'atténuation en fonction de la concentration	55
3.4.1.2	Estimation de la taille des billes	56
3.4.2	Application sur la poudre d'argile	59
3.4.2.1	Mesure de l'atténuation en fonction de la concentration	59
3.4.2.2	Estimation de taille des particules d'argile	59
3.4.3	Estimation de taille et de concentration des sédiments karstiques	60
3.5	Synthèse	62

3.1 Introduction

Suite à l'étude de l'effet des particules en suspension sur la propagation d'une onde acoustique ([sous-section 2.3.2](#)), nous nous sommes intéressés à l'étude de la faisabilité d'un système de caractérisation des sédiments. Le but à long terme sera de concevoir et développer un système miniaturisé à implémenter sur le robot du projet ALEYIN, pour caractériser l'eau dans l'environnement en temps réel au cours de l'exploration.

Nous avons donc décidé de fournir une approche simplifiée en terme de dispositif et de traitement, tout en permettant de fournir des mesures fiables.

Dans ce chapitre, nous présenterons le protocole expérimental mis en place pour la caractérisation des sédiments, en allant de la conception du dispositif expérimental jusqu'à l'estimation de la taille des particules et leur concentration. Nous évaluerons ce protocole sur différents types d'échantillons de particules en suspension et nous interpréterons les résultats obtenus en les comparant à une technique de caractérisation de laboratoire, qui est la granulométrie par diffraction laser.

3.2 Procédure expérimentale

3.2.1 Calcul du coefficient d'atténuation expérimental

Expérimentalement, le coefficient d'atténuation ne peut pas être mesuré directement, mais il est déduit à partir des mesures d'amplitudes des échos reçus. Il existe différents protocoles permettant le calcul du coefficient d'atténuation, mais leur utilisation sera plus ou moins optimale en fonction de l'application. Par exemple, l'ajustement de la décroissance exponentielle des échos correspondant aux multiples aller-retours est une des méthodes pour calculer l'atténuation d'un milieu donné quand plusieurs aller-retours sont possibles. Une autre méthode est d'utiliser la normalisation des amplitudes pour calculer l'atténuation d'un milieu par rapport à un autre de référence. Pour notre cas, nous avons utilisé une méthode de normalisation qui présente plusieurs avantages.

Le traitement, que nous avons mis en place, consiste à normaliser l'amplitude de l'écho dans l'eau turbide à celle dans l'eau pure (milieu de référence). La condition à respecter permettant de réussir ce traitement est d'acquérir les signaux de référence ainsi que les signaux de mesure dans les mêmes conditions expérimentales. L'avantage de ce traitement est qu'il élimine toutes les grandeurs d'influence liées à la mécanique (alignement ...), à l'électronique (gain, bruits ...) et même à l'acoustique (coefficients de réflexion et de transmission, divergence géométrique du faisceau ...). Par suite, il n'y aura que la distance capteur-réfecteur à connaître pour le calcul du coefficient d'atténuation.

Soit $A_{eau_pure}(f)$ l'amplitude de l'écho dans l'eau pure à une fréquence f et $A_{eau_turb}(f, C)$ l'amplitude de l'écho dans une eau contenant une concentration C de particules à une fréquence f . Pour une distance capteur-réfecteur z , ces deux amplitudes peuvent être écrites sous la forme :

$$\begin{aligned} A_{eau_pure}(f) &= B_1(f)e^{-2z\alpha_{eau}(f)} \\ A_{eau_turb}(f, C) &= B_2(f)e^{-2z(\alpha_{eau}(f)+\alpha_{sed}(f, C))} \end{aligned}$$

Si les deux échos sont détectés dans les mêmes conditions expérimentales, nous aurons

$B_1(f) = B_2(f)$. En normalisant :

$$\begin{aligned} \frac{A_{eau_turb}(f, C)}{A_{eau_pure}(f)} &= \frac{B_2(f)e^{-2z(\alpha_{eau}(f) + \alpha_{sed}(f, C))}}{B_1(f)e^{-2z\alpha_{eau}(f)}} \\ &= e^{-2z\alpha_{sed}(f, C)} \end{aligned}$$

Le coefficient d'atténuation dû aux sédiments en suspension est donc donné par :

$$\alpha_{sed}(f, C) = -\frac{20}{2z} \log \left(\frac{A_{eau_turb}(f, C)}{A_{eau_pure}(f)} \right) [dB.m^{-1}] \quad (3.1)$$

3.2.2 Banc expérimental

Les mesures de caractérisation des particules en suspension nécessitent la conception et la mise en place d'un banc de mesure adapté. Ce banc devra être capable de créer le milieu de mesure en gardant les particules en suspension et en garantissant leur distribution homogène dans le volume d'eau. Le banc devra assurer une mesure d'amplitude d'écho dans l'eau pure puis une autre dans l'eau turbide tout en gardant la même configuration conformément au protocole décrit ci-dessus, dans l'objectif de pouvoir calculer le coefficient d'atténuation en fonction de la fréquence. Par ailleurs, et grâce au protocole de calcul utilisé, il ne sera ni nécessaire de prévoir des réglages fins et contrôlés de la distance ou de l'alignement, ni un contrôle de la température, étant donné que les effets de ces paramètres seront éliminés lors des calculs. La distance capteur-récepteur nécessaire au calcul du coefficient d'atténuation peut être mesurée avec précision par mesure de temps de vol en appliquant la relation distance = vitesse dans l'eau turbide $\times$ temps de vol. Cela suppose que la vitesse des ultrasons dans l'eau turbide n'est pas influencée de façon significative par les sédiments, ce qui est le cas. Nous avons donc choisi une vitesse de 1500 m.s^{-1} correspondant à la vitesse dans l'eau pure au voisinage de $20^\circ C$.

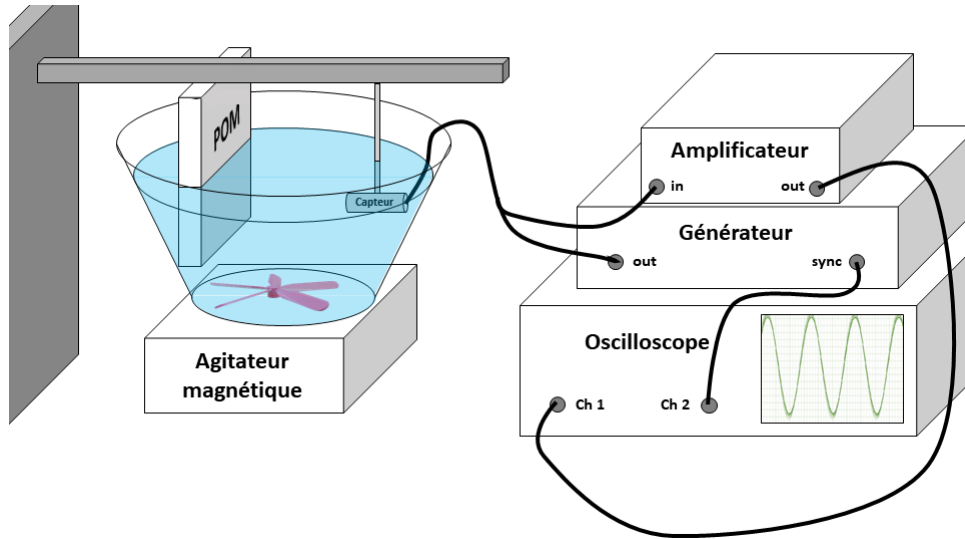


FIGURE 3.1 – Banc de caractérisation des sédiments en suspension

Pour répondre à ces besoins et faire face à toutes les contraintes, nous avons conçu et mis en place un banc de mesure (figure 3.1) qui comporte principalement deux parties : la partie électroacoustique permettant de réaliser les mesures du coefficient d'atténuation

et la partie mécanique représentée principalement par le système de création du milieu turbide.

3.2.2.1 Partie électroacoustique

Afin de pouvoir appliquer le protocole de calcul du coefficient d'atténuation présenté précédemment, nous avons choisi de réaliser les mesures acoustiques en mode de réflexion, ce qui signifie l'utilisation d'un seul transducteur en mode actionneur-capteur et d'un réflecteur.

Le réflecteur utilisé devra d'une part être assez réfléchissant pour assurer un retour suffisant du signal et d'autre part être assez absorbant pour atténuer totalement l'onde dans son épaisseur et par suite éliminer les multiples aller-retour qui pourraient nous gêner lors de nos mesures. Pour répondre à tous ces besoins, le matériau choisi a été le polyoxyméthylène (POM) avec une épaisseur de 2 cm environ.

Afin d'élargir le spectre de fréquence étudié, nous utilisons trois transducteurs différents à immersion, qui sont les *Slim Line Case* d'OLYMPUS. Le diamètre de l'élément actif est de 6 mm et les fréquences de résonnance sont respectivement de 2,25 MHz, 5,5 MHz et 15 MHz. Nous les utilisons respectivement pour balayer de 1,5 MHz à 3,5 MHz, de 3 MHz à 10 MHz et de 11 MHz à 16 MHz. Ces transducteurs seront utilisés séparément.

Dans la phase d'émission, le transducteur est excité par un *burst* généré par un générateur de fonctions *TTi TGF4162*. Dans la phase d'acquisition, le signal électrique produit par le capteur après réception de l'écho est amplifié et filtré à travers l'étage récepteur du *Pulser-Receiver JSR DPR300*, puis affiché sur l'oscilloscope *LeCroy WaveJet 334A*. Le signal affiché sur l'oscilloscope est également transmis via une connexion GPIB vers un ordinateur et traité sur une interface LabVIEW. Cette dernière calcule la moyenne de plusieurs acquisitions et nous retourne l'amplitude de l'écho, de laquelle nous calculons le coefficient d'atténuation.

Le burst qui excite le transducteur est généré avec un temps de répétition de 1 ms pour permettre aux ondes de s'atténuer totalement avant une deuxième émission. Son amplitude est de 10 V crête à crête ce qui est l'amplitude maximale générée par le GBF. Le nombre de cycles du burst testé allait de 5 à 25, sachant que l'amplitude de l'écho observé se stabilise au delà de 3 cycles. Le gain de l'amplificateur est réglé à 20 dB et la bande passante du filtre s'étale entre 500 kHz et 20 MHz.

Remarque : pour faire une analyse fréquentielle, il aurait été possible d'exciter les capteurs avec un *pulse* et de réaliser ensuite un traitement par transformée de Fourier pour calculer la fonction de transfert. Nous avons préféré réaliser un balayage séquentiel pour éviter tous les problèmes éventuels liés à un traitement du signal plus complexe et minimiser les ressources de calcul nécessaires.

3.2.2.2 Partie mécanique

Mécaniquement, pour tenir le capteur et régler son alignement face au réflecteur, un porte capteur a été fait. L'élément principal est une rotule dans laquelle le capteur est positionné. Le porte capteur ainsi que le réflecteur sont accrochés face à face sur un rail parfaitement droit, maintenu horizontalement dans l'air et fixé par l'une de ses extrémités sur un support vertical. La distance capteur-réflecteur est ajustable afin d'évaluer son effet

sur les résultats. L'ensemble capteur-réflexeur est immergé dans la solution à caractériser (figure 3.1).

Pour la création d'une suspension de particules dans un fluide, il faut mettre en place un dispositif spécial. En effet, il n'est pas si simple de garder des particules en suspension surtout lorsqu'il s'agit de particules lourdes de densité bien supérieure à celle de l'eau. De plus, il faut garantir une distribution homogène de particules dans tout le volume d'eau. Après avoir testé différentes configurations et après plusieurs optimisations, nous avons pu mettre en place une structure répondant à nos exigences.

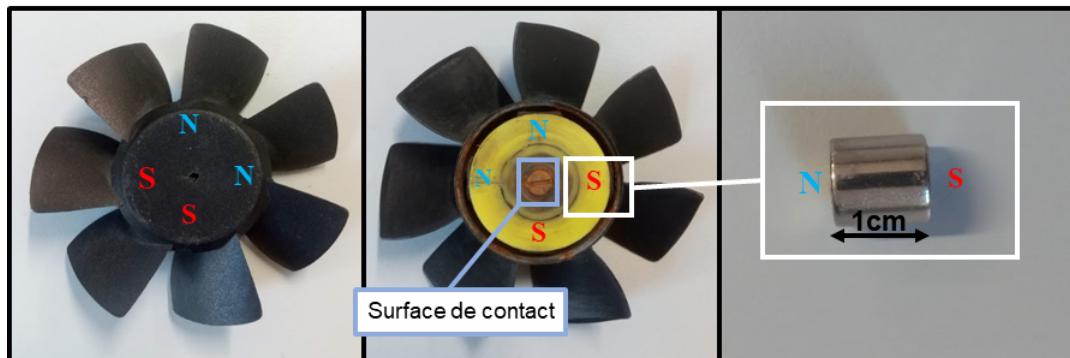


FIGURE 3.2 – Hélice de brassage aimantée. À gauche, face avant. Au milieu, face arrière. À droite, aimant élémentaire.

Elle consiste à utiliser une hélice aimantée de 7,5 cm de diamètre, associée à un agitateur magnétique pour brasser le milieu. En effet, l'utilisation de l'hélice assure une agitation plus forte qu'un simple barreau aimanté, ce qui permet de suspendre les particules lourdes. Pour profiter d'une vitesse de rotation maximale de l'hélice, nous l'avons aimantée en croix en utilisant quatre petits aimants cylindriques (figure 3.2). Pour minimiser le frottement de l'hélice avec le fond du récipient, nous avons réduit la surface de contact à un simple pivot.

L'hélice est placée dans un récipient de 4 litres, de forme conique et à fond plat pour contenir l'eau et les particules à suspendre. La forme du récipient permet de faciliter l'agitation, d'assurer la suspension des particules et l'homogénéité de leur distribution par rapport à des récipients parallélépipédiques où les particules ont tendance à s'accumuler dans les coins.

Enfin, nous immergeons une sonde de température dans la solution. Même si le protocole utilisé ne nécessite pas une connaissance très précise de la température, il était important de la relever pour vérifier sa stabilité entre la mesure de référence et la mesure avec les particules.

3.2.3 Déroulement de l'expérience

En premier, nous effectuons une série de mesure de référence, autrement dit, la mesure de l'amplitude du premier écho renvoyé par le réflecteur en fonction de la fréquence dans de l'eau déminéralisée. La mesure est reproduite par pas de 0,5 MHz dans le bande couverte par chaque capteur. En suite, nous ajoutons une masse connue de particules par pas de 5 grammes dans l'eau, pour créer le milieu souhaité. Pour assurer la bonne distribution des particules solides, elles sont en premier agitées à grande vitesse dans un

petit volume d'eau pour éviter la formation d'agglomérats, puis cette solution est versée dans le réservoir d'eau. Une fois le milieu formé, nous lançons la deuxième série de mesures.

Il est très important de garder la même configuration au niveau du système mécanique et les même réglages des appareils électroniques durant toute la campagne de mesures. Cela permet après normalisation, d'avoir éliminé tous les effets qui influent sur l'amplitude de l'écho, hormis celui des particules.

3.3 Caractérisation des échantillons en vue de l'expérimentation

Pour évaluer notre approche et prouver la possibilité de caractériser des sédiments en suspension par de simples mesures acoustiques, nous évaluons différents types d'échantillons, tels que des billes de verre, de la poudre d'argile et des sédiments naturels prélevés d'un karst par un plongeur spéléologue.

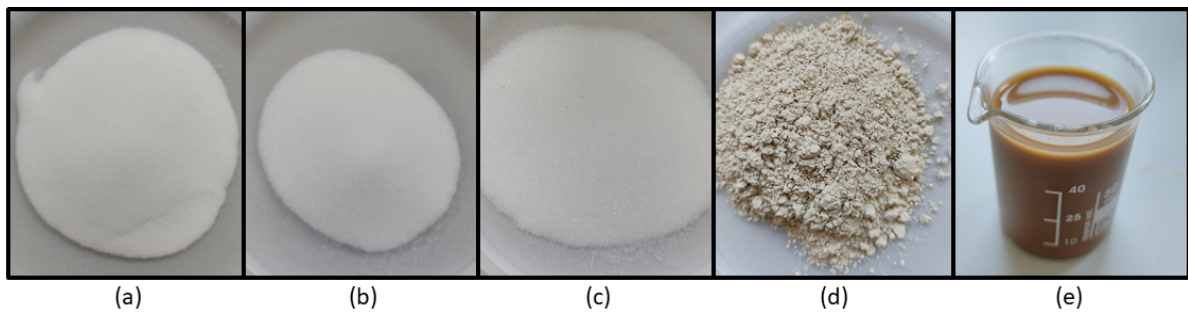


FIGURE 3.3 – Échantillons expérimentaux. (a) : billes de verre S ($45 - 90 \mu m$). (b) : billes de verre M ($75 - 150 \mu m$). (c) : billes de verre L ($100 - 200 \mu m$). (d) : poudre d'argile. (e) : eau trouble d'un karst.

Les billes de verre utilisées ont été achetées chez *ARENA Blast*. Ce sont des particules parfaitement sphériques et calibrées. Elles sont caractérisées par une distribution uniforme et étroite de leur taille. L'objectif de leur utilisation est de confirmer notre choix de modèle théorique qui suppose que les particules sont sphériques avec une taille unique. Nous avons utilisé trois classes de billes de verre : la classe S pour des petites particules entre $45 \mu m$ et $90 \mu m$, la classe M pour des particules moyennes entre $75 \mu m$ et $150 \mu m$ et la classe L pour des particules plus larges entre $100 \mu m$ et $200 \mu m$,

Le passage à la poudre d'argile a pour objectif de se rapprocher le plus possible de l'eau turbide trouvée dans le karst. Nous utilisons donc la poudre d'argile beige vendue par *Argiles du Bassin Méditerranéenne*. Cette argile est caractérisée par une densité inférieure à celle des billes de verre et proche de celle des sédiments en suspension dans les eaux karstiques. De plus elle est caractérisée par une large distribution de tailles de particules ce qui se rapproche plus de la réalité.

Finalement, l'utilisation d'un échantillon d'eau turbide provenant d'un karst viendra confirmer l'applicabilité de notre approche pour ce type d'eau turbide.

Pour comparer nos estimations de taille et de concentration, nous avons caractérisé les échantillons utilisés par granulométrie à diffraction laser, en utilisant un *Malvern Mastersizer 3000* mis à nos disposition par le laboratoire de caractérisation physico-chimique des produits agroalimentaires (Cirad Montpellier, UMR QualiSud). Cette technique permet d'avoir la distribution de taille des particules pour les fluides (suspension, émulsion et colloïde) comme pour les poudres. Elle couvre un intervalle s'étalant de 10 nm à 3500 μm . Pour chaque mesure, ce système fournit le diagramme de distribution de taille de particules (PSD) ainsi que les diamètres volumiques statistiques $Dv10$, $Dv50$ et $Dv90$, où Dvx est le diamètre dont $x\%$ en volume des particules sont de taille inférieure.

Le [tableau 3.1](#) et la [figure 3.4](#) présentent les résultats de caractérisation de nos échantillons obtenus par granulométrie à diffraction laser. Nous constatons que toutes les particules de nos échantillons suivent une loi de distribution log-normale, ce qui est similaire à l'état naturel de distribution de particules dans l'environnement [4]. Comme prévu, les billes de verre possèdent une distribution étroite. Cette étude montre aussi que les sédiments issus de l'environnement karstique sont, comme notre poudre d'argile, d'une taille de l'ordre de quelques dizaines de micromètres et avec une large distribution de taille.

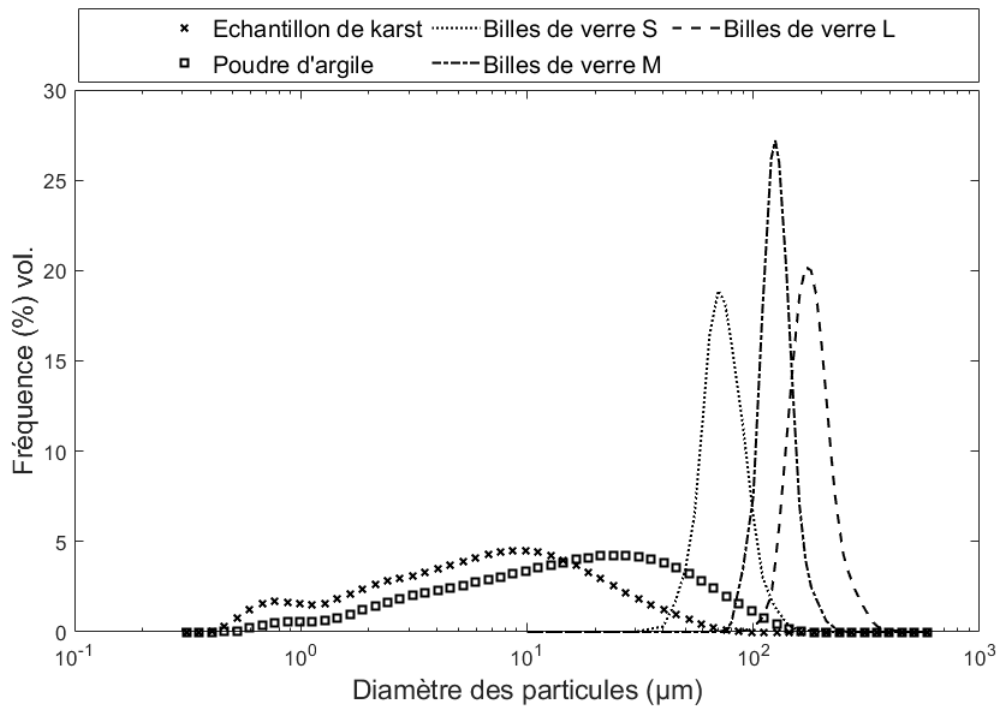


FIGURE 3.4 – Distribution de taille de particules des différents échantillons, obtenue par granulométrie à diffraction laser

	Données fabricant	Dv10 [μm]	Dv50 [μm]	Dv90 [μm]
Billes de verre	S : 45 – 90 μm	55	70, 8	93, 1
	M : 75 – 150 μm	100, 1	118, 6	142, 7
	L : 100 – 200 μm	141, 8	172, 8	214, 3
Poudre d'argile	tamisée à 40 μm	2, 8	16, 7	62, 2
Eau de karst		1, 2	7, 1	26, 3

TABLE 3.1 – Diamètres volumiques statistiques des différents échantillons expérimentaux, obtenus par granulométrie à diffraction laser

3.4 Résultats et interprétations

Comme précisé précédemment, nous allons réaliser des mesures du coefficient d'atténuation en fonction de la fréquence pour nos échantillons. Les résultats expérimentaux seront comparés aux courbes théoriques du modèle retenu (équation 2.19) dans le but d'estimer les caractéristiques des sédiments.

Pour la caractérisation des sédiments, nous avons procédé comme Flammer [4] :

- Tout d'abord, nous utilisons la valeur connue de la concentration des sédiments pour déduire uniquement la taille des particules. En effet, vue la dépendance linéaire entre le coefficient d'atténuation et la concentration, nous définissons les coefficients d'atténuation mesuré ($\alpha_{sed/C}$) et théorique ($\alpha_{USH/C}$) par unité de concentration, exprimés par :

$$\alpha_{sed/C} = \frac{\alpha_{sed}}{C} \quad (3.2)$$

$$\alpha_{USH/C} = \frac{\alpha_{USH}}{C} \quad (3.3)$$

Ensuite, la courbe théorique $\alpha_{USH/C}$ est ajustée avec ces valeurs expérimentales du coefficient d'atténuation par unité de concentration pour déduire la taille des particules.

- Le second traitement a pour but d'estimer la taille des particules et leur concentration. Il comporte deux étapes. La première consiste à éliminer l'effet de la concentration en normalisant les valeurs du coefficient d'atténuation sur toutes les fréquences f , par une valeur choisie pour une fréquence f_x particulière, en utilisant l'expression $\alpha_{sed}(f, C)/\alpha_{sed}(f_x, C)$.

De là, il est possible d'estimer la taille des particules en ajustant la courbe théorique $\alpha_{USH/C}(f)/\alpha_{USH/C}(f_x)$ avec les données normalisées. Dans la deuxième étape, la concentration est déduite en divisant le coefficient d'atténuation mesuré, par la valeur théorique du coefficient d'atténuation par unité de concentration, pour la taille trouvée.

$$\frac{\alpha_{sed}(f, C)}{\alpha_{USH/C}(f)} = C \quad (3.4)$$

L'ajustement des résultats expérimentaux par les courbes théoriques nécessite un certain nombre de paramètres d'entrée pour les équations. Ces valeurs sont répertoriées dans le tableau 3.2. Seules la taille des particules et la concentration seront les variables à estimer.

	ρ_{eau}	1000 kg.m^{-3}
ρ_{sed}	Billes de verre	2600 kg.m^{-3}
	Poudre d'argile	1850 kg.m^{-3}
	Sédiments karstiques	2300 kg.m^{-3}
	c_{eau}	1500 m.s^{-1}
	ν	$1,3 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2.\text{s}^{-1}$
	γ_{ϵ}	1 (en supposant que l'eau et les particules ne sont pas compressibles)

TABLE 3.2 – Paramètres par défaut pour les simulations.

3.4.1 Application sur les billes de verre

Les mesures sur les billes de verre ont été réalisées dans l'eau déminéralisée avec le capteur de $5,5 \text{ MHz}$, qui a permis de balayer de 3 MHz à 10 MHz . Les concentrations de particules évaluées s'étalent entre $0,25\%$ et $1,25\%$. La distance transducteur-rélecteur était de $5,7 \text{ cm}$.

3.4.1.1 Mesure de l'atténuation en fonction de la concentration

La [figure 3.5](#) et la [figure 3.6](#) montrent que pour les billes de verre S et M, la dépendance est linéaire entre le coefficient d'atténuation et la concentration conformément à l'équation 2.19.

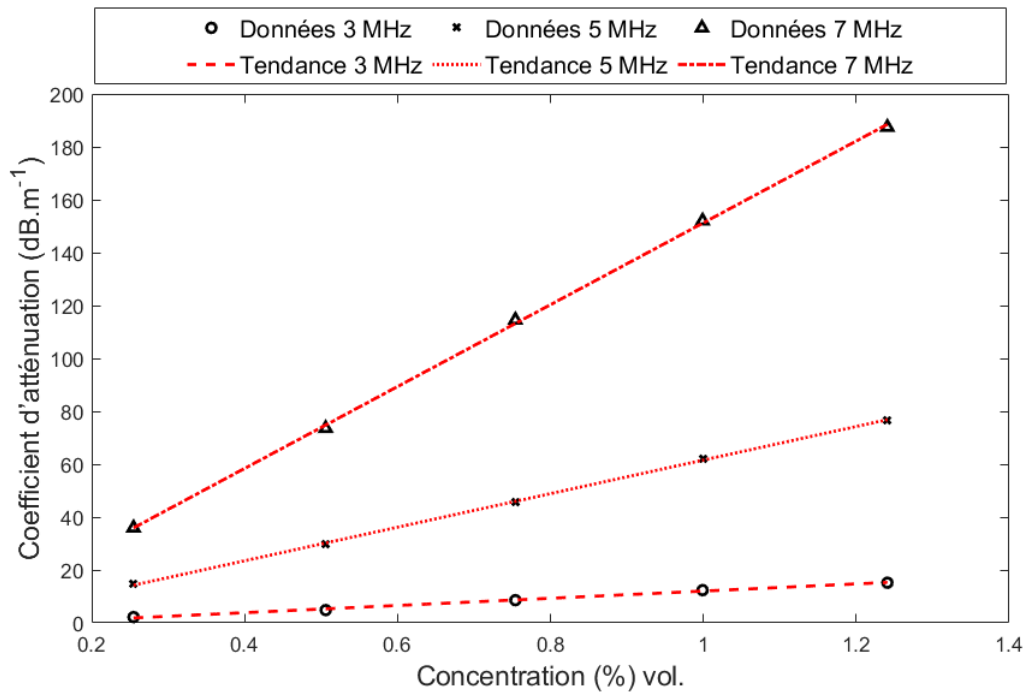


FIGURE 3.5 – Coefficient d'atténuation en fonction de la concentration à différentes fréquences, pour les billes de verre S.

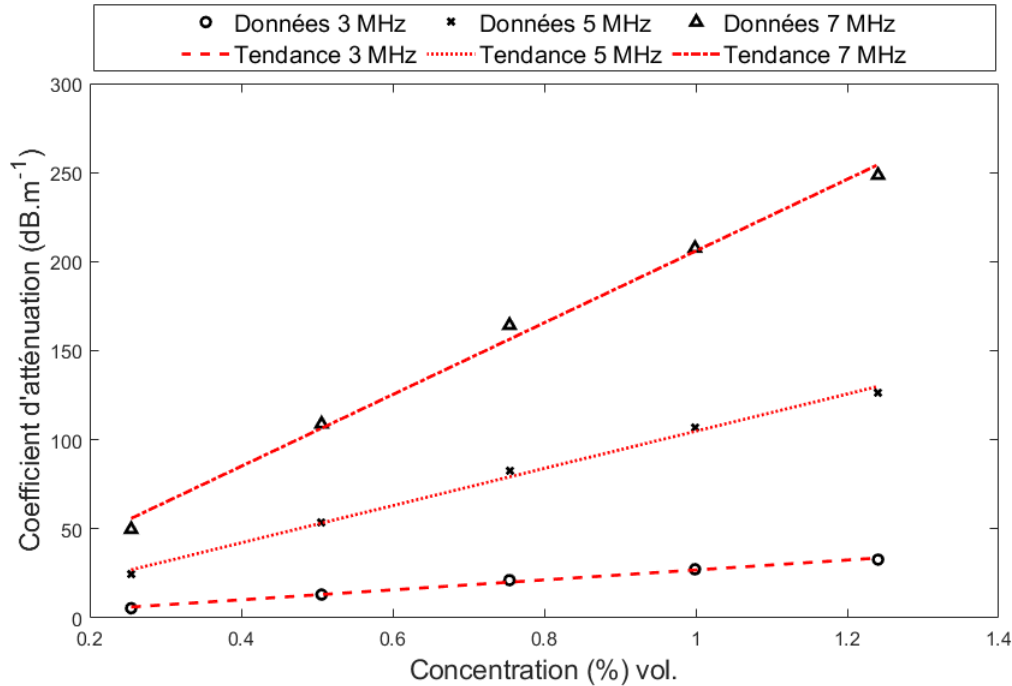


FIGURE 3.6 – Coefficient d'atténuation en fonction de la concentration à différentes fréquences, pour les billes de verre M.

Ce comportement linéaire est validé sur toute la plage de concentration testée et pour toutes les fréquences balayées de 3 *MHz* à 10 *MHz* avec un pas de 0,5 *MHz*. Concernant les billes de verres L, nous nous sommes limités aux deux concentrations 0,25% et 0,5%, vu que ces particules sont relativement grosses et lourdes, ce qui a rendu leur suspension dans l'eau ainsi que leur distribution homogène de plus en plus difficile à atteindre lorsque la concentration augmente.

La dépendance linéaire entre le coefficient d'atténuation et la concentration permet de valider deux principaux points :

- Ce comportement permet de confirmer l'hypothèse de non interaction entre les particules pour la plage de concentration évaluée, ce qui va nous autoriser à utiliser le modèle théorique et d'appliquer nos traitements permettant d'estimer la taille des particules et leur concentration.
- Ce comportement est conforme aux attentes. Il prouve la fiabilité de notre banc de mesure, que ce soit sa capacité à créer une distribution homogène ou la précision de la mesure du coefficient d'atténuation.

3.4.1.2 Estimation de la taille des billes

Pour estimer la taille des particules quand la concentration est connue, il suffit de superposer la courbe théorique aux données expérimentales en ajustant la valeur du rayon des particules dans l'équation. Néanmoins, nous avons préféré appliquer ce protocole plutôt sur le coefficient d'atténuation par unité de concentration. L'utilisation de ce dernier a pour avantage de rendre possible de superposer les résultats de différentes campagnes de mesure menées pour différentes concentrations sur un même graphique. Par conséquent, cela permet d'avoir une meilleure statistique conduisant à une meilleure estimation.

La [figure 3.7](#) présente l'ensemble des résultats expérimentaux obtenus pour les billes de verre S (64 mesures), M (49 mesures) et L (35 mesures).

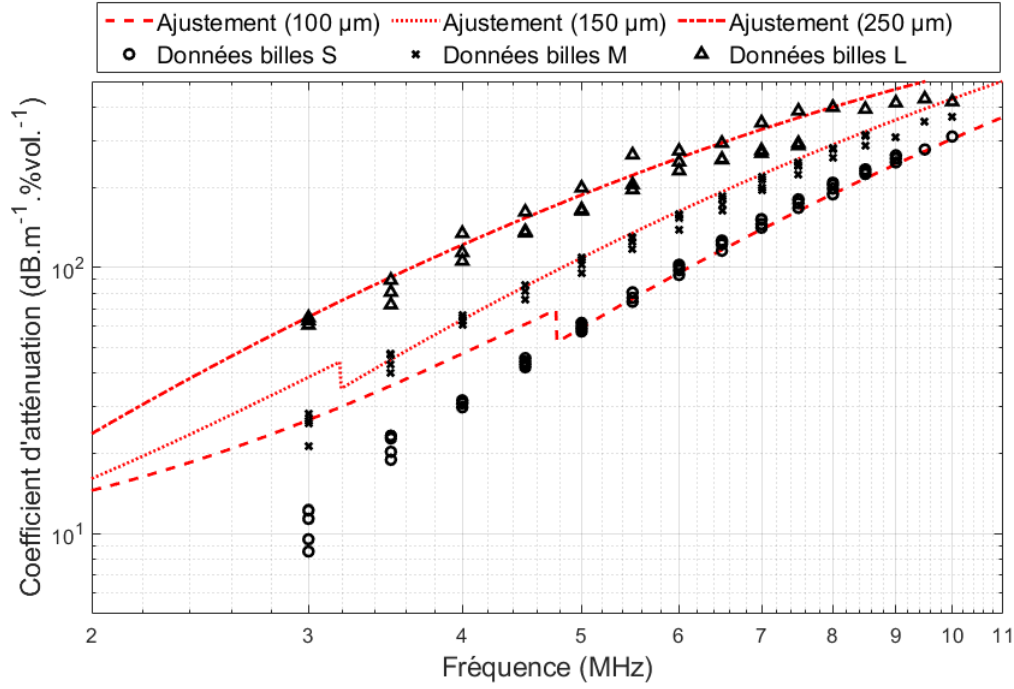


FIGURE 3.7 – Superposition des courbes théoriques (modèle USH) avec les données expérimentales du coefficient d'atténuation par unité de concentration en fonction de la fréquence, pour les billes de verre S, M et L.

La [figure 3.7](#) montre dans un premier temps une capacité à distinguer facilement les trois différentes tailles de billes de verre. Elle montre également une bonne reproductibilité de mesure du coefficient d'atténuation à chaque fréquence. L'écart-type a été calculé pour chacun des échantillons. Nous trouvons des valeurs de 3% à 15% pour les billes S, de 3% à 10% pour les billes M et de 3% à 17% pour les billes L. Les grandes valeurs d'écart-type pour les billes de verre S et M ont été obtenues aux basses fréquences. Ceci peut être expliqué par la faible atténuation acoustique, induisant une faible variation du signal électrique, difficile à détecter avec précision sur un oscilloscope de 8 bits de résolution. Concernant les billes L, les grandes valeurs d'écart-type sont plutôt dues à la non-homogénéité de la distribution des particules. En effet les billes L ont un large diamètre (autour de 172 μm) en plus de leur densité élevée (2600 kg.m⁻³), ce qui rend plus difficile de les maintenir en suspension de façon homogène.

Sur le même graphe, nous superposons les courbes théoriques issues du modèle USH ([équation 2.19](#)) avec les résultats expérimentaux. Il n'a pas été possible d'avoir un bon ajustement sur toute la gamme de fréquence étudiée. Dans la zone $\lambda < 2\pi r$ et pour $\xi = 1,5$ nous trouvons un bon accord pour une taille ou un diamètre ($2r$) de $100 \pm 4 \mu m$ pour les billes S, $150 \pm 6 \mu m$ pour les billes M et $250 \pm 40 \mu m$ pour les billes L. Par contre, à basses fréquences, dans la zone $\lambda > 2\pi r$, les courbes théoriques s'écartent des résultats expérimentaux.

Rappelons que dans cette zone, le modèle théorique est la somme des deux termes, celui d'Urick ([équation 2.15](#)) et celui de Sheng & Hay ([équation 2.18](#)), tandis que dans la zone où le modèle semble bien suivre les données expérimentales, il s'agit du modèle

de Sheng & Hay seul. Il semblerait donc que le terme d'Urick représentant les pertes visco-inertielles soit la source de cet écart.

En effet, certains travaux portant sur les sédiments dans les environnements marins (mers et océans) n'utilisent que le modèle de Sheng & Hay, car ils supposent que, pour de grosses particules comme du sable, les pertes visco-inertielles sont négligeables [52,62–64]. Landers mentionne que la limite entre les grosses et les petites particules se trouve à $63\ \mu\text{m}$ [55]. Pour évaluer ces suppositions, nous avons tracé les courbes expérimentales en utilisant le modèle de Sheng & Hay uniquement. Les résultats sont affichés sur la figure 3.8.

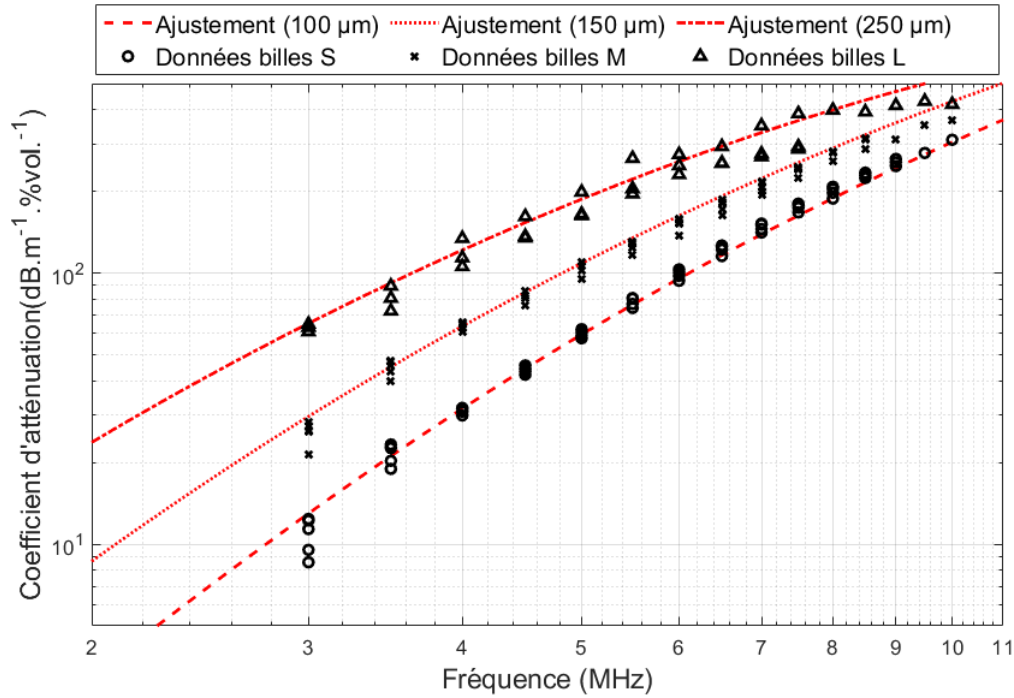


FIGURE 3.8 – Superposition des courbes théoriques (modèle de Sheng & Hay) avec les données expérimentales du coefficient d'atténuation par unité de concentration en fonction de la fréquence, pour les billes de verre S, M et L.

Nous constatons cette fois-ci un bon accord entre les points expérimentaux et les courbes théoriques sur tout l'intervalle de fréquence.

Pour les trois classes de billes de verres, la taille de particules estimée correspond à la valeur haute de chaque classe (tableau 3.1). Pour expliquer ce résultat, il faut se rappeler en premier lieu que le modèle utilisé suppose une taille unique de particules tandis que nos échantillons englobent différentes tailles plus ou moins dispersées. Nous rappelons également que l'atténuation n'est pas simplement proportionnelle à la taille des particules. Par exemple, pour une fréquence donnée, quelques grosses particules peuvent avoir le même effet qu'un grand nombre de petites particules, mais cela ne reste pas vrai pour une autre fréquence. Tout cela signifie que la taille moyenne n'est pas le critère le plus représentatif de l'échantillon. Il faut donc trouver un autre paramètre statistique caractérisant l'ensemble de l'échantillon.

En comparant nos estimations aux résultats de la granulométrie laser (tableau 3.1), nous constatons que pour chacun des échantillons nous étions plutôt proches du paramètre

Dv90. Nous posons l'hypothèse de notre estimation de taille est principalement liée au *Dv90*. Nous chercherons donc à valider cela sur les autres échantillons.

3.4.2 Application sur la poudre d'argile

Après avoir validé notre approche avec les billes de verre, nous nous sommes rapprochés de l'application visée en testant notre approche avec de la poudre d'argile.

Les mesures sur la poudre d'argile ont été faites avec trois différents transducteurs dont les fréquences de résonance sont $2,25\text{ MHz}$, $5,5\text{ MHz}$ et 15 MHz et qui nous ont permis de balayer respectivement de $1,5\text{ MHz}$ à $3,5\text{ MHz}$, de 3 MHz à 8 MHz et de 11 MHz à 16 MHz , avec un pas de $0,5\text{ MHz}$. Les concentrations des particules testées allaient de $0,1\%$ à $1,7\%$. La distance transducteur-réflexeur a été modifiée de $3,5\text{ cm}$ à $7,5\text{ cm}$. L'ensemble était maintenu à la température de la salle, voisine de 20°C .

3.4.2.1 Mesure de l'atténuation en fonction de la concentration

La [figure 3.9](#) représente le coefficient d'atténuation pour les particules d'argile en suspension, en fonction de la concentration et pour différentes fréquences. Comme précédemment, le comportement linéaire des variations prouve la compatibilité des échantillons avec l'estimation de basse concentration, ce qui nous autorise à appliquer le modèle théorique sélectionné.

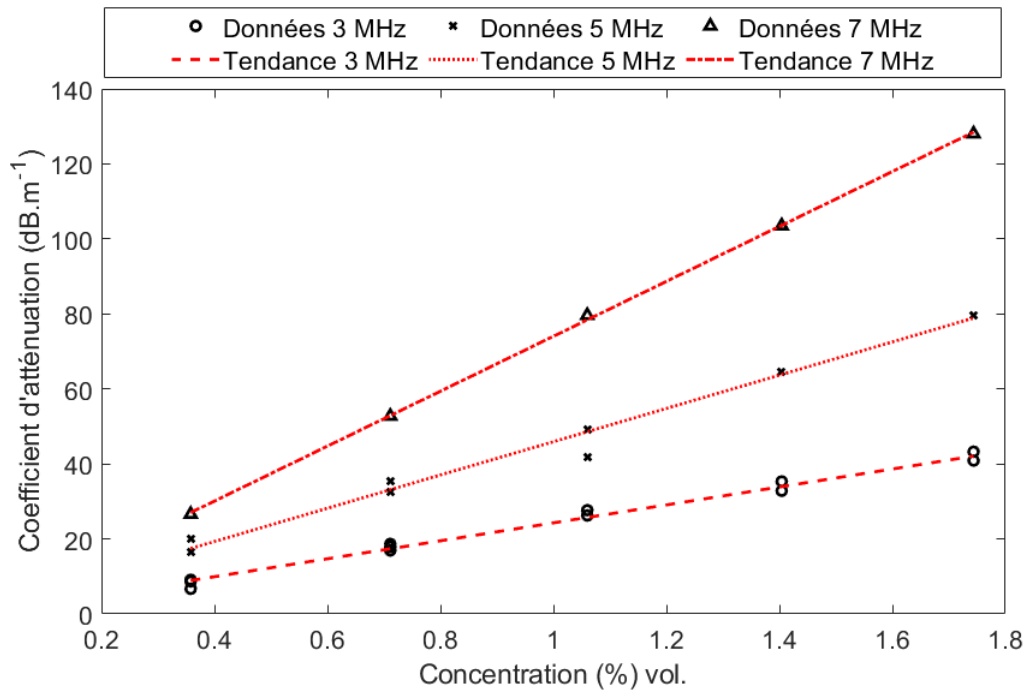


FIGURE 3.9 – Coefficient d'atténuation en fonction de la concentration à différentes fréquences, pour des particules d'argile en suspension.

3.4.2.2 Estimation de taille des particules d'argile

La [figure 3.10](#) représente les données expérimentales (217 mesures) de la variation du coefficient d'atténuation par unité de concentration en fonction de la fréquence, pour les

particules d'argile en suspension, ainsi que la courbe théorique ajustée.

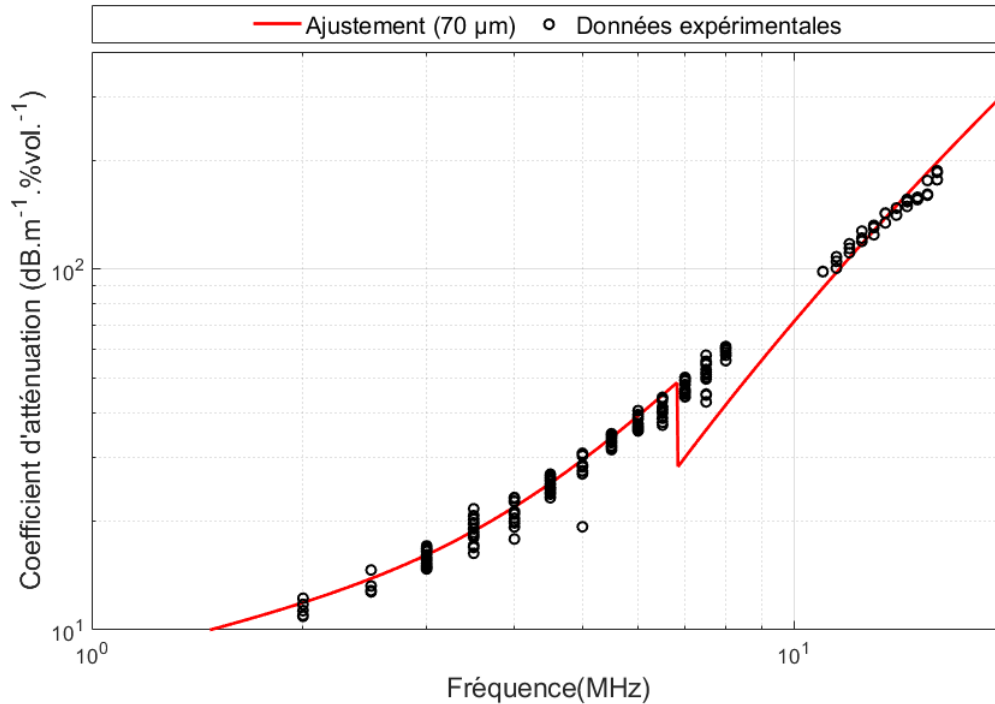


FIGURE 3.10 – Superposition de la courbe théorique (Modèle USH) avec les données expérimentales du coefficient d'atténuation par unité de concentration en fonction de la fréquence, pour les particules d'argile.

Malgré l'utilisation de plusieurs transducteurs, nous constatons une bonne reproductibilité et une cohérence de mesure, ce qui prouve encore une fois la fiabilité de notre système de mesure. Les écarts-types calculés sont de 5% à 10% avec le capteur de 2,25 MHz, de 3,5% à 10% avec celui de 5,5 MHz et de 0,7% à 3,5% avec celui de 15 MHz. Comparées aux écarts-types obtenus avec les billes de verres, les valeurs obtenues avec la poudre d'argile sont inférieures. Ceci est principalement dû à la plus grande facilité à suspendre les particules d'argile et de garantir leur distribution homogène étant donné que ces particules ont des tailles beaucoup plus petites, ainsi qu'une densité plus faible.

L'ajustement de la courbe théorique (Modèle USH) avec les résultats expérimentaux donne le meilleur accord pour une taille de particules ($2r$) de $70 \pm 6 \mu m$ pour $\xi = 2,3$. Comme précédemment, l'estimation trouvée par mesure acoustique est proche de la valeur du $Dv90$ trouvée par granulométrie laser.

3.4.3 Estimation de taille et de concentration des sédiments karstiques

Pour se rapprocher encore plus du milieu d'application et pour démontrer la possibilité de caractériser les sédiments du milieu karstique, nous avons testé notre approche sur un échantillon d'eau turbide prélevé dans un karst. Cet échantillon a été récupéré par un plongeur dans une structure « siphon » d'une grotte. La particularité de cette eau est qu'elle présente un haut niveau de turbidité, vu qu'elle a été prélevée à un endroit où les sédiments en suspension sont piégés.

Les mesures sur l'échantillon de karst ont été réalisées avec le transducteur de $5,5\text{ MHz}$ pour des fréquences allant de $3,5\text{ MHz}$ jusqu'à $7,5\text{ MHz}$.

Généralement, les sédiments trouvés dans de l'eau turbide d'origine karstique sont majoritairement de l'argile, du kaolin et du sable. Pour cela nous avons estimé une masse volumique moyenne de 2300 kg.m^{-3} environ, qui sera utilisé pour tracer la courbe théorique à ajuster avec les résultats expérimentaux.

Comme la concentration des sédiments n'est pas connue, nous appliquons le second traitement qui consiste à éliminer son effet en normalisant les mesures par la valeur obtenue à une fréquence particulière, judicieusement choisie. En effet, le choix de cette fréquence est fait de façon à favoriser l'écart entre les courbes de différentes tailles après normalisation, ce qui augmente la précision de l'ajustement. Dans notre cas, ça correspond à la fréquence la plus élevée ($7,5\text{ MHz}$).

La figure 3.11 représente les données expérimentales (130 mesures) du coefficient d'atténuation normalisé avec celui obtenu à $7,5\text{ MHz}$, ainsi que les courbes théoriques ($\alpha_{USH}(f, C, r)/\alpha_{USH}(7.5, C, r)$) correspondant à différentes tailles de particules pour $\xi = 1$.

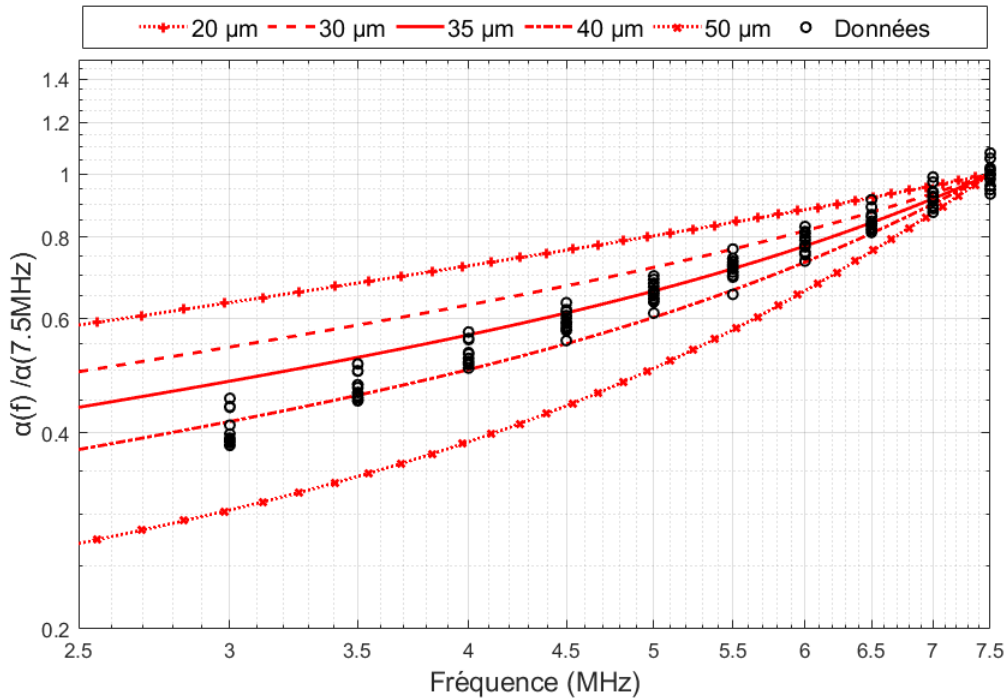


FIGURE 3.11 – Superposition des courbes théoriques normalisées pour différentes tailles de particules avec les données expérimentales, en fonction de la fréquence, pour l'échantillon d'eau de karst.

Même pour cette eau de karst fortement turbide et contenant un mélange inconnu de sédiments, nous retrouvons une faible dispersion des mesures. L'écart-type varie de 4,4% à 6,4%.

Le meilleur accord entre les courbes théoriques et les points expérimentaux a été trouvé pour une taille de particules ($2r$) de $35\ \mu m$ avec une légère déviation des points sur les basses fréquences qui se rapproche de la courbe de $40\ \mu m$. Comme précédemment, le $Dv90$ reste l'indicateur le plus proche de notre estimation de taille de particules. La déviation des points expérimentaux par rapport à la courbe théorique, ainsi que l'écart entre notre estimation et les données de la granulométrie laser, sont probablement dues à la complexité de l'échantillon examiné au niveau de la forme et de la nature des particules et la large distribution de taille. Malgré tout cela, nous sommes capables d'avoir un ordre de grandeur cohérent.

En supposant que la taille des particules est de $35\ \mu m$, nous avons appliqué l'équation 3.4 pour déduire la concentration. La valeur trouvée est de $2,24\%vol$. Pour vérifier cette valeur, nous avons procédé à la mesure de la quantité des sédiments par évaporation. En supposant une masse volumique moyenne de $2300\ kg.m^{-3}$, nous trouvons une concentration de $2,5\%vol$, proche de notre estimation.

3.5 Synthèse

Le principal objectif était de prouver la possibilité d'estimer la taille et la concentration des sédiments en suspension dans les eaux turbides, avec une approche simplifiée. Elle consiste à mesurer le coefficient d'atténuation, puis à éliminer l'effet de la concentration par normalisation pour ensuite ajuster les données avec le modèle théorique choisi dont un seul paramètre est variable : la taille des particules. Finalement la valeur de la concentration est déduite à partir de la taille estimée précédemment.

Nous avons effectué une série d'expériences en partant de billes de verre parfaitement sphériques, puis en passant à des particules d'argiles et des solutions turbides créées en laboratoire, pour arriver enfin à un échantillon d'eau turbide prélevé dans une grotte. Les données obtenues avec les cinq types d'échantillons prouvent la reproductibilité des résultats et la fiabilité du banc de mesure. Tous les échantillons ont été également caractérisés par granulométrie à diffraction laser pour avoir des données permettant de comparer nos résultats. Un récapitulatif des principaux résultats est présenté dans le tableau 3.3 et la figure 3.12.

Échantillon	Dv90	Estimation par US	Incertitude	Écart relatif
Billes de verre S	$93,1\ \mu m$	$100 \pm 4\ \mu m$	4,0%	7,4%
Billes de verre M	$142,7\ \mu m$	$150 \pm 6\ \mu m$	4,0%	5,1%
Billes de verre L	$214,3\ \mu m$	$250 \pm 40\ \mu m$	16,0%	16,6%
Poudre d'argile	$62,2\ \mu m$	$70 \pm 6\ \mu m$	8,6%	12,5%
Sédiments de karst	$26,3\ \mu m$	$35 \pm 5\ \mu m$	14,3%	33,0%

TABLE 3.3 – Comparaison des estimations de taille par ultrasons avec le diamètre volumique statistique ($Dv90$) obtenu par granulométrie laser.

Les essais sur les billes de verre parfaitement sphériques ont donné une estimation proche du $Dv90$ trouvé par granulométrie laser avec une incertitude de 4% et un écart relatif de 6% environ. Cette accord se dégrade pour les plus grosses billes. Cela peut

être expliqué par la non-homogénéité de la suspension dans le fluide, constaté durant les expériences.

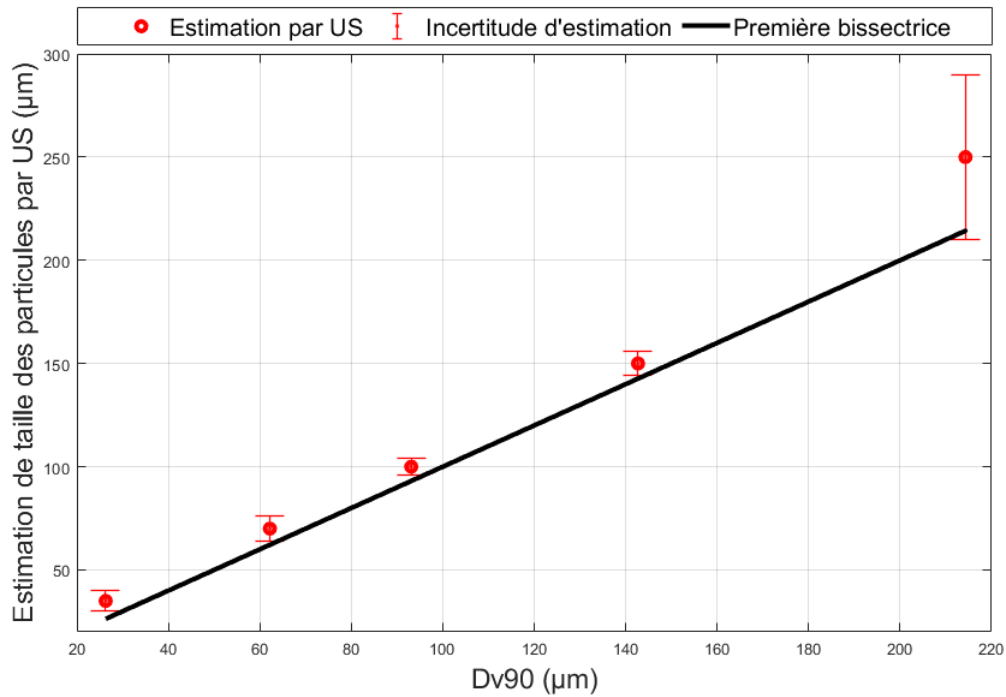


FIGURE 3.12 – Comparaison des estimations de taille par ultrasons avec le diamètre volumique statistique ($Dv90$) obtenu par granulométrie laser.

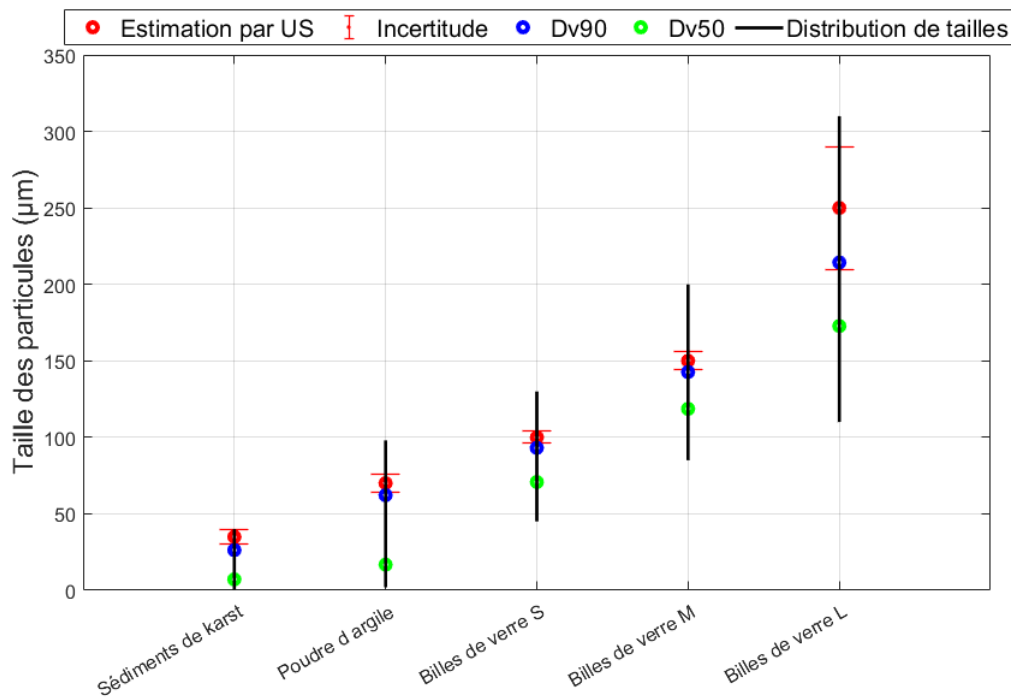


FIGURE 3.13 – Comparaison de l'estimation de taille par ultrasons avec le $Dv90$ et le $Dv50$, dans la plage de distribution de tailles des particules.

Ensuite, les résultats sur les particules d'argile viennent confirmer l'adéquation entre notre estimation et le $Dv90$. L'écart relatif trouvé dans le cas de la poudre d'argile est principalement dû à la forme complexe des particules qui peut induire des phénomènes non pris en compte dans le modèle théorique, ainsi qu'à la large distribution des particules qui s'étale de moins de $1\ \mu m$ à plus que $100\ \mu m$.

Finalement, les mesures sur l'échantillon de sédiments de karst donnent un résultat prometteur malgré l'incertitude élevée par rapport aux autres échantillons. Celle-ci provient principalement de la complexité de composition du milieu.

La [figure 3.13](#) représente, pour chacun des échantillons, la position de nos estimations de tailles dans la plage de distribution, comparée à la position du $Dv90$ et du $Dv50$. Nous constatons que nos estimations sont à chaque fois très proches du $Dv90$.

Chapitre 4

Instrumentation embarquée

Sommaire

4.1	Introduction	67
4.2	Structure globale de la chaine d'instrumentation	67
4.2.1	Structure matérielle (Hardware)	67
4.2.2	Structure logicielle (Software)	68
4.3	Choix des transducteurs	69
4.3.1	Portée de l'onde et pertes de transmission	69
4.3.2	Portée du système et équation du sonar	69
4.3.3	Application de l'équation de sonar pour le choix des capteurs	69
4.4	Électronique pour ultrason	72
4.4.1	Choix des composants	72
4.4.2	Mise en place des cartes TDC	73
4.4.3	Test unitaire des cartes	75
4.5	Microcontrôleur	77
4.5.1	Choix du microcontrôleur	77
4.5.1.1	Expression des besoins	77
4.5.1.2	Étude du marché :	79
4.5.2	Configuration	79
4.6	Algorithme d'acquisition et OS temps-réel	81
4.6.1	OS temps-réel (RTOS)	81
4.6.1.1	Pourquoi intégrer un OS temps-réel ?	81
4.6.1.2	FreeRTOS	83
4.6.1.3	Planification des tâches	83
4.6.1.4	Communication inter-tâches	84
4.6.2	Architecture logicielle	85
4.6.2.1	Principe de fonctionnement global	85
4.6.2.2	Tâches et objets du noyau RTOS	86
4.6.2.3	Programme principal	87
4.6.2.4	<i>Task 1</i> : lecture et calcul des données de distance	88
4.6.2.5	<i>Task 2</i> : Analyse des mesures de distance	89
4.6.2.6	<i>Task 3</i> : Re-configuration	90
4.6.2.7	<i>Task 4</i> : Synchronisation	91

4.6.2.8	<i>Task 5</i> : Transfert de données	92
4.6.3	Optimisation des performances	93
4.6.4	Test unitaire : validation du programme	94
4.7	Synthèse	96

4.1 Introduction

Après avoir planifié l'avancement du projet (page 17) et après avoir défini les notions nécessaires en acoustique subaquatique (chapitre 2), nous reprendrons dans ce chapitre le développement de notre système de détection : le bouclier acoustique.

Dans ce chapitre, nous présenterons les phases de conception globale et de conception détaillée du cycle en V. Nous décrirons en détail notre démarche vis-à-vis de chacune des sous-parties du système : les transducteurs, l'électronique de conditionnement, le microcontrôleur et l'algorithme de détection.

4.2 Structure globale de la chaine d'instrumentation

4.2.1 Structure matérielle (Hardware)

L'architecture globale du bouclier acoustique est représentée figure 4.1.

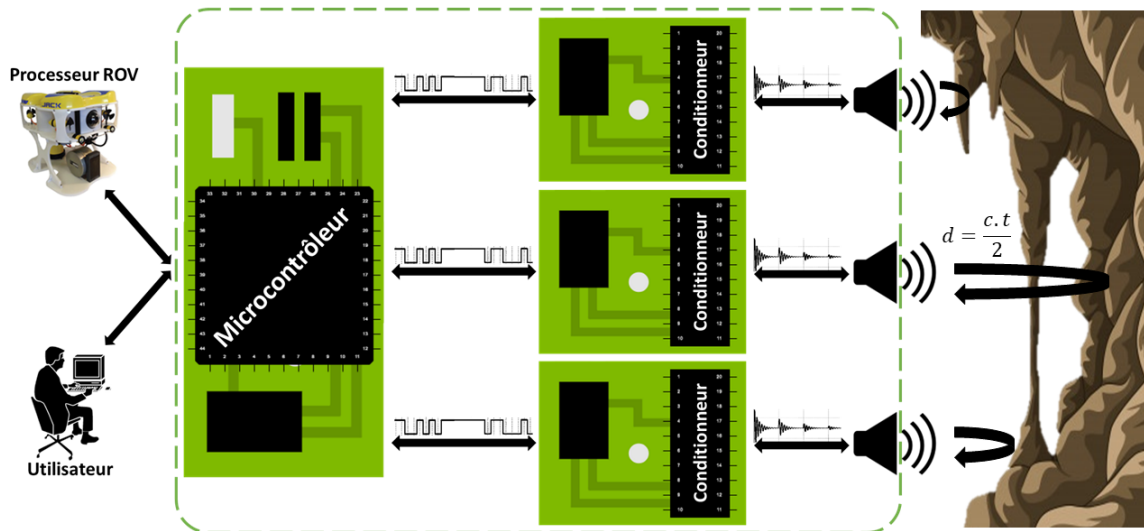


FIGURE 4.1 – Architecture matérielle globale du bouclier acoustique

Le système peut être décomposé en trois sous-systèmes, qui sont les transducteurs, l'électronique de conditionnement et le microcontrôleur.

Les transducteurs : ce sont les éléments de base du bouclier acoustique. Ils établissent le lien entre l'électronique et la grandeur physique en assurant la conversion électroacoustique aussi bien à l'émission qu'à la réception. Sachant que la gamme d'utilisation de tout transducteur ultrasonore est limitée et restreinte, il est donc important d'adapter le choix de cet élément aux contraintes imposées par l'environnement karstique. De plus, leur distribution et leur emplacement seront parmi les paramètres qui détermineront l'efficacité du système pour garantir une détection des obstacles.

L'électronique de conditionnement : les signaux sortant des transducteurs sont généralement bruités et atténués suite à leurs interactions avec l'environnement. Il est donc nécessaire de passer par un circuit de conditionnement qui a pour principal objectif

d'amplifier et de mettre en avant la partie du signal contenant l'information utile. Ce circuit assurera également la conversion de la donnée analogique en une donnée numérique exploitable, qui est la mesure de distance.

Le conditionnement est tout autant incontournable à l'émission qu'à la réception. Le circuit de conditionnement à l'émission sera donc chargé de mettre en forme le signal d'excitation du transducteur.

Le microcontrôleur : il sera chargé de communiquer d'une part avec les circuits électroniques de conditionnement, pour les paramétrer, récupérer les données de mesure de distance et gérer leur synchronisation. D'autre part, il assurera la liaison avec le robot ou l'utilisateur, pour leur transmettre les mesures de distance valides et recevoir des requêtes le cas échéant. Il intégrera la partie logicielle présentée ci-dessous.

4.2.2 Structure logicielle (Software)

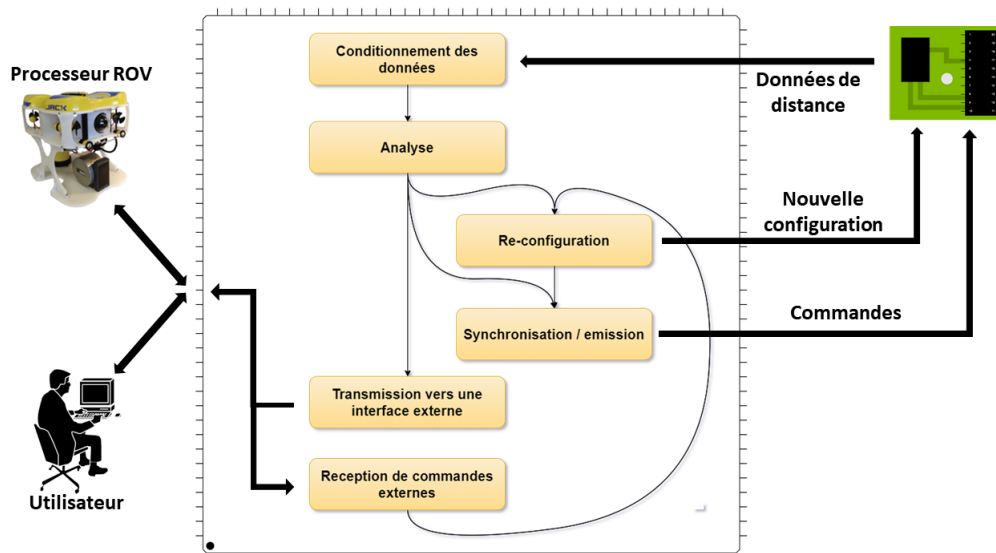


FIGURE 4.2 – Architecture logicielle globale du bouclier acoustique

C'est la partie qui structure l'intelligence et l'autonomie du système acoustique. Le logiciel sera chargé de configurer les paramètres d'émission et de réception de chacune des cartes contrôlant les transducteurs. Il aura à examiner les mesures de distance afin de confirmer leur fiabilité. Dans le cas contraire, il assurera la re-configuration de l'électronique de conditionnement autant de fois que nécessaire.

Il sera amené à synchroniser l'ordre d'intervention des différents capteurs du réseau en fonction du contexte, dans le but de garantir la détection malgré les variations de l'environnement.

Le logiciel aura à gérer le flux de données entrantes et sortantes, ainsi que la priorité des tâches à exécuter, afin d'assurer une réactivité adaptée aux besoins du robot.

Un des principaux objectifs de cet algorithme est d'offrir une autonomie totale pour le système de bouclier acoustique, afin qu'il puisse s'auto-configurer et garantir des mesures de distance fiables, sans avoir besoin d'une intervention externe.

4.3 Choix des transducteurs

4.3.1 Portée de l'onde et pertes de transmission

Nous avons vu précédemment que plusieurs paramètres influencent l'intensité de l'onde acoustique, particulièrement les pertes de propagation ([section 2.3](#)) et la divergence géométrique ([sous-section 2.5.3](#)), qui apparaissent dans l'équation de la pression :

$$p(z) = D_g p_0 e^{-\alpha z} \quad (4.1)$$

Nous définissons donc les pertes de transmission en décibel (*TL* : *transmission loss*).

$$TL = 20 \log \left(\frac{p(z)}{p_0} \right) = 20 \log \left(\frac{1}{D_g} \right) + \alpha_{dB/m} z \quad (4.2)$$

Ces phénomènes vont affaiblir l'onde au fur et à mesure de sa propagation, jusqu'à arriver à un niveau de pression inférieur au niveau de bruit ambiant. Cela s'exprime par :

$$SL - TL < NL$$

Où *SL* est le niveau d'émission, *TL* sont les pertes de transmission (multipliées par 2 dans le cas d'aller-retour) et *NL* est le niveau de bruit ambiant (*noise level*). À ce niveau, l'onde n'est plus détectable. La distance parcourue par l'onde avant sa disparition est définie comme étant la portée de l'onde.

4.3.2 Portée du système et équation du sonar

Étant donné que la portée de l'onde ne considère que la pression acoustique, pour une mesure de distance, il nous faut donc avoir recours à la portée du système. Dans ce cas là, la portée est associée au système complet dans lequel le capteur et la partie électronique sont inclus. Cela fait ajouter plusieurs paramètres influant sur la portée, tels que la sensibilité du transducteur en émission (*SL*), sa directivité (*DI*), les gains du traitement électronique (*GT*) principalement par l'amplification, le seuil de détection (*DT*) et la réflectance de la surface ou de la cible via l'indice de cible (*TS*).

Cela permet de définir l'équation du sonar, qui est présentée par l'[équation 4.3](#) pour une configuration en réflexion [\[65\]](#).

$$SL - 2TL + TS - NL + DI + GT \geq DT \quad (4.3)$$

4.3.3 Application de l'équation de sonar pour le choix des capteurs

Parmi les principaux paramètres influant le choix du transducteur, il y a sa fréquence centrale et sa taille. Ces deux paramètres apparaissent dans les termes *TL* et *DI* de l'équation du sonar ([équation 4.3](#)).

Le choix du transducteur doit se faire d'une manière telle que les paramètres du système total valident l'équation du sonar pour la portée souhaitée. Étant donné que nous sommes dans une phase de choix de capteurs où les autres parties constituant le système ne sont pas encore définies, nous allons devoir estimer certains termes de l'équation afin de se rapprocher des paramètres optimums du transducteur.

Niveau d'émission (SL) : définie dans la [page 43](#), ce terme est généralement autour de 200 dB référencé à $1\text{ }\mu\text{Pa.V}^{-1}$ pour un transducteur céramique. Plus il est grand, plus le transducteur est efficient en émission. Il n'est pas directement lié à la fréquence ou la taille de capteur, il dépend plutôt de la technologie employée et du savoir-faire dans la fabrication.

Indice de cible (TS) : définie dans la [page 41](#), ce terme dépend de l'application. Étant donné que nos cibles sont majoritairement les parois d'une grotte et parfois des structures plus ou moins cylindriques, l'ordre de grandeur de ce terme se situe généralement de -3 dB pour les structures les plus réfléchissantes à -10 dB pour celles qui le sont moins [\[66\]](#).

Niveau de bruit ambiant (NL) : ce terme est le rapport de l'intensité du bruit ambiant par rapport à l'intensité d'une onde plane à 1 Hz et d'une pression efficace (rms) de $1\text{ }\mu\text{Pa}$. Le bruit ambiant se situe principalement dans les basses fréquences et décroît rapidement en montant dans le spectre. Par exemple, dans les océans le niveau de bruit ambiant est à plus que 50 dB référencé à $1\mu\text{Pa.Hz}^{-2}$ à 1 kHz et à moins que 10 dB référencé à $1\mu\text{Pa.Hz}^{-2}$ à 100 kHz [\[67, 68\]](#). Étant donné que notre milieu d'application est un milieu isolé et que les fréquences visées sont de l'ordre du MHz , nous pouvons supposer que le bruit ambiant sera négligeable.

Gain électronique (GT) : les amplificateurs de l'électronique de conditionnement permettront de gagner en amplitude. Nous pouvons facilement atteindre des gains de 20 dB à 40 dB .

Seuil de détection (DT) : c'est le rapport signal sur bruit. Il peut être estimé à partir de l'indice de détection, qui est déterminé par la probabilité de détecter le bon écho et la probabilité d'avoir une fausse détection [\[65, 69\]](#).

Vu que notre spectre de fréquence visé est loin de celui du bruit ambiant, nous pouvons estimer que nous avons une grande probabilité de détecter le bon écho (de 90% à 99%) et une faible probabilité de détecter un faux écho ($0,1\%$). En tenant compte de la bande passante des capteurs, du temps d'émission (une dizaine de cycles dans le *burst*) et du nombre de répétitions nécessaires pour confirmer la détection, nous estimons un seuil de détection allant de -5 dB à -15 dB .

Indice de directivité (DI) : étant donné que les parois de la grotte ont des morphologies complexes qui favorisent la diffusion, il n'est pas avantageux de choisir des émetteurs très directifs qui rendent la détection plus difficile. Nous estimons donc avoir besoin d'une divergence entre 10° et 20° , ce qui donne un rapport $\lambda/D = 0,14$ à $0,28$ ([équation 2.37](#)). En appliquant l'[équation 2.38](#), nous obtenons un indice de directivité entre 20 dB et 26 dB .

Pertes de transmission (TL) : après avoir estimé les différents termes de l'[équation 4.3](#), nous pouvons estimer la valeur minimale de TL afin que l'équation du sonar soit satisfaite. Cela va également nous guider vers le choix des paramètres spécifiant le transducteur.

Nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned}
 SL - 2TL + TS - NL + DI + GT &\geq DT \\
 SL + TS - \cancel{NL} + DI + GT - DT &\geq 2TL \\
 \text{cas le moins favorable} \\
 200 + (-10) + 20 + 20 - (-5) &\geq 2TL \\
 235 &\geq 2TL \\
 \text{cas le plus favorable} \\
 200 + (-3) + 26 + 40 - (-15) &\geq 2TL \\
 278 &\geq 2TL
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Nous estimons que le maximum de pertes à ne pas dépasser sur un aller-retour, pour le bon fonctionnement du système de détection, devra être compris entre 235 dB et 278 dB.

En se basant sur ces valeurs, nous pouvons faire un premier choix de transducteur en fonction de la portée souhaitée. Pour cela, nous avons simulé les pertes de transmission (équation 4.2) en utilisant l'équation 2.39 pour les pertes par divergence géométrique du faisceau et l'équation 2.8 pour les pertes de propagation. Dans cette dernière équation, nous utilisons l'équation 2.11 pour les pertes intrinsèques de l'eau et l'équation 2.19 pour les pertes dues aux sédiments.

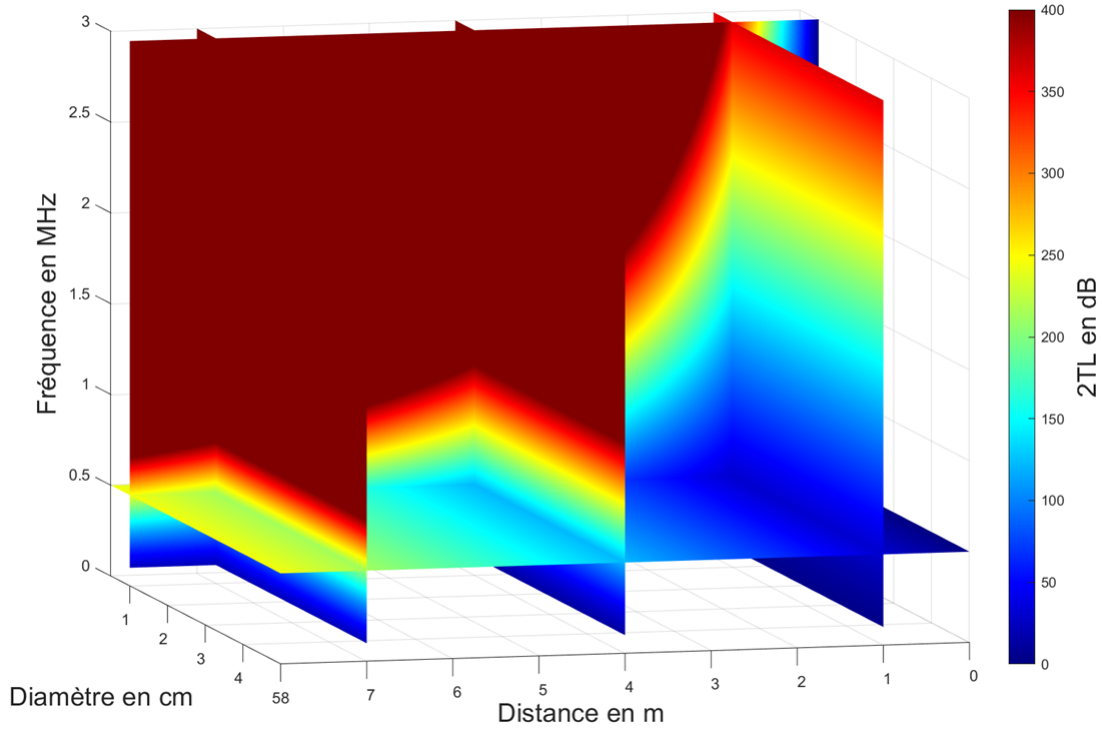


FIGURE 4.3 – Variation des pertes de transmission sur un aller-retour ($2TL$) en fonction de la fréquence, du diamètre de l'émetteur et de la distance de propagation. Découpes dans les différents plans : $z = 1\text{ m}$, $z = 4\text{ m}$, $z = 7\text{ m}$, $f = 0,5\text{ MHz}$ et $D = 1\text{ cm}$.

La figure 4.3 représente les variations des pertes (gradient de couleur) en fonction de la fréquence de l'onde, du diamètre de l'émetteur et de la distance de propagation.

Concernant les pertes dues aux sédiments, dans cette simulation, nous avons pris une configuration inspirée de notre échantillon d'eau turbide du karst, avec des particules de

10 μm de diamètre, de 2300 $kg.m^{-3}$ de masse volumique et de 0,1% de concentration dans l'eau.

Choix des transducteurs : d'après les résultats obtenus précédemment (équation 4.4), nous pouvons nous autoriser à sélectionner un transducteur dans toute les zones telles que $2TL < 280 dB$: zone bleu, verte, jaune et orange de la figure 4.3. Donc la zone monochrome rouge foncée est la zone interdite.

La portée souhaitée pour l'application est de 1 à 2 mètres pour les distances proches (ce qui fait 2 à 4 mètres aller-retour) et supérieures à 6 mètres pour les cavités larges. Nous pouvons conclure dans un premier temps que les fréquences au delà de 1 MHz seront de moins en moins adaptées. Concernant le diamètre, pour garder une surface de détection suffisamment large et pour respecter la condition d'angle de divergence posée précédemment (entre 10° et 20°), nous trouvons finalement que les capteurs les plus adaptés sont ceux qui ont des fréquences entre 0,5 MHz et 1 MHz , ainsi que des diamètres entre 1,5 cm et 6 cm .

Notons que les pertes dues aux sédiments sont très majoritaires. Pour cette simulation, les pertes valent 28 $dB.m^{-1}$ à 0,5 MHz , 80 $dB.m^{-1}$ à 1 MHz et 130 $dB.m^{-1}$ à 2 MHz . Cela signifie qu'en absence de turbidité, des transducteurs à des fréquences supérieures (vers 2 MHz) peuvent être employés.

Transducteurs commerciaux : sur le marché des systèmes sous-marins, la majorité des transducteurs utilisés sont à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de kilohertz et la fréquence maximale employée est voisine de 250 kHz . Parmi les rares fabricants qui proposent des fréquences élevées, nous avons choisi *Teledyne Marine*, qui proposait des transducteurs *RESON TC3027* de 1 MHz avec un diamètre de 2,7 cm , un demi-angle de divergence de 6° et un niveau d'émission de 170 dB re 1 $\mu Pa.V^{-1}$.

4.4 Électronique pour ultrason

4.4.1 Choix des composants

L'utilisation des transducteurs ultrasonores nécessite l'association d'une électronique particulière aussi bien pour l'émission que pour la réception. Sur le marché, il existe une multitude de composants et de cartes dédiées à ces applications. Notre choix s'est arrêté sur les composants TDC fabriqués par *Texas Instruments*. Ce sont le TDC1000 et le TDC7200.

L'origine de ce choix repose sur les nombreux avantages qu'ils apportent :

1. ces composants permettent de couvrir une plage de détection allant jusqu'à 12 mètres. Le TDC1000 peut exciter des capteurs fonctionnant jusqu'à 4 MHz . Cela est en accord avec notre cahier des charges.
2. ils assurent la détection de plusieurs échos associés à une même émission, ce qui permet de faire des interprétations plus poussées.
3. le TDC7200 numérise les mesures correspondant aux détections d'échos et les place dans des registres accessibles par voie SPI (*Serial Peripheral Interface*).
4. ils sont facilement reconfigurables via des registres spécifiques. L'écriture de la configuration se fait par une communication SPI.

5. ils nécessitent une basse tension d'alimentation (autour de 3 V), consomment peu d'énergie et supportent un mode de veille leur permettant d'économiser plus d'énergie, ce qui les rend adaptés à une application embarquée.

TDC1000 : ce composant est un circuit de conditionnement analogique. Il intègre le circuit de conditionnement de l'émission et celui de la réception. Il génère le signal pour exciter le transducteur, récupère le signal de retour et détecte la position des échos. En terme de mesures, ce composant génère deux signaux analogiques (*START* et *STOP*). Le premier correspond à la position temporelle de l'impulsion de départ et le second à la position des échos.

TDC7200 : ce composant est un convertisseur temps-numérique (*time to digital converter*). Il reçoit les signaux *START* et *STOP* du TDC1000 puis calcule le temps entre l'impulsion de départ et la position de chaque écho. Pour la mesure de distance, le TDC7200 fournit des données numériques permettant de remonter au temps de vol.

4.4.2 Mise en place des cartes TDC

Pour notre système acoustique, nous avons conçu et mis en place des circuits électroniques de conditionnement basés sur les composants TDC1000 et TDC7200 (figure 4.4). Dans la conception de ce circuit, nous avons assuré une flexibilité de configuration, afin de pouvoir évaluer tous les modes de fonctionnement possibles des composants TDC, via des cavaliers. De plus, il est possible de connecter des éléments externes comme des filtres et des amplificateurs supplémentaires.

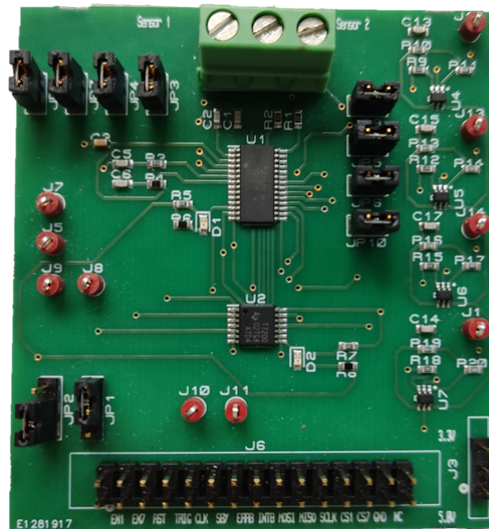


FIGURE 4.4 – Carte électronique de conditionnement des signaux acoustiques.

La figure 4.5 représente le schéma bloc du circuit de conditionnement mis en place dans la configuration utilisée dans notre système de détection acoustique.

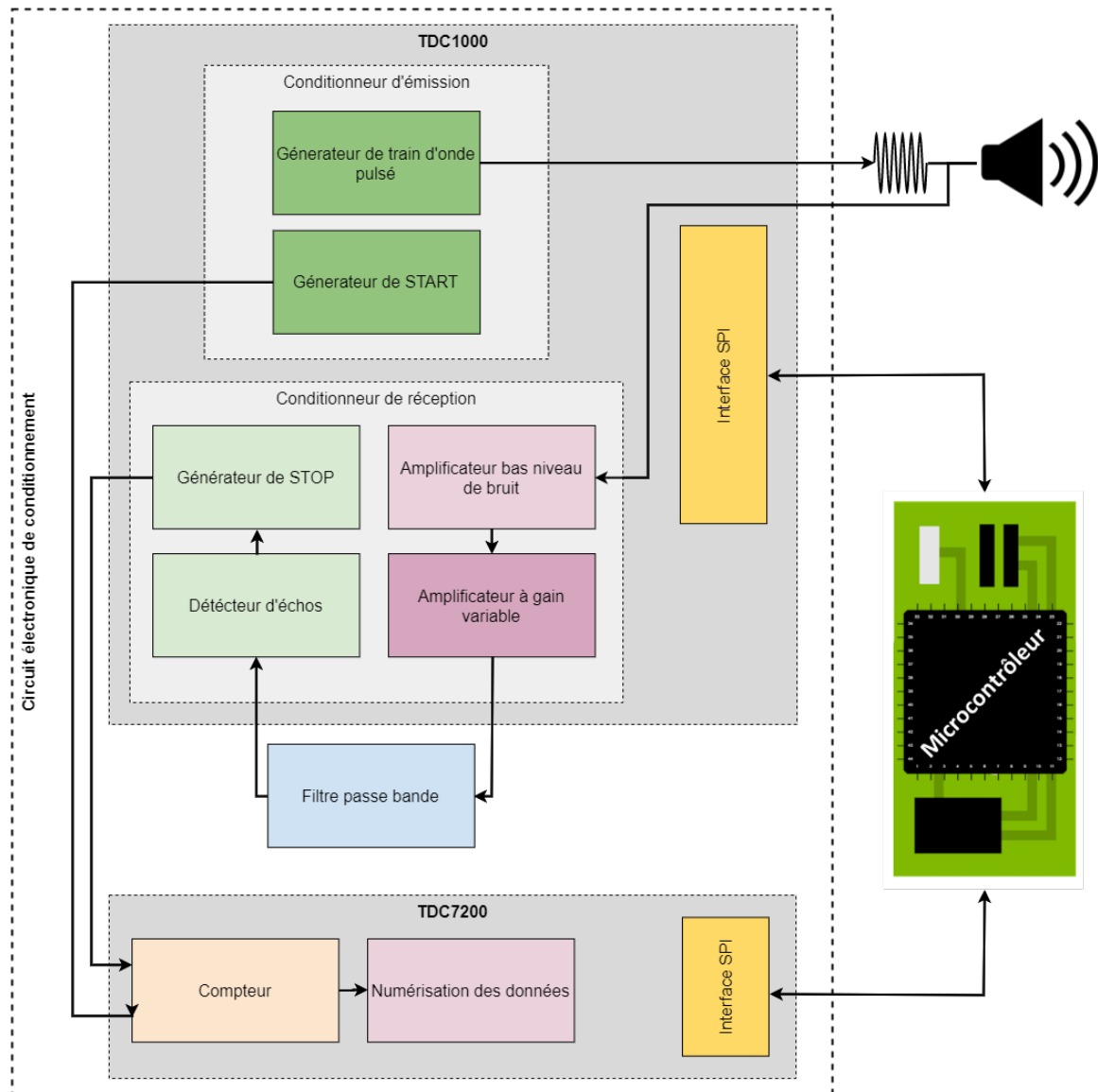


FIGURE 4.5 – Schéma bloc du circuit de conditionnement comportant les deux composants TDC1000 et TDC7200.

Lorsque la carte de conditionnement reçoit par liaison SPI l'ordre de réaliser une nouvelle mesure de distance du microcontrôleur, le TDC7200 demande au TDC1000 d'envoyer le signal d'excitation acoustique, dont les paramètres ont été configurés au préalable. En parallèle, le TDC1000 génère l'impulsion START pour que le TDC7200 lance son compteur permettant la mesure de temps de vol.

Après l'émission, le TDC1000 active son circuit de réception. Le signal est dans un premier temps amplifié par un amplificateur à gain fixe (20 dB) de grand rapport signal sur bruit, puis par un amplificateur à gain variable dans le temps. Ce dernier permet de compenser les pertes de propagation en appliquant des amplifications supérieures aux échos éloignés dans le temps. Le gain maximal de cet amplificateur est modifiable et peut atteindre 21 dB . Il sera donc un des paramètres à autoconfigurer par le système pour assurer la détection.

Ensuite, le signal est filtré par un filtre passe-bande externe aux composants TDC,

puis réinjecté dans le détecteur de seuil du TDC1000. Dans ce bloc, le signal est comparé à un seuil fixé au préalable. Une fois que le signal dépasse le seuil, le composant active le générateur de STOP. Le seuil de détection peut être ajusté de -1500 mV jusqu'à -35 mV . Ce seuil sera également un des paramètres à autoconfigurer par le système de détection.

Le signal STOP généré par le TDC1000 est transmis au compteur du TDC7200. En effet, deux compteurs interviennent : le premier est cadencé par une horloge externe et le second par un oscillateur interne à une fréquence très élevée qui permettra d'offrir une haute précision dans la mesure de distance. Le nombre de coups d'horloge fournis par les deux compteurs entre le START et chaque STOP est numérisé et sauvegardé dans des registres spécifiques qui seront accessibles par liaison SPI. En parallèle le TDC7200 sauvegarde des données de calibration dans ses registres qui permettront de calculer les temps de vol, associés aux distances mesurées.

Les différentes configurations des composants électroniques programmables, le montage électronique, les masques des circuits imprimés, la liste des composants utilisés ainsi que le descriptif de différentes configurations matérielles possibles sont données dans l'[annexe B](#).

4.4.3 Test unitaire des cartes

Pour valider le fonctionnement des cartes électroniques de conditionnement, nous avons développé un logiciel de test permettant de communiquer par liaison SPI pour envoyer des configurations pour les composants TDC, ainsi que pour récupérer les données numériques de mesure de distance.

La [figure 4.6](#) présente une capture d'écran d'oscilloscope, affichant les principaux signaux de la carte.

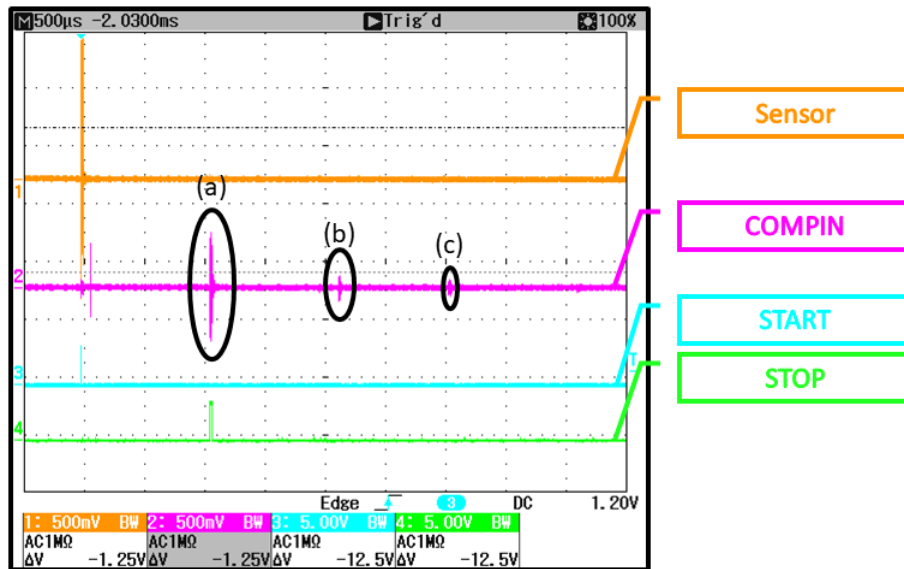


FIGURE 4.6 – Capture d'écran à l'oscilloscope montrant les signaux Sensor, COMPIN, START et STOP.

- Le signal "Sensor" correspond à l'échogramme brut en sortie du transducteur. Il montre le *burst* d'excitation, mais semble ne pas contenir les échos. Cela est normal,

sachant que l'amplitude des échos décroît très rapidement ce qui impose l'utilisation d'un circuit de conditionnement afin de ressortir les échos recherchés.

- Le signal "COMPIN" correspond à l'échogramme après amplification et filtrage. Ce traitement appliqué a permis de faire apparaître trois échos (a), (b) et (c), correspondant à plusieurs aller-retours de l'onde dans le milieu de test.
- Sur le signal "START" généré par le TDC1000, nous identifions la présence de l'impulsion exactement au moment de l'excitation du transducteur.
- L'impulsion du signal "STOP" est générée au moment de l'apparition du premier écho (a) sur le signal "COMPIN", mais aucune impulsion n'est générée lors de l'apparition des échos suivants, sachant que le TDC1000 peut générer jusqu'à cinq impulsions correspondantes à cinq échos. La non-détection des deux derniers échos a été conditionnée par le seuil de détection qui était supérieur aux amplitudes des échos (b) et (c).

Le temps de vol estimé à partir des signaux "START" et "STOP" est de $1,07\text{ms}$. Cette valeur est conforme à celle qui a été rendue par le TDC7200. En comparant le temps de vol et en prenant la vitesse des ondes dans l'eau à 1480 m.s^{-1} , nous retrouvons la valeur de la distance attendue.

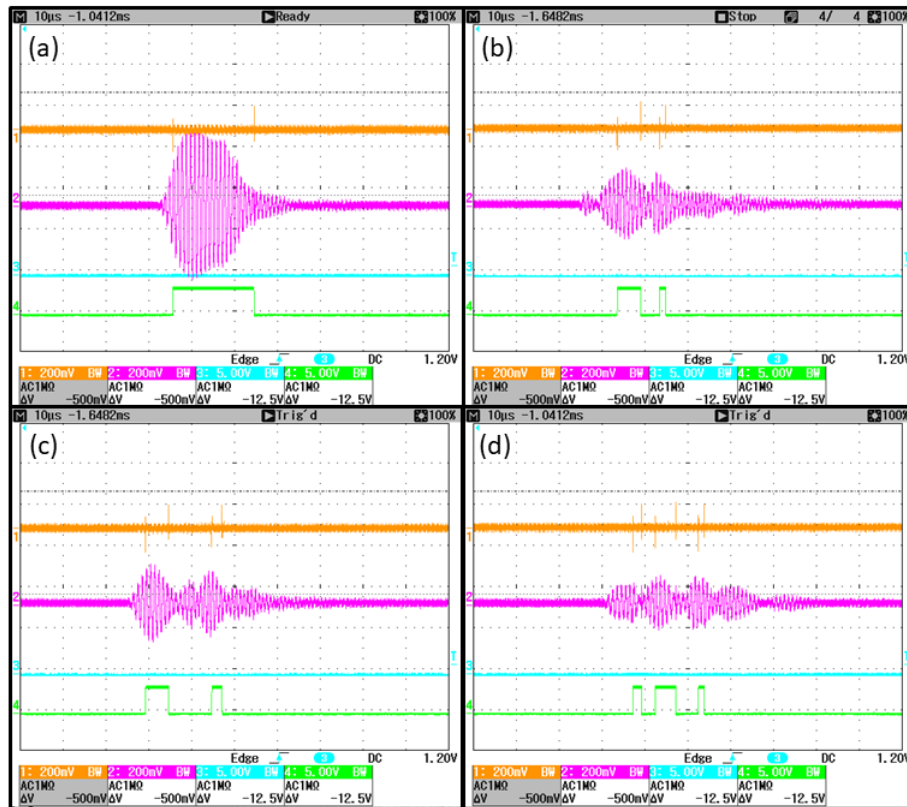


FIGURE 4.7 – Captures d'écran à l'oscilloscope montrant la forme du signal de l'écho reçu dans différentes situations. (a) écho seul, (b) écho perturbé par l'écho du capteur voisin, (c) et (d) échos modifiés par la géométrie complexe du réflecteur.

Dans la configuration la plus favorable entre le capteur et le réflecteur, l'écho détecté reprend plus ou moins la forme du signal d'excitation (figure 4.7-a). Par contre, d'autres

essais expérimentaux ont montré que dans le cas de plusieurs émetteurs, le capteur détecte son écho suivi de l'écho de l'émetteur voisin (figure 4.7-b). De même, dans le cas d'un réflecteur irrégulier, l'écho est déformé suite à la réflexion diffuse de l'onde (figure 4.7-c-d). Dans ces cas là, l'écho constitué de plusieurs lobes est détecté comme étant plusieurs échos distincts. Il faudra donc prévoir ces situations et faire comprendre au système de détection que l'ensemble des impulsions STOP détectées correspondent au même écho.

Par la suite, en fonction de nos besoins au niveau de la portée et du nombre d'échos à détecter, il faudra ajuster les valeurs du gain et du seuil de détection. C'est pourquoi, nous les définirons comme étant les paramètres à autoconfigurer par le système.

4.5 Microcontrôleur

4.5.1 Choix du microcontrôleur

Choisir le microcontrôleur est une étape cruciale, car son architecture conditionne les performances du programme et du protocole, qui assureront la mesure fiable et rapide de distance, ainsi que l'autonomie du système complet. Il est donc important d'établir clairement les besoins et faire une étude correcte du marché afin d'assurer le bon choix de microcontrôleur.

4.5.1.1 Expression des besoins

Les spécifications recherchées dans le microcontrôleur sont présentées sous trois axes : les performances, les caractéristiques et le coût.

Performances :

- **Architecture** : le choix de l'architecture se fait d'une part sur la taille des registres (8-bit, 16-bit, 32-bit, etc) et d'autre part sur l'architecture du microcontrôleur (*ARM*, *MIPS*, *AVR32*, etc).

Notre besoin est d'avoir une architecture compatible avec un OS temps réel et capable de faire des calculs avec virgule flottante. Notre choix s'est dirigé vers une architecture 32-bit pour une meilleure souplesse dans la gestion des mémoires, des communications et des calculs avec virgule flottante. D'autre part nous avons choisi une architecture *ARM* (*ARM* : *Advanced RISC Machines* ; *RISC* : *Reduced Instruction Set Computing*) étant donné que ces architectures sont plus simplifiées que d'autres et moins consommatrices d'énergie. Précisément, la famille *Cortex-M* supporte un OS temps-réel et l'unité de calcul à virgule flottante est disponible à partir du *Cortex-M33*.

- **Fréquence** : dans notre application, nous aurons un grand flux de données venant des capteurs à gérer. Il nous faut donc un microcontrôleur suffisamment rapide pour ne pas avoir de latence. Bien évidemment, il n'est pas judicieux de chercher la plus haute fréquence possible, car elle induira une consommation supplémentaire d'énergie. Nous avons choisi dans un premier temps un microcontrôleur qui permet de monter jusqu'à plusieurs dizaines de mégahertz. Cette fréquence sera adaptée au fur et à mesure des travaux.

- **Consommation** : nous cherchons à réduire le plus possible la consommation d'énergie de notre système. Il est donc préférable d'avoir un microcontrôleur à faible consommation d'énergie et qui supporte des modes d'économie supplémentaires tels que la mise en veille.

Caractéristiques techniques :

- **Périphériques de communication** : pour communiquer avec les cartes TDC, il nous faut un microcontrôleur qui supporte le protocole de communication SPI. Il nous faut également, pour la phase de développement, une communication avec un ordinateur par protocole UART (*Universal Asynchronous receiver transmitter*). Le protocole de communication avec le processeur du robot n'est pas encore choisi, mais sera probablement réalisé via une mémoire externe.
- **Broches d'entrée/sortie** : notre besoin de connecter plusieurs cartes de conditionnement au microcontrôleur nécessite de prévoir suffisamment de broches d'entrée/sortie. Étant donné qu'une carte nécessite de 10 à 13 entrées/sorties, dont 6 peuvent être communes, cela signifie que brancher 10 cartes peut rapidement monter le nombre de connexions à plus que 50.

Coût :

- **Prix du microcontrôleur** : étant donné que c'est un système unique qui ne sera pas produit en masse, il n'existe pas de grosse contrainte sur le coût, d'autant plus que les prix des microcontrôleurs n'atteignent pas des valeurs excessives.
- **Besoins logiciels de développement** : il est préférable d'avoir un microcontrôleur pour lequel les logiciels de développement, de compilation et de débogage soient en libre accès et qu'ils soient supportés par le fabricant lui-même. Cela permet une flexibilité de travail et des ressources fiables.

Architecture	32-bit à partir de ARM Cortex-M33
Fréquence	quelques dizaines de <i>MHz</i>
Consommation	Basse consommation
Périphériques de communication	SPI, UART
Broches d'entrée/sortie	> 100
Prix du microcontrôleur	-
Besoins logiciels de développement	Logiciel open source, recommandé et supporté par le fabricant

TABLE 4.1 – Récapitulatif des caractéristiques du microcontrôleur recherché.

4.5.1.2 Étude du marché :

Parmi les grands producteurs de microcontrôleurs sur le marché, il existe Texas Instruments, STMicroelectronics, Microchip, NXP, etc. Ils fournissent de larges gammes et familles couvrant différents types d'application et répondant à différents besoins.

En particulier, STMicroelectronics fournit une large gamme de microcontrôleurs 32-bit, basée sur une architecture *ARM Cortex-M*. Ces microcontrôleurs ont prouvé leur efficacité et sont aujourd'hui parmi les microcontrôleurs les plus utilisés et recommandés [70].

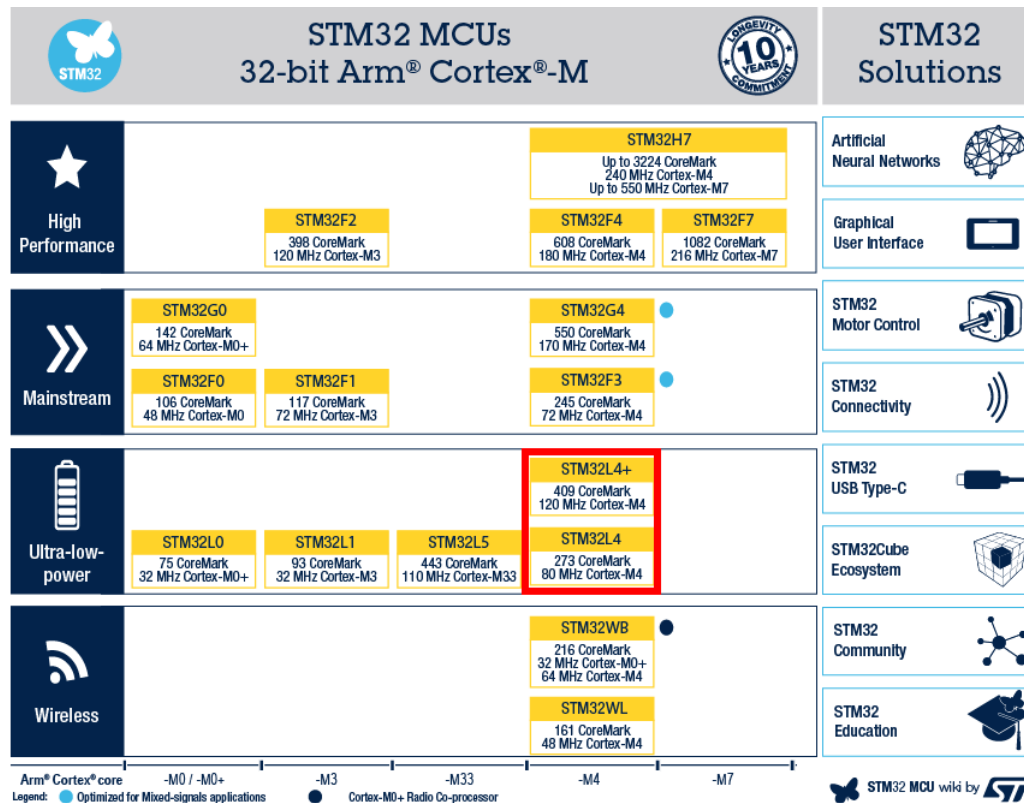


FIGURE 4.8 – Grilles de choix des familles STM32

La figure 4.8 représente le classement des différentes familles de microcontrôleurs STM32 en fonction de la nature de l'application et de l'architecture interne. Notre choix s'est arrêté sur les familles STM32L4/L4+, basées sur une architecture *ARM Cortex-M4* et spécialement conçues pour les applications embarquées de basse consommation d'énergie.

Dans les familles sélectionnées existe une multitude de microcontrôleurs. Pour faire le tri, nous avons cherché d'une part ceux qui ont un nombre suffisant de broches et d'autre part ceux qui sont disponibles sur le marché en version de carte de développement dans le but d'accélérer notre travail. Au final, et après comparaisons des différentes caractéristiques et performances, notre choix s'est porté sur la carte STM32L4R5ZI.

4.5.2 Configuration

Le microcontrôleur nécessite certaines configurations d'initialisation pour assurer le bon fonctionnement selon l'application. Il s'agit principalement de la configuration de ses périphériques internes, ainsi que des ports de communication.

La [figure 4.9](#) représente un schéma bloc du microcontrôleur, comportant les principaux blocs qui participeront au fonctionnement de notre système de bouclier acoustique.

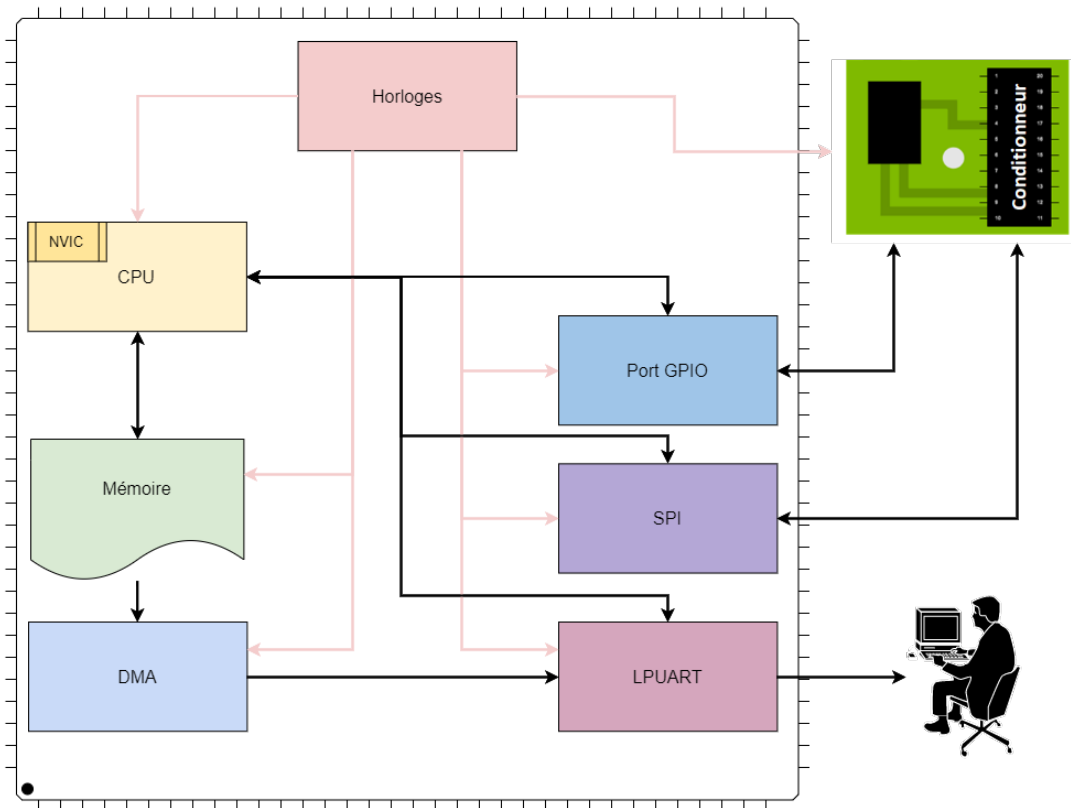


FIGURE 4.9 – Schéma bloc montrant les principaux périphériques utilisés dans le microcontrôleur.

L'horloge est le premier périphérique à configurer dans le microcontrôleur. Elle permet de cadencer le fonctionnement de l'unité centrale (CPU) en configurant l'horloge du système, mais aussi à cadencer le fonctionnement des autres périphériques du microcontrôleur et le transfert de données sur les bus de communication. La configuration d'horloge doit se faire de manière à la connecter aux blocs utilisés et à la couper des autres afin de minimiser la consommation énergétique. La fréquence de l'horloge du système sera choisie pour une valeur nominale qui assure le bon fonctionnement du système sans engendrer de consommation supplémentaire d'énergie. Nous faisons fonctionner le système à 48 MHz dans un premier temps, avec une perspective de réduction de la fréquence, une fois que le besoin réel sera éclairci.

Le port de communication SPI est configuré pour établir la liaison entre le microcontrôleur et les composants TDC du circuit de conditionnement. Comme c'est le microcontrôleur qui gérera le réseau de capteurs, il est configuré comme étant "maître" de la communication. Toutes les cartes de conditionnement seront "esclaves". Pour réussir une bonne communication, il faut prédéterminer dans la configuration la taille des données échangées, le niveau du signal d'activation des esclaves et la fréquence de synchronisation.

Le port de communication LPUART sera le périphérique permettant le transfert des mesures du microcontrôleur vers l'utilisateur. Dans ce type de communication, il faut configurer au préalable la taille des données transmises, le nombre de bits indiquant le début et la fin d'une donnée et la vitesse de transmission.

Le DMA (*Direct Memory Access*) est un périphérique du système et un maître de bus, ce qui signifie qu'un autre périphérique en lien avec le DMA peut transmettre ses données directement sur le bus de la mémoire du microcontrôleur. Le but de l'utilisation du DMA est de réaliser des transferts de données entre les périphériques du microcontrôleur et la mémoire sans intervention du CPU. Dans notre cas, nous le configurons pour transmettre les données de distance stockées dans la mémoire vers le port de communication LPUART. Sachant que la vitesse de transfert par le LPUART est relativement lente par rapport au CPU, l'utilisation du DMA permet de compenser ce temps en libérant l'unité centrale en se chargeant lui-même du transfert.

Les ports GPIO sont des ports d'entrée-sortie du microcontrôleur. Chaque broche de ces ports peut être configurée pour se comporter comme une entrée ou une sortie, ainsi que pour fonctionner en mode analogique ou numérique. Les broches d'entrée peuvent être également associées à des interruptions qui activeront le vecteur NVIC (*Nested Vector Interrupt Controller*), permettant de basculer le fonctionnement du CPU vers une fonction plus prioritaire. Les broches des ports GPIO peuvent être de même affectées à des fonctions alternatives qui représentent les autres périphériques du microcontrôleur tels que le SPI, le LPUART, etc. Dans notre cas, nous configurons des broches pour les deux communications SPI et LPUART, pour les interruptions des cartes de conditionnement, ainsi que pour les autres entrées-sorties nécessaires pour faire fonctionner les cartes. Les affectations des broches sont présentées dans l'[annexe C](#).

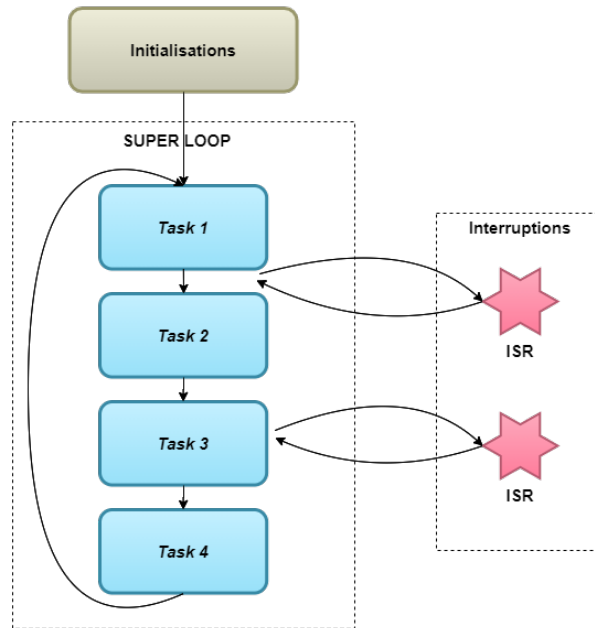
4.6 Algorithme d'acquisition et OS temps-réel

4.6.1 OS temps-réel (RTOS)

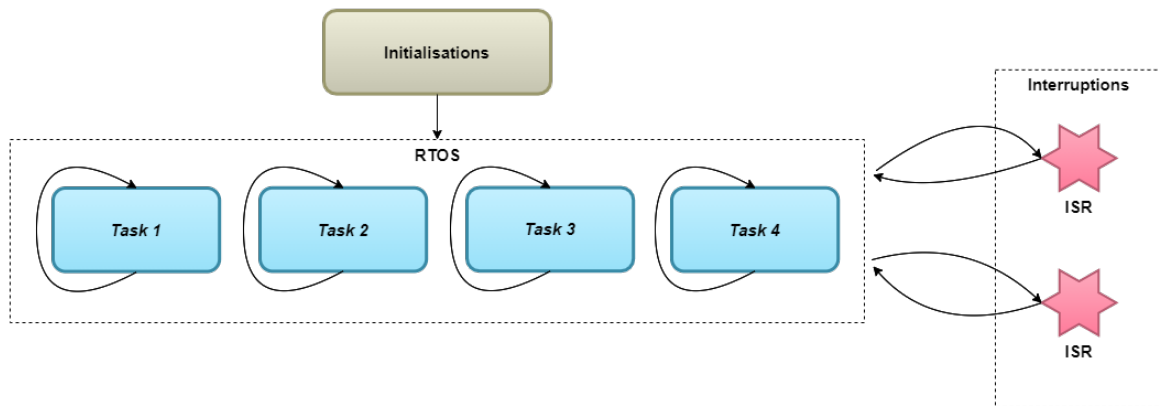
4.6.1.1 Pourquoi intégrer un OS temps-réel ?

Pour assurer le fonctionnement souhaité du bouclier acoustique, le programme dans le microcontrôleur sera chargé de différentes tâches, principalement la récupération des données des cartes électroniques, le calcul des distances, leur analyse afin de vérifier leur fiabilité et le transfert des données vers une interface externe. Quand les mesures de distance ne sont pas déclarées valides, le programme devra reconfigurer automatiquement les paramètres des cartes pour l'émission et la réception avant la mesure suivante. Ces tâches seront à exécuter pour chaque capteur du réseau et en continu, afin de collecter suffisamment de données pour l'aide à la navigation du robot. Le programme doit être capable d'assurer le fonctionnement continu du processus sans risque de blocage.

Dans les techniques traditionnelles de programmation de microcontrôleur, telle que la structure de boucle infinie ([figure 4.10](#)), les différentes tâches sont placées l'une à la suite de l'autre. Dans ce cas là, l'ordre d'exécution des tâches dans le programme est immuable, cela signifie une faible capacité d'adaptation avec l'évolution des besoins. De même, cela peut induire des latences dans l'exécution de certaines tâches. Dans une telle structure logicielle, seules les interruptions (ISR : *Interrupt System Request*) sont capables d'apporter une réaction directe suite à un événement externe.

FIGURE 4.10 – Structure d'un programme avec une boucle infinie (*Super Loop*)

Pour faire face aux problèmes cités précédemment, l'idéal sera d'avoir une exécution en parallèle des différentes tâches. Mais cela n'est pas possible, parce que cela signifie d'avoir au niveau matériel, un CPU avec un cœur spécifique pour chacune des tâches. C'est là qu'une solution alternative peut être proposée : c'est le système d'exploitation temps-réel, appelé RTOS (*Real Time Operation System*).

FIGURE 4.11 – Structure d'un programme avec de l'OS temps réel (*Real Time Operation System*)

L'OS temps-réel n'exécute pas les tâches en parallèle, mais les cadence avec une durée d'exécution mesurée et contrôlée (figure 4.11). Explicitement, l'OS temps-réel est un code source, qui a pour principale mission de gérer et planifier l'exécution des tâches en fonction de leur priorité et de leur disponibilité.

L'utilisation d'un RTOS n'accélère pas l'exécution d'une application, mais permet l'optimisation de l'exécution des tâches. Son implémentation ne peut être optimale que dans certaines applications.

4.6.1.2 FreeRTOS

Sur le marché des RTOS pour les microcontrôleurs, il existe plusieurs options, dont FreeRTOS que nous avons choisi d'employer. Contrairement à beaucoup des RTOS, FreeRTOS est constamment en développement et maintenance, ce qui lui permet de répondre aux nouveaux besoins du marché. Parmi ses avantages :

- Il occupe un petit espace dans la mémoire du microcontrôleur ($< 10\text{ ko}$ dans la mémoire flash et $\simeq 100\text{ octets}$ dans la mémoire RAM).
- Il est compatible avec les applications de basse consommation d'énergie.
- Il fonctionne avec deux modes de planification de tâches (voir ci-dessous).
- Il permet une communication et un échange facile de données entre les tâches et les interruptions d'une part et entre les tâches elles-mêmes d'autre part.
- Il permet d'avoir un traçage de l'activité du CPU dans le microcontrôleur.

4.6.1.3 Planification des tâches

Definition d'une tâche (*Task*) : une tâche dans un RTOS est un mini-programme associée à une partie de l'application. Une tâche comporte une partie d'initialisation des variables et des fonctions, ainsi qu'une boucle infinie où se trouve un code "métier" qui réalise les calculs nécessaires. Lors de leur création, chacune des tâches réserve une partie de la mémoire où elle place ses propres données. De plus, chacune d'elles possède son propre niveau de priorité, qui peut être modifié d'une manière dynamique si nécessaire.

Planificateur et états d'une tâche : à un instant t , dans un RTOS, une et une seule tâche peut être en cours d'exécution, tandis que les autres sont en attente. Ces dernières peuvent être dans l'un des trois états suivants : prêt, bloqué ou suspendu.

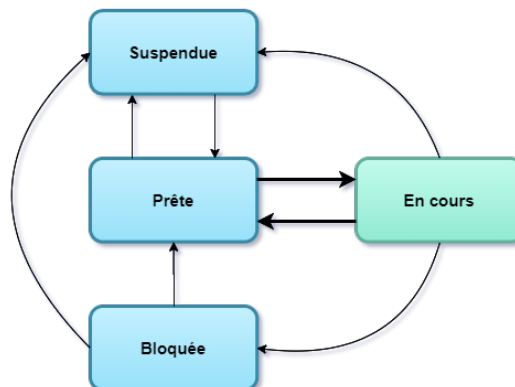


FIGURE 4.12 – Machine d'état des tâches

- Une tâche est prête quand toutes les conditions préalables à son exécution sont réunies. Elle pourra passer en mode "en cours". Le planificateur du RTOS se charge de faire la sélection de la tâche à exécuter en fonction de la priorité.
- Une tâche sera bloquée lorsqu'elle attend l'écoulement d'un temps précis ou l'arrivée d'un évènement d'activation. Dans ce cas là, elle sera mise de côté par le planificateur qui se charge de vérifier l'arrivée des conditions d'exécution. Une fois que c'est le cas, le planificateur la passe en mode "prêt".

- Une tâche suspendue est une tâche supprimée du planificateur, mais conservée dans la mémoire. Elle pourra être rappelée à tout moment pour être intégrée au processus de planification.

L'utilisation optimale d'un RTOS consiste à bloquer ou suspendre un maximum de tâches et en garder le minimum en mode "prêt". Pour cela, l'utilisation des fonctions API (*Application Programming Interface*) capables de bloquer les tâches est incontournable. Parmi ces fonctions, on distingue celles qui permettent d'écouler un temps précis, celles qui assurent la synchronisation entre les tâches, telles que la file d'attente (*Queue*), le sémaphore (*Semaphore*), le groupe d'événements (*Event Group*), etc.

Mode de planification des tâches : il existe deux modes pour planifier l'exécution des tâches :

- Le mode coopératif, dans lequel une tâche en cours d'exécution ne sera pas interrompue par le passage d'une autre plus prioritaire en mode "prêt". Le planificateur attend que la première se bloque pour exécuter la nouvelle tâche prioritaire. Ceci ne s'applique pas aux interruptions qui forcent l'arrêt de la tâche en cours. En sortie de l'interruption, le planificateur donne le relai à la tâche la plus prioritaire.
- Le mode préventif, où le planificateur privilégie toujours l'exécution de la tâche la plus prioritaire dès son passage en mode "prêt".

Il n'existe pas un mode de planification idéal. Le choix optimal se fait en fonction de l'application. Dans notre cas, on privilégie le mode coopératif.

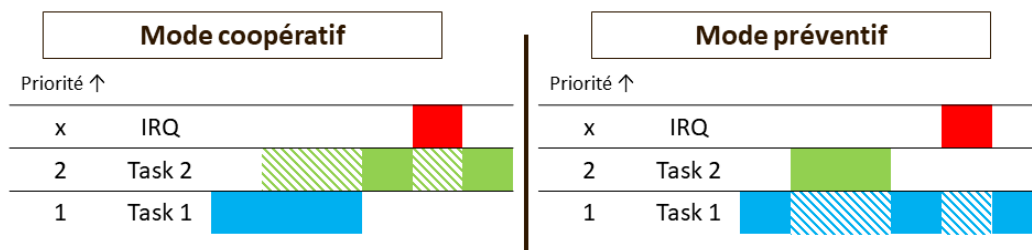


FIGURE 4.13 – Modes de planification des tâches

4.6.1.4 Communication inter-tâches

Parmi les objets que nous met à notre disposition le noyau (*kernel*) du RTOS, nous utiliserons la file d'attente (*Queue*) et le groupe d'événements (*Event Group*) qui assurent la communication et la synchronisation entre les tâches.

File d'attente (*Queue*) : elle peut être créée avant ou après le démarrage du planificateur et est configurée pour stocker un type de données avec une taille précise. Elle assure la transmission de données d'une ou plusieurs tâches vers une ou plusieurs autres tâches. De même, il est possible de l'utiliser pour envoyer des données depuis les interruptions.

Quand une file d'attente est vide, toutes les tâches attendant des données de cette file sont bloquées. Une fois que la donnée est arrivée, les tâches se débloquent (mode "prêt"). Soit la première exécutée récupère la donnée de la file et ne sera plus disponible pour les

autres tâches, soit elle vérifie que la donnée lui est adressée avant de la retirer afin de la garder pour une autre tâche dans le cas échéant.

Groupe d'événements (*Event Group*) : comme tout objet du RTOS, il peut être créé avant ou après le démarrage du planificateur. Chaque groupe d'événements est configuré pour réagir à un certain nombre de bits, qui sont associés à des événements. Une tâche dépendante d'un groupe d'événements attend l'arrivée d'une combinaison précise d'événements pour qu'elle se débloque et soit exécutée. Dans le cas contraire, la tâche reste bloquée.

4.6.2 Architecture logicielle

4.6.2.1 Principe de fonctionnement global

Le protocole de détection employé consiste à effectuer des tirs simultanés par tous les capteurs du réseau. Ce protocole est testé pour évaluer les bénéfices apportés par l'augmentation du nombre de capteurs pour une détection d'obstacles dans une direction donnée. Le programme développé pour le système de détection acoustique fonctionne comme suit.

Au lancement, toutes les cartes de conditionnement sont prêtes. Le programme envoie donc l'ordre à toutes les cartes de commencer une mesure de distance. Les capteurs sont donc tous excités au même moment.

Une fois qu'une carte a terminé sa mesure, elle avertit le microcontrôleur en envoyant un signal d'interruption spécifique.

À la suite de l'interruption, le programme identifie la carte concernée grâce à un indice qui lui a été attribuée. Cet indice sera utilisé par le programme pour pouvoir se référer au capteur à l'origine des données pour la suite du processus de validation de la mesure.

Après l'identification de la carte prête à fournir ses mesures, le programme fait une demande de lecture des registres contenant les données, auprès du TDC7200 de la carte en question. Ces données, qui sont sous la forme de nombres de coups d'horloge et d'informations de calibration, sont remises en forme afin de calculer les temps de vol, ainsi que les distances associées.

Suite à la lecture, deux cas sont possibles. Si les données brutes dans les registres montrent une absence de calibration, le programme va demander directement la reconfiguration de la carte avant la prochaine mesure. Sinon, les données de distance sont transmises pour être analysées.

Dans l'analyse, le programme cherche à identifier le nombre réel d'échos distincts. En effet, des détections multiples peuvent correspondre au même écho ([figure 4.7](#)), ce qui fausse l'analyse. En fonction du résultat, le programme identifie si la reconfiguration de la carte est nécessaire.

Quand la reconfiguration est requise, le programme communique avec la carte pour avoir ses valeurs de gain et de seuil de détection. En fonction du besoin, le programme modifie ces deux paramètres, puis les renvoie à la carte.

Quand toutes les cartes seront prêtes pour une nouvelle mesure (qu'elles aient été reconfigurées ou pas), le programme relance une nouvelle mesure en fonction de la fréquence programmée de tir. Le même cycle de traitement recommence.

En parallèle, toutes les mesures de distance validées après l'analyse sont transmises à l'utilisateur par communication LPUART associée au DMA. Ces mesures sont transmises

avec l'indice de la carte associée, ce qui permet d'identifier leur origine.

Si le processus se bloque durant son exécution et n'arrive pas à poursuivre, le programme force sa relance en demandant de recommencer une nouvelle mesure.

4.6.2.2 Tâches et objets du noyau RTOS

Pour répondre au fonctionnement décrit précédemment, nous avons réparti les opérations sur six tâches :

- **Task 1** est la tâche qui se charge de la lecture des données présentes dans le TDC7200, ainsi que le calcul de distance à partir de ces données.
- **Task 2** est la tâche qui analyse les données de distance, afin de vérifier leur cohérence et décider si la re-configuration de la carte est nécessaire.
- **Task 3** est la tâche qui reconfigure le gain et le seuil de détection du TDC1000.
- **Task 4** est la tâche qui déclenche le processus de mesure et synchronise l'excitation des capteurs.
- **Task 5** est la tâche qui transmet les données à l'utilisateur via la communication LPUART.
- **Timer** est le compteur de prévention qui assure la relance du processus quand il est bloqué.

Nous avons également défini les objets du noyau FreeRTOS (*kernel objects*) suivants, pour assurer la communication et la synchronisation entre les tâches :

- **EventGroup 1** est le groupe d'événements qui signale la fin de la mesure de distance demandée à une carte. Chacun des bits de ce groupe est associé à une des cartes de conditionnement.
- **EventGroup 2** est le groupe d'événements qui signale la disponibilité de la carte pour effectuer une nouvelle mesure de distance. Chacun des bits de ce groupe est associé à une des cartes de conditionnement.
- **Queue 1** est la file d'attente, qui transmet les indices des cartes à la tâche d'analyse.
- **Queue 2** est la file d'attente, qui transmet les indices des cartes vers la tâche de re-configuration.
- **Queue 3** est la file d'attente, qui transmet les indices des cartes vers la tâche de transfert de données.

Le flux de communication entre les tâches à travers les objets du noyau est représenté [figure 4.14](#).

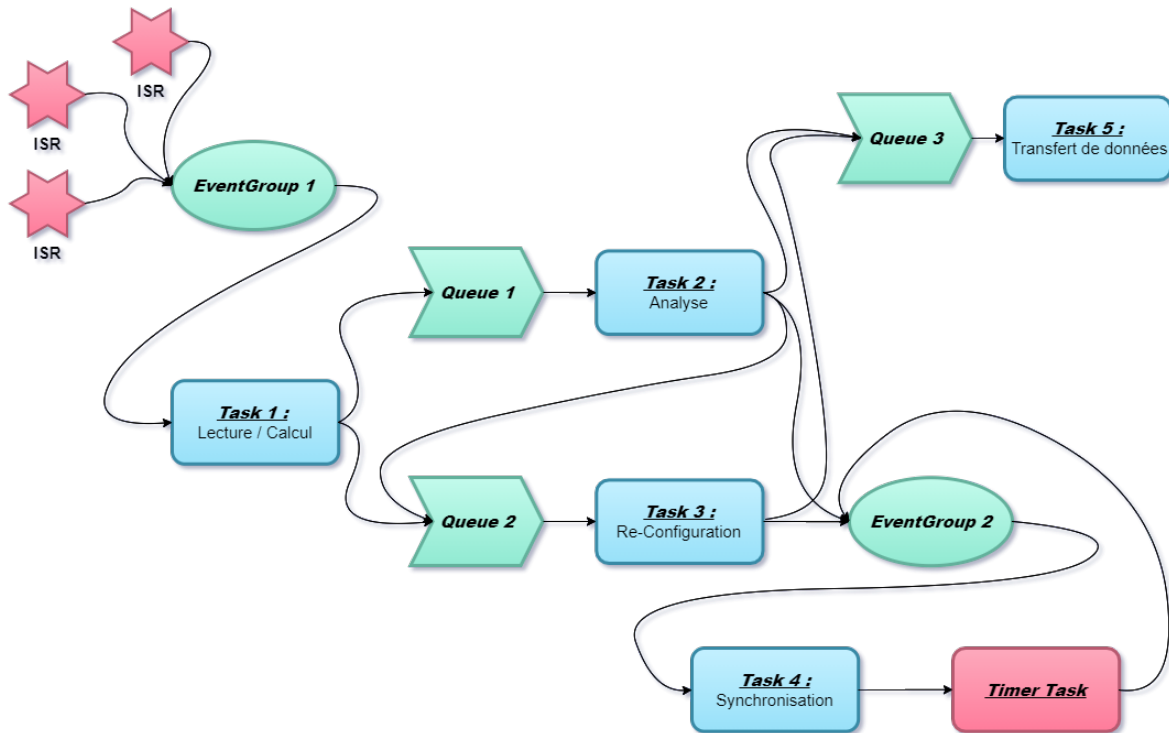


FIGURE 4.14 – Flux de communication RTOS.

4.6.2.3 Programme principal

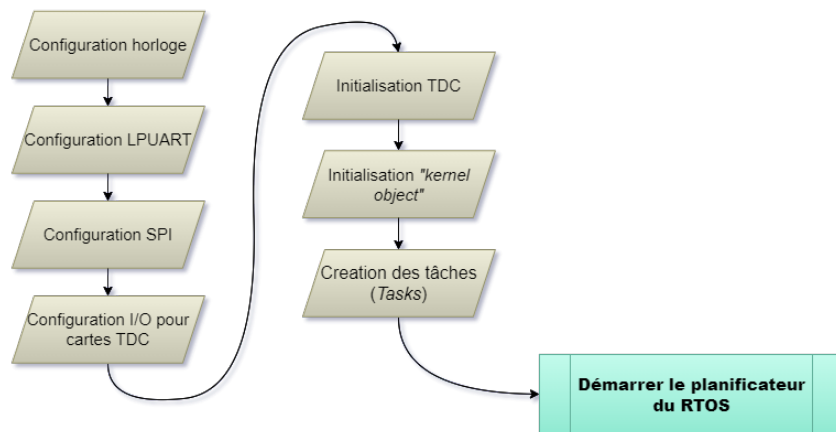


FIGURE 4.15 – Structure du programme principal

Dans le programme principal se font toutes les initialisations du système. Cela commence par la configuration de l'horloge du microcontrôleur, des ports de communication LPUART et SPI, ainsi que du DMA. Ensuite se fait la configuration des broches d'entrées sortie entre le microcontrôleur et les circuits de conditionnement où se trouvent les deux composants TDC. Les configurations appliquées sont celles qui ont été présentées dans la [page 79](#).

Après ces configurations des différents périphériques, les composants TDC sont initialisés en envoyant une configuration de base dans laquelle nous fixons les paramètres du signal d'excitation des capteurs, les modes de mesure à employer, etc.

Ensuite, les objets du noyau FreeRTOS (*kernel objects*) sont initialisés et configurés, comme les files d'attente et les groupes d'événements. Et finalement, les tâches sont créées.

Une fois toutes les initialisations faites, le planificateur du RTOS est démarré. Ce dernier gère l'exécution des tâches.

4.6.2.4 Task 1 : lecture et calcul des données de distance

Le diagramme de fonctionnement de la tâche 1 est représenté dans la [figure 4.16](#).

Lors de sa première exécution, la tâche 1 initialise et active les entrées d'interruption (NVIC : *Nested Vector Interrupt Controller*). Le placement de l'initialisation des interruptions a été fait à cet endroit afin de ne pas les activer avant le démarrage du planificateur. En effet, si l'interruption est reçue avant cela, les objets du noyau FreeRTOS ne vont pas pouvoir répondre à l'événement, ce qui rend le programme défaillant.

En suite, la tâche 1 entre dans sa boucle infinie puis se bloque en attendant l'arrivée d'un événement sur *EventGroup 1*. Quand la tâche se débloque, elle identifie l'indice de la carte à interroger en se référant au bit actif qui l'a débloquent.

Par liaison SPI, la tâche récupère les données du composant TDC7200 de la carte en question. Ces données sont reçues sous forme d'une trame de 8-bit, que la tâche réassemble pour retrouver les valeurs des registres contenant les mesures de comptage des cinq STOPS détectables par le composant, ainsi que les deux mesures de calibration.

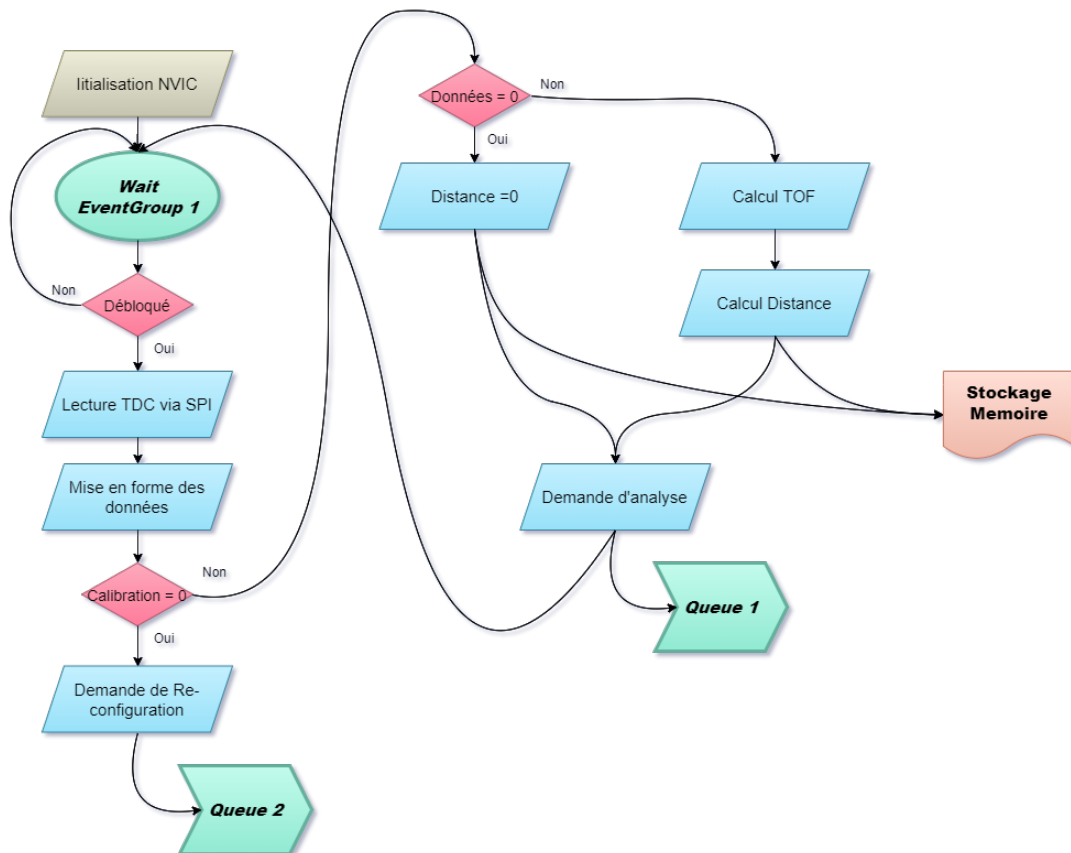


FIGURE 4.16 – Structure de la tâche 1.

Si les mesures de calibration sont nulles, cela signifie que la mesure n'a pas pu avoir lieu. La tâche va donc faire une demande de re-configuration en envoyant l'indice de la carte à re-configurer dans la *Queue 2*. Dans le cas contraire, il faut examiner les valeurs de comptage. Pour chaque STOP, si la valeur est nulle, cela signifie qu'aucun écho n'a été détecté. Dans ce cas-là, la valeur de la distance est forcée à zéro. Dans le cas contraire, la valeur du temps de vol ainsi que la distance correspondante sont calculées. Ce protocole de vérification de valeurs avant les calculs a été ajouté afin de gagner de temps en évitant tout calcul avec des données erronées.

Les valeurs de distance sont stockées dans la mémoire et une demande d'analyse de ces valeurs est faite, en envoyant l'indice de la carte dans la *Queue 1*. Et la tâche reprend le même cycle.

4.6.2.5 Task 2 : Analyse des mesures de distance

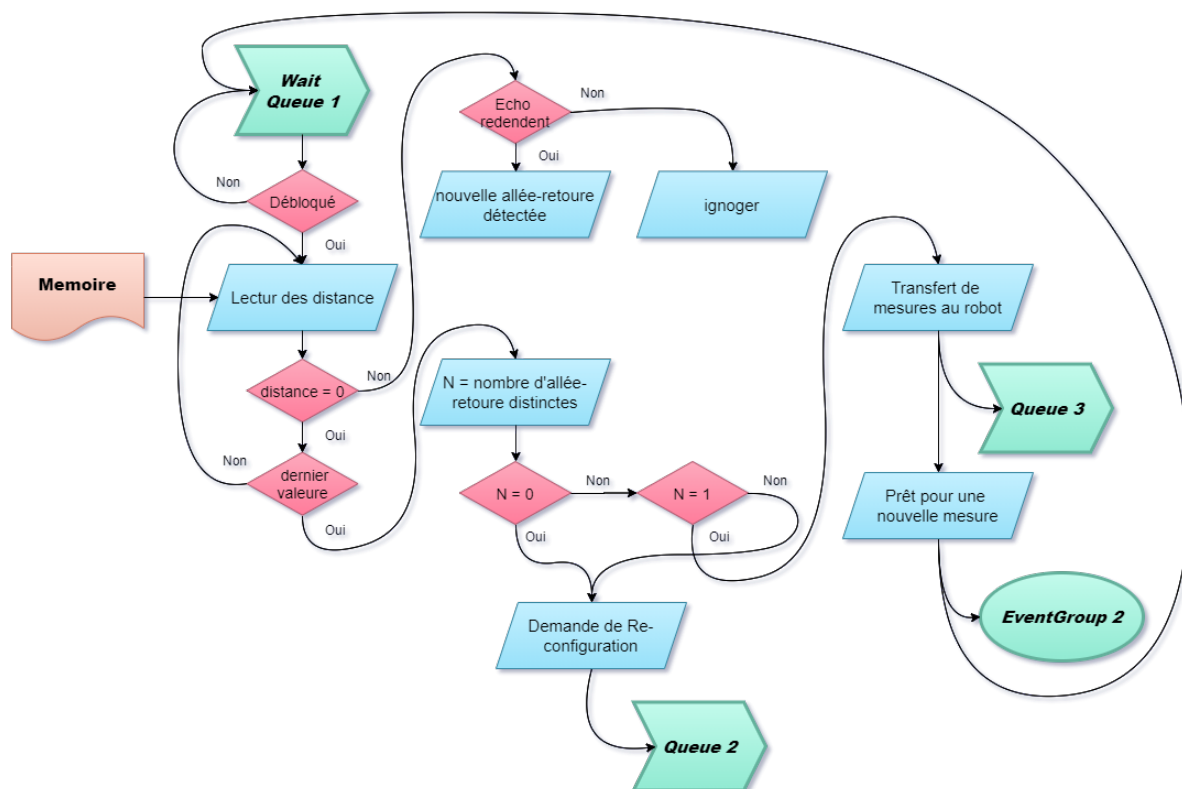


FIGURE 4.17 – Structure de la tâche 2.

La tâche 2 (figure 4.17) reste bloquée en attendant des données de la *Queue 1*. Une fois débloquée, elle récupère de la mémoire les valeurs de distance correspondant à l'indice de carte qu'elle a reçu.

Pour chaque valeur de distance, la tâche vérifie si elle correspond à une vraie mesure de distance (valeur $\neq 0$). Si c'est le cas, elle vérifie qu'elle ne correspond pas à une fausse mesure (figure 4.7-b -c -d). Ceci se fait en fixant arbitrairement une plage de distance dans laquelle toutes les détectations sont ignorées.

Ce protocole d'analyse permet de remonter au nombre d'échos distincts détectés par le capteur. Si le capteur n'a détecté aucun écho, une demande d'augmentation des performances de détection (augmentation du gain ou diminution du seuil) se fait en

envoyant l'indice de la carte dans la *Queue 2*. Si le nombre d'échos est supérieur à une limite fixée (N) une demande de baisse des performances de détection (diminution du gain ou augmentation du seuil) se fait en envoyant l'indice de la carte dans la *Queue 2*. Si le nombre d'échos détecté est compris entre 1 et la limite fixée, la configuration actuelle de la carte est maintenue. Alors, une demande de transfert de mesures de distance à l'utilisateur se fait en envoyant l'indice de la carte dans la *Queue 3* et la carte est remise à disposition pour une nouvelle mesure, en activant le bit correspondant dans *EventGroup 2*.

Puis, la tâche reprend le même cycle.

4.6.2.6 Task 3 : Re-configuration

Quand la tâche 3 est débloquée (figure 4.18), elle reçoit de la *Queue 2* l'indice de la carte à re-configurer, ainsi qu'une instruction lui précisant s'il faut augmenter ou diminuer les performances de détection.

En premier, elle demande une lecture des registres du composant TDC1000 de la carte en question, pour récupérer la valeur du gain ainsi que la valeur du seuil de détection.

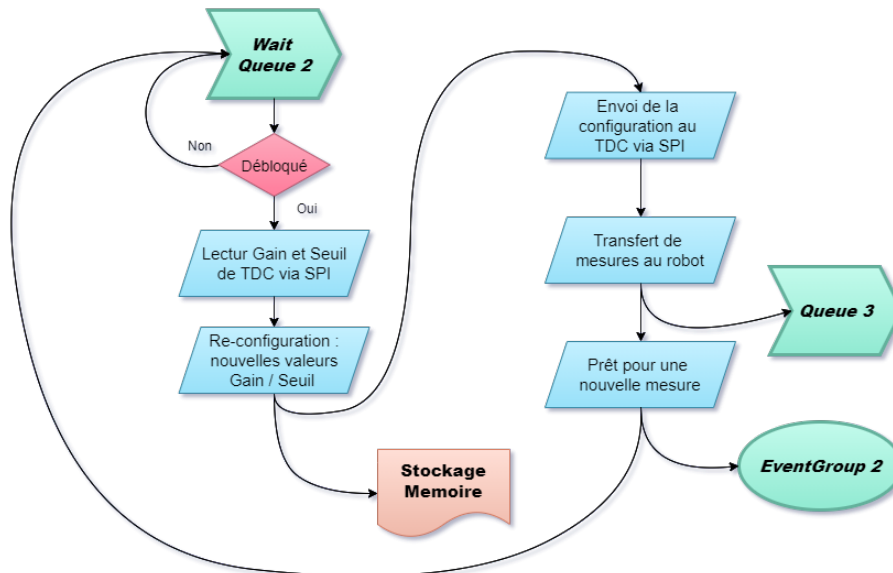


FIGURE 4.18 – Structure de la tâche 3.

Ensuite, ces valeurs, ainsi que l'instruction de re-configuration, sont envoyées dans une fonction de correction qui permet de définir les nouvelles valeurs du gain et du seuil parmi 15 combinaisons prédéfinies. Cette fonction est décrite par la courbe de la figure 4.19. Elle permet d'avoir une convergence rapide vers une configuration nominale, qui garantit la détection du nombre d'échos souhaité. Cette fonction a été établie de la façon suivante.

Lors de l'initialisation des composants TDC, les valeurs du gain et du seuil sont fixées respectivement à 0 dB et -1500 mV . C'est la configuration la moins favorable pour la détection vue qu'elle nécessite un retour puissant ce qui est très peu probable. Quand aucun écho n'est détecté, la fonction va progressivement diminuer le seuil et augmenter le gain jusqu'à réussir à détecter au moins un écho. À l'inverse, si le nombre d'échos dépasse la limite fixée, la fonction va progressivement augmenter le seuil et diminuer le gain jusqu'à réduire le nombre d'échos à celui de la consigne.

Ces nouvelles valeurs du gain et du seuil sont envoyées au TDC1000 de la carte à re-configurer. Elles sont également conservées dans la mémoire pour un suivi de leurs modifications par l'utilisateur. Enfin, une demande de transfert de données à l'utilisateur se fait, en envoyant l'indice de la carte dans la *Queue 3* et la carte est remise à disposition pour une nouvelle mesure, en activant le bit correspondant dans *EventGroup 2*.

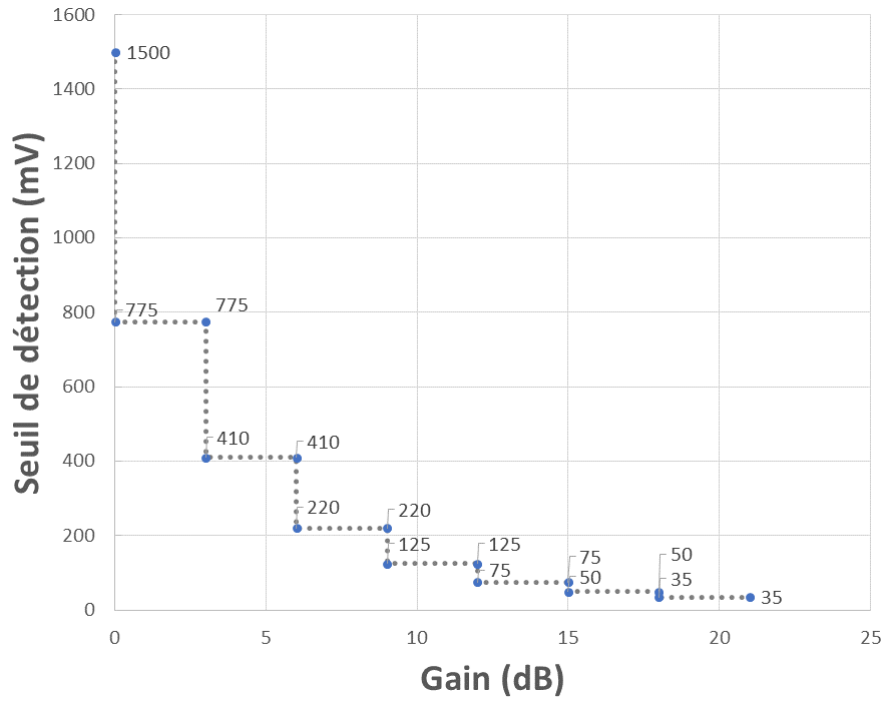


FIGURE 4.19 – Fonction de re-configuration du gain et du seuil de détection.

4.6.2.7 Task 4 : Synchronisation

Lors de sa première exécution, la tâche 4 (figure 4.20) lance le compteur qui sert de protection afin d'éviter que le processus ne se bloque durant son exécution. En effet, si le délai fixé par le compteur est écoulé, il force une demande pour une nouvelle mesure de toutes les cartes en activant tous les bits dans l'*EventGroup 2*.

Ce compteur de prévention a été associé à cette tâche puisqu'elle correspond à l'élément déclencheur du processus de mesure et que toutes les cartes la solliciteront.

Concernant la tâche 4, elle reste bloquée tant que tous les bits dans l'*EventGroup 2* ne sont pas activés. Une fois débloquée, cela signifie que toutes les cartes sont disponibles pour une nouvelle mesure avec leurs nouvelles configurations. Le compteur est réinitialisé et la commande de tir est envoyée à toutes les cartes.

La tâche 4 se bloque à nouveau en attendant que toutes les cartes soient libres.

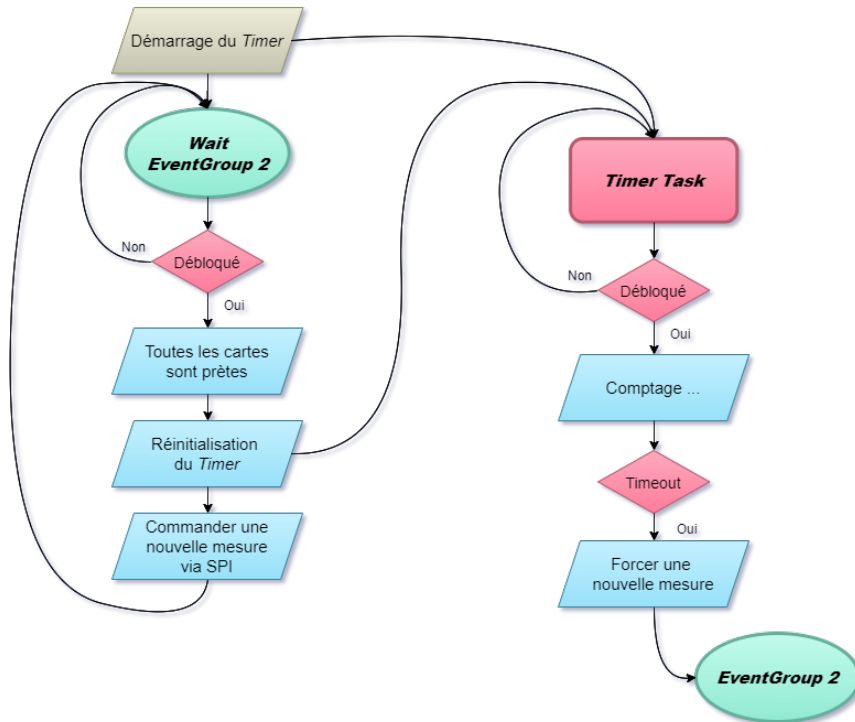


FIGURE 4.20 – Structure de la tâche 4.

4.6.2.8 Task 5 : Transfert de données

La tâche 5 (figure 4.21) reste bloquée tant qu'elle n'a pas reçue de données par la *Queue 3*. Une fois débloquée et si le DMA a terminé le transfert des mesures de distance dont il disposait, elle le désactive, pour pouvoir relancer un nouveau transfert.

La tâche 5 transmet les mesures de distance correspondant à la carte pour laquelle elle a reçu l'indice, de la mémoire où elles étaient stockées vers la place mémoire réservée pour le DMA. Une fois le transfert fini, le DMA est de nouveau activé, pour transmettre les valeurs présentes dans sa mémoire vers le périphérique LPUART.

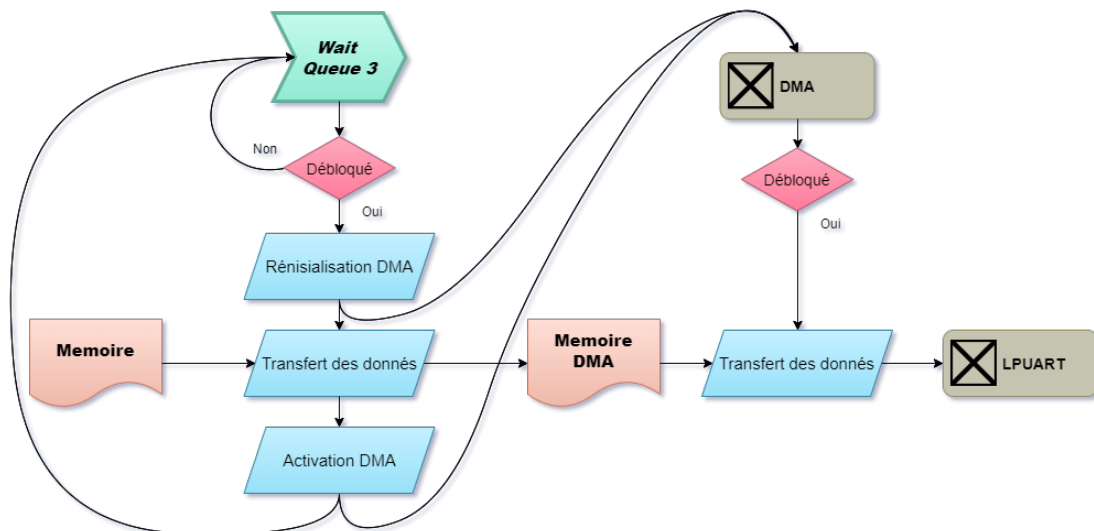


FIGURE 4.21 – Structure de la tâche 5.

4.6.3 Optimisation des performances

L'architecture logicielle présentée dans le paragraphe précédent est le résultat de plusieurs optimisations qui ont eu lieu au fur et à mesure du développement du programme. Ces optimisations ont eu pour principal objectif de réduire au maximum l'utilisation du CPU du microcontrôleur, tout en ajoutant de nouvelles fonctionnalités dans le programme.

À l'aide de l'outil *Percepio*, nous avons été capables d'avoir un traçage de l'activité du CPU et un suivi de l'activité de l'OS temps-réel. Cela nous a permis d'une part de valider le fonctionnement attendu et d'autre part d'identifier les points faibles dans le programme afin de les améliorer.

En effet, l'emploi de nombreux capteurs nécessitera un temps plus long pour l'exécution d'un cycle de mesure. Par ailleurs, les besoins de la navigation exigent de garantir une mesure de distance au moins toutes les 100 ms. Pour cela, dans nos optimisations, nous chercherons à réduire le temps d'utilisation du CPU. Cela permettra également d'ajouter des fonctionnalités supplémentaires pour accroître les performances de détection.

Ci-après, nous présentons le temps d'occupation du CPU pour trois versions du programme de détection, ainsi que les optimisations effectuées d'une version à l'autre.

Les diagrammes de la [figure 4.22](#) correspondent au pourcentage d'occupation du CPU pour une mesure toutes les 50 ms, effectué avec un seul capteur.

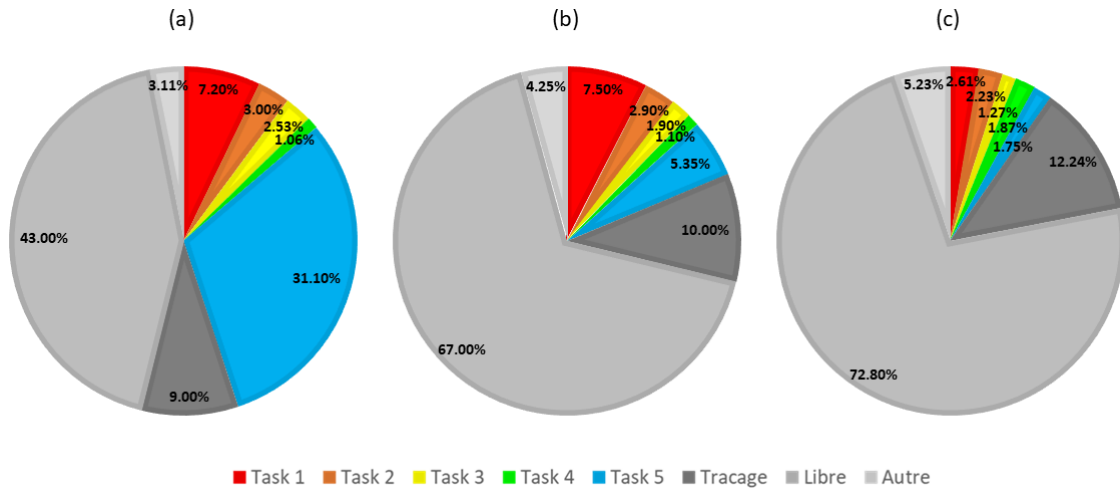


FIGURE 4.22 – Diagrammes représentant le taux d'occupation des différentes tâches pour le CPU, pour une mesure tous les 50 ms. Les diagrammes a, b et c correspondent à trois versions différentes du programme.

La [figure 4.22-a](#) correspond à une version basique, dans laquelle la tâche 1 fait uniquement la lecture des données par voie SPI, la tâche 2 analyse en comptant le nombre d'échos détectés, mais sans pouvoir identifier les échos redondants, la tâche 3 reconfigure, la tâche 4 s'occupe de la synchronisation d'émission, sans être rattachée au compteur de prévention et la tâche 5 transmet les valeurs vers le LPUART.

Dans cette version, nous remarquons que le CPU n'est libre que dans 43% du temps (ou 52% si nous désactivons le traçage). Cela ne peut suffire qu'à commander une deuxième carte de plus. Cela nous limitera à 4 cartes si nous visons une mesure toutes les 100 ms.

Pour améliorer cette version, nous nous sommes intéressés à optimiser la tâche 5 qui occupe 31,1% du temps de CPU. Ce chiffre est énorme, surtout pour une mission de

transfert de données qui ne demande pas des performances particulières. En effet, le LPUART transmet les données en série au périphérique externe sous forme de paquets de 8 bits à la fréquence de communication fixée auparavant. Lorsque le CPU fournit les données au LPUART, il se retrouve obligé de ralentir son fonctionnement afin de s'adapter à la vitesse de transfert, ce qui accroît le temps d'occupation du CPU par cette tâche.

La solution est de se servir d'un autre périphérique pour la mission de transfert de données afin de libérer le CPU pour les missions les plus prioritaires. C'est le DMA, qui est un périphérique interne du microcontrôleur. Il sert à effectuer des transferts de données entre les mémoires et/ou les autres périphériques sans l'intervention du CPU.

La [figure 4.22-b](#) correspond à la version dans laquelle nous avons configuré le DMA pour effectuer le transfert de données de la mémoire vers le LPUART. Cela a permis de réduire le temps de la tâche 5 de 31,1% à 5,35%.

Pour cette deuxième version, nous nous retrouvons avec 67% du temps libre (ou 77% si nous désactivons le traçage) pour une fréquence d'une mesure toutes les 50 *ms*. Dans cette version, nous envoyons beaucoup de données dans les files d'attente, ce qui nécessite du temps supplémentaire pour leur stockage et leur lecture. Pour cela, nous avons réduit au strict nécessaire le nombre de données envoyées par file d'attente.

La [figure 4.22-c](#) correspond à la version dans laquelle nous avons réduit l'utilisation des files d'attente, mais avec des fonctionnalités supplémentaires pour chacune des tâches. Dans la tâche 1, nous avons ajouté le calcul des distances, dans la tâche 2, la possibilité d'identifier les faux échos et dans la tâche 4, la communication avec le compteur pour faire face à toute rupture du cycle de mesure. Nous nous retrouvons finalement avec 72.8% du temps libre (ou 85.04% si nous désactivons le traçage) pour une fréquence d'une mesure tous les 50 *ms*. Cela nous permet de pouvoir contrôler jusqu'à 20 cartes, tout en garantissant une mesure toutes les 100 *ms*. Cela est équivalent à 20 capteurs pour un protocole d'excitation en parallèle, ou 40 capteurs, sachant que chaque carte peut multiplexé les mesures entre deux capteurs.

4.6.4 Test unitaire : validation du programme

Pour valider le fonctionnement correct de notre programme, nous nous sommes servis encore une fois de l'outil *Percepio* pour suivre l'activité du CPU.

Dans les [figure 4.23](#) et [figure 4.24](#), nous présentons le traçage de l'activité du CPU pour un cycle de mesure complet effectué par un seul capteur. Sur les figures, chaque colonne est associée à une tâche ou une interruption. Elles sont placées de la moins prioritaire à gauche à la plus prioritaire à droite. Les barres verticales pleines indiquent le moment où la tâche est en cours d'exécution, tandis que les barres rayées indiquent le moment où la tâche est en mode prêt, en attente d'être exécutée. Les messages à gauche des colonnes représentent les événements produits par le noyau FreeRTOS.

Ainsi, sur la [figure 4.23](#) nous constatons l'activation de la tâche 1 à travers un bit d'*EventGroup*. Juste après, le message "*cell 1*" montre que l'activation correspond à la carte d'indice 1. Ensuite, la tâche 1 débloque la tâche 2 (d'analyse) en envoyant une donnée dans la file d'attente. Cela signifie que la carte a pu terminer correctement sa mesure. Cette tâche occupe 1,18 *ms*.

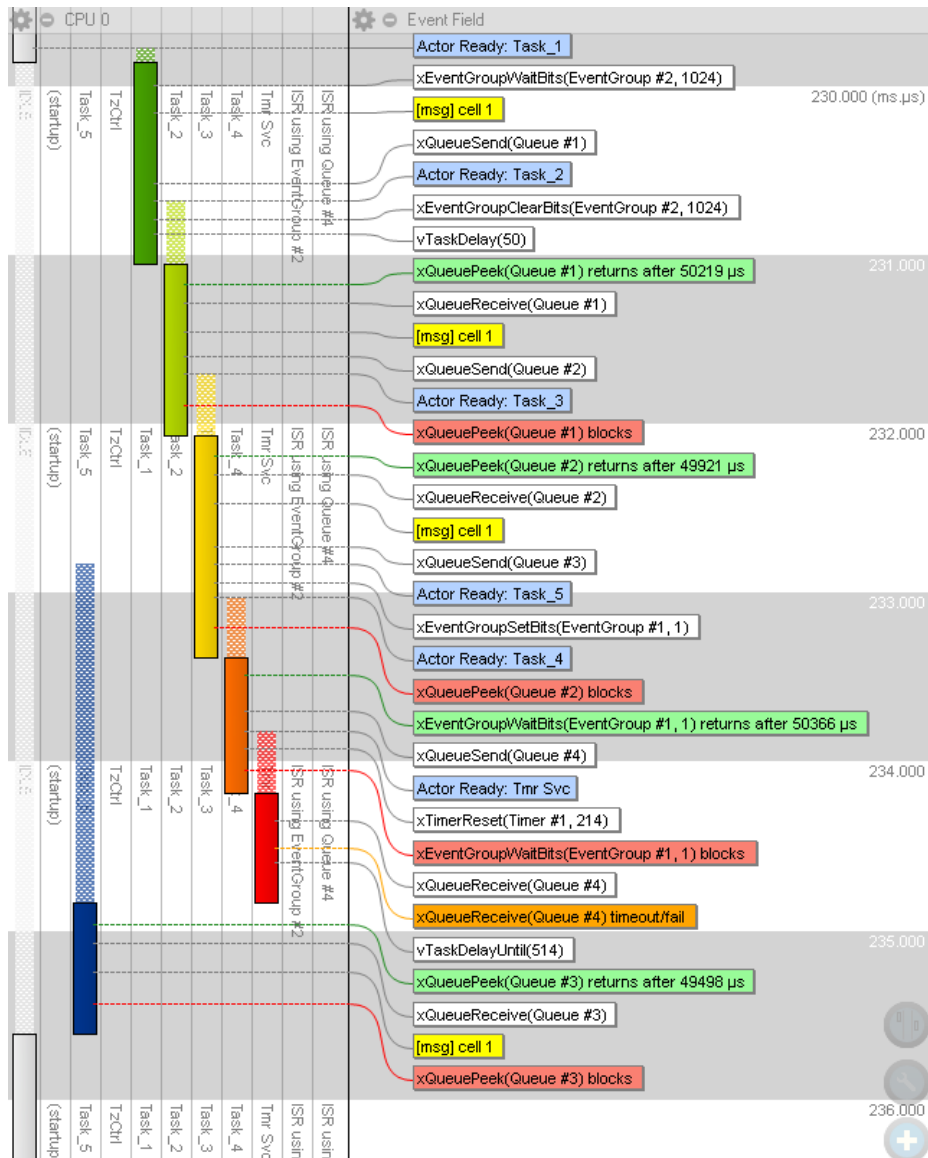


FIGURE 4.23 – Traçage de l'activité du CPU dans le temps.

À la fin de l'exécution de la première tâche, la deuxième passe en mode d'exécution. Le message "cell 1" prouve qu'elle analyse les données de la carte 1. Cette tâche débloque la tâche 3 en envoyant une donnée dans la file d'attente, ce qui signifie qu'une re-configuration de la carte a été nécessaire. Elle occupe 1,02 ms.

La tâche de re-configuration se réfère également à la carte 1. Elle débloque les tâches 4 et 5, ce qui se traduit par une annonce de sa disponibilité pour une nouvelle mesure et une demande de transfert des données. Cette tâche occupe 1,31 ms.

Après le blocage de la tâche 3, deux autres sont prêtes à l'exécution. Le planificateur choisit donc la quatrième qui est plus prioritaire que la cinquième. La tâche 4 débloque le compteur pour l'initialiser. Elle occupe 0,85 ms.

A nouveau, deux tâches sont prêtes à l'exécution. Le planificateur choisit le compteur de prévention qui est plus prioritaire que la tâche 5. Il occupe 0,65 ms.

Ensuite, la tâche 5 s'exécute. Elle transmet les données de la carte 1 au DMA, puis elle se bloque. Elle occupe 0,80 ms.

Sur la [figure 4.24](#) nous observons en premier la tâche associée au logiciel de traçage. Celle-ci ne sera pas présente dans la version finale du logiciel.

Environ 5 ms après la demande de nouvelle mesure dans la tâche 4, une interruption arrive au microcontrôleur. Le message de traçage montre que cette interruption est générée par la carte 1 de nouveau. Elle active le bit associé de l'*EventGroup*, et le programme reprend le même cycle.

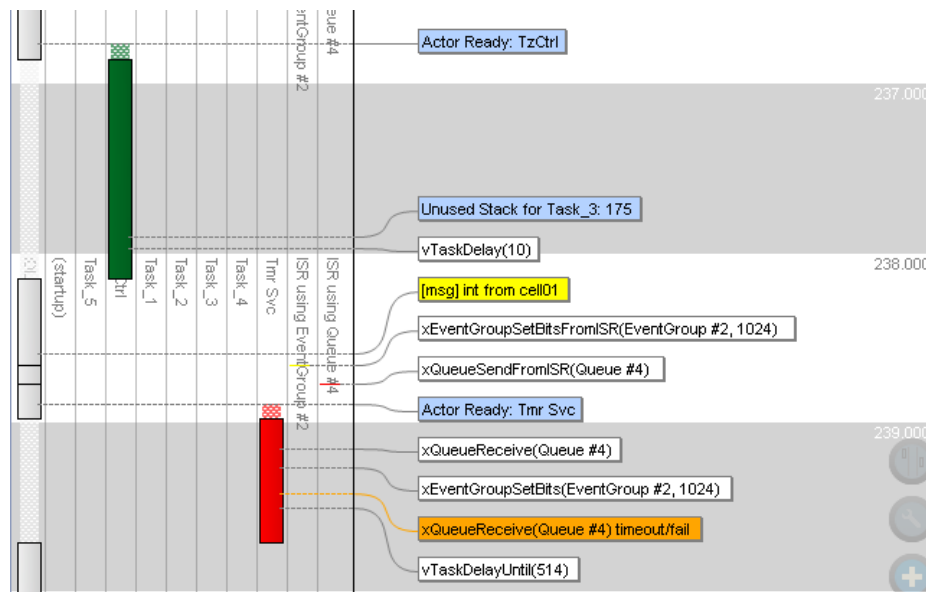


FIGURE 4.24 – Traçage de l'activité du CPU (Suite de la [figure 4.23](#)).

Le suivi du cycle de mesure montre une conformité du fonctionnement avec l'architecture du programme présenté précédemment. Ce cycle occupe 5,9 ms contre 23,7 ms pour la version de base du programme.

4.7 Synthèse

Dans ce chapitre, nous avons documenté en détail les phases de conception globale et de conception unitaire, ainsi que la réalisation et les tests unitaires.

Dans la [section 4.2](#), nous avons établi l'architecture globale de notre système acoustique tant au niveau matériel que logiciel, en définissant chacune des sous-parties qui le constituent et l'interaction entre elles.

Dans la [section 4.3](#), nous avons procédé à la conception unitaire de la première sous-partie matérielle, qui est les transducteurs. Nous avons réalisé une étude de choix de transducteur ultrasonore adapté à l'utilisation dans les environnements karstiques. Nous nous sommes basés sur l'équation du sonar ([équation 4.3](#)). Nous avons estimé la plage de variation des différents paramètres de l'équation en fonction de l'application, pour déduire par la suite les grandeurs caractéristiques du transducteur à choisir : principalement sa fréquence de résonance et son diamètre. Une fois que les critères de sélection ont été posés, nous avons sélectionné sur le marché des transducteurs sous-marins le *RESON TC3027*, qui répondait au mieux à nos exigences.

La [section 4.4](#) décrit la conception unitaire de la deuxième sous-partie matérielle, qui est l'électronique de conditionnement. Nous avons présenté les composants de

conditionnement utilisés, qui sont le TDC1000 et le TDC7200. Nous avons décrit le fonctionnement du circuit d'émission et de réception capable d'être reconfiguré. Nous avons conçu et fabriqué les cartes électroniques de ce circuit. Le fonctionnement des prototypes a été validé.

La [section 4.5](#) s'intéresse à la troisième sous partie matérielle, qui est le microcontrôleur. Dans cette section, nous avons défini les principaux critères de sélection du microcontrôleur. Par la suite, nous avons effectué une étude du marché afin de choisir celui qui répond au mieux à nos exigences. Le choix retenu finalement a été le STM32L4R5. Nous avons défini ensuite les configurations des différents périphériques internes du microcontrôleur.

Dans la [section 4.6](#), nous avons procédé à la conception unitaire de la sous partie logicielle. Nous avons présenté en premier la programmation avec OS temps-réel ainsi que les raisons qui ont rendu ce choix incontournable. Nous avons décrit ensuite l'algorithme employé dans la procédure de contrôle, de re-configuration et de synchronisation des capteurs. De plus, nous avons procédé à des optimisations afin de rendre le système suffisamment rapide, capable de gérer un grand nombre de capteurs. L'algorithme de détection a été implémenté sur le microcontrôleur, puis testé et validé à l'aide d'outils de débogage et de traçage.

Chapitre 5

Vers un bouclier acoustique

Sommaire

5.1	Introduction	100
5.2	Mise en place du banc de test	100
5.2.1	Partie mécanique : portique de déplacement	100
5.2.2	Partie logicielle : acquisition des mesures	102
5.3	Test d'intégration : avec un seul capteur	102
5.4	Tests du système	105
5.4.1	Caractérisation du système de détection avec un seul transducteur	105
5.4.2	Caractérisation du système de détection avec trois transducteurs	108
5.4.2.1	Structure vecteur - espacement de 3 cm	108
5.4.2.2	Structure vecteur - espacement de 5 cm	111
5.4.3	Essais sur des surfaces rocheuses	114
5.4.3.1	Surface plane de rugosité moyenne	114
5.4.3.2	Surface irrégulière de forte rugosité	116
5.5	Synthèse	117

5.1 Introduction

Après avoir établi les spécifications du système, après la conception, la réalisation et la validation de chacune des sous-parties formant le bouclier acoustique, dans ce chapitre nous nous intéresserons aux tests d'intégration et aux tests de système permettant de valider le fonctionnement global du système et sa conformité avec les spécifications établies précédemment.

Nous procéderons donc en premier à la mise en place du banc de test permettant de couvrir l'ensemble des tests de vérification et de caractérisation. Les tests de vérification consisteront principalement à valider la mesure correcte de distance ainsi que la capacité de reconfiguration et d'adaptation du système avec les variations géométriques de l'environnement. Les tests de caractérisation permettront ensuite de déterminer les performances du système acoustique vis-à-vis de la portée et de la plage angulaire de détection. Ces tests seront réalisés pour différentes répartitions de capteurs, face à plusieurs obstacles de différents niveaux de rugosité.

5.2 Mise en place du banc de test

Le banc de test à concevoir doit permettre d'évaluer les différents critères et spécificités du système ainsi que de le caractériser.

Parmi les principales aspects à tester, nous pouvons lister :

- la portée : le système doit pouvoir couvrir une large portée allant de quelques dizaines de centimètres à une dizaine de mètres.
- la plage de détection angulaire : il s'agit de la plage angulaire où nous pouvons garantir une mesure de distance correcte même si le plan des capteurs n'est pas parfaitement parallèles à la surface de l'obstacle.
- l'auto-configuration : le système doit pouvoir réagir rapidement et s'auto-configurer, en ajustant automatiquement le gain et le seuil de détection, pour garantir une mesure de distance fiable, quelle que soit la situation dans laquelle il se trouve.
- l'architecture du réseau : dans certaines situations, où la réflexion est diffuse et complexe, la répartition spatiale des transducteurs peut apporter des avantages, par exemple la détection des réflexions de capteurs voisins, etc.

Nous avons conçu et développé le banc d'expérimentation permettant de couvrir au mieux nos besoins. Il comporte une partie mécanique et une partie logicielle.

5.2.1 Partie mécanique : portique de déplacement

Pour réaliser nos tests, il a été nécessaire de disposer d'un bassin d'expérimentation, ainsi que d'une structure permettant de déplacer le réseau de capteurs pour simuler l'avancée du robot face à une paroi.

En tenant compte de nos contraintes logistiques, nous avons choisi une cuve de 375 l, de dimensions $1,5 \times 0,5 \times 0,5$ m. Celle-ci nous permettra d'évaluer des portées similaires à celles nécessaires dans un environnement karstique. De plus, les dimensions de cette cuve pourrait permettre de simuler des effets qui peuvent apparaître dans un environnement confiné, en particulier, la réverbération ([figure 5.1](#)).

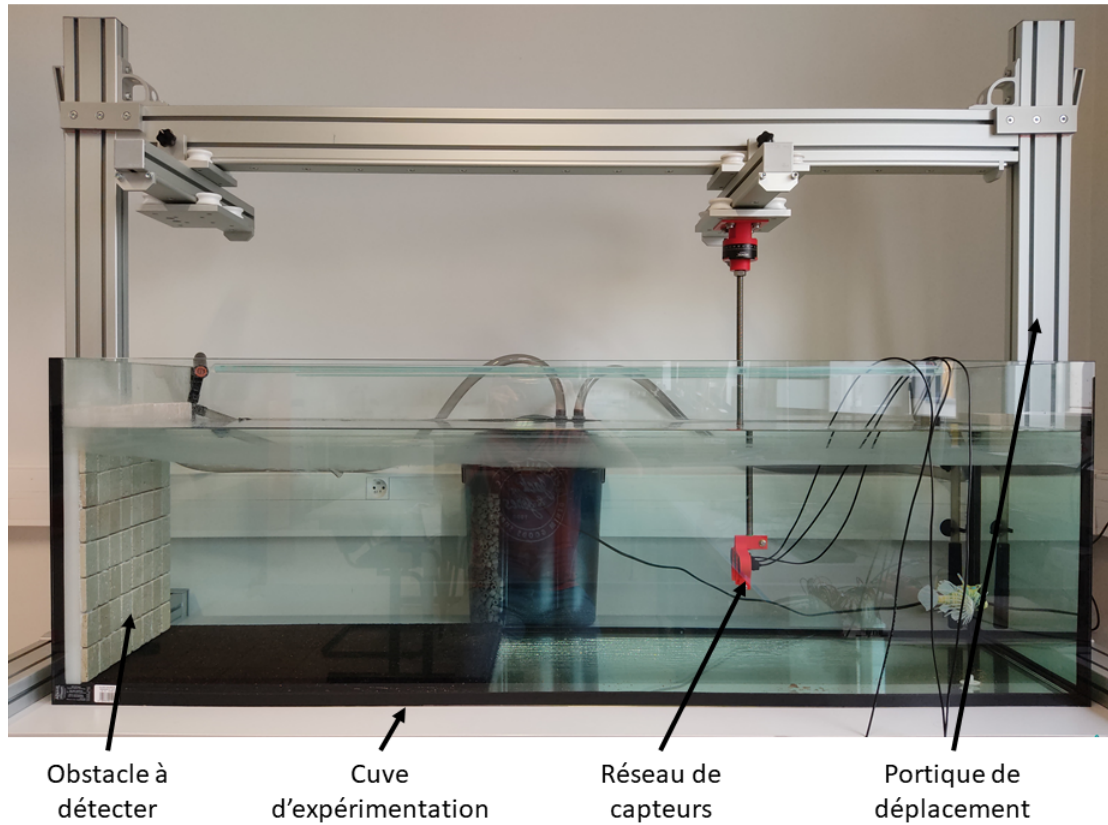


FIGURE 5.1 – Cuve d'expérimentation et portique de déplacement du réseau de capteurs.

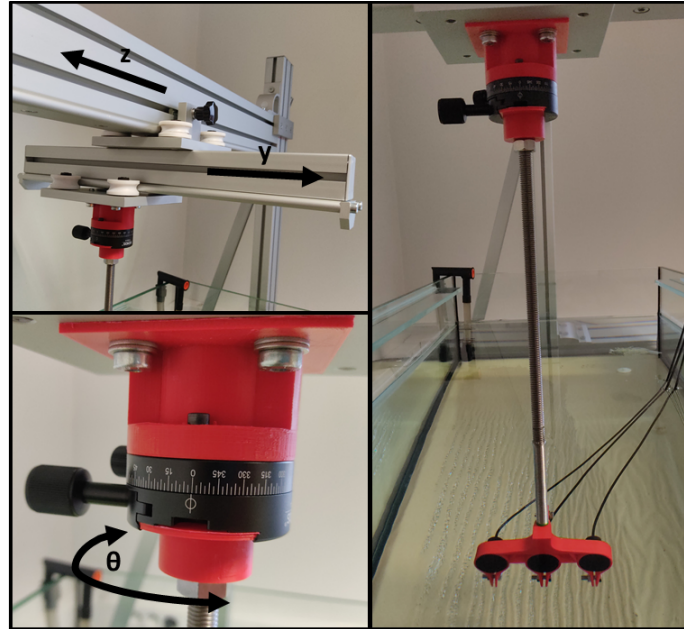


FIGURE 5.2 – Système de déplacement et d'orientation des transducteurs.

À cette cuve, nous avons associé un portique de déplacement manuel permettant, à l'aide d'un premier chariot coulissant, d'assurer le déplacement du réseau de capteurs suivant l'axe z le long de la cuve et à l'aide d'un second suivant l'axe y sur la largeur de la cuve (figure 5.2). Sur ce deuxième chariot, nous plaçons un dispositif de rotation,

gradué avec un pas de $2,5^\circ$, afin de pouvoir modifier l'orientation des capteurs par rapport à l'obstacle. Dans la suite, nous prendrons l'incidence normale comme étant l'origine des angles, les angles positifs seront à droite de la normale et les angles négatifs de l'autre côté. Au dispositif de rotation, nous fixons une tige, au bout de laquelle nous plaçons le réseau de capteurs.

5.2.2 Partie logicielle : acquisition des mesures

Sachant que le système de mesure de distance est autonome, la partie logicielle du banc de test permet d'acquérir et d'afficher les données, afin d'assurer un suivi du comportement du système pour l'utilisateur. Nous avons développé cette interface avec le logiciel LabVIEW (figure 5.3).

Elle comporte une fenêtre de configuration des paramètres du port UART, via lequel la communication sera établie avec le microcontrôleur. Elle contient également une fenêtre pour toutes les données reçues ainsi qu'un afficheur graphique pour chaque capteur, sur lequel apparaissent en temps réel, les mesures de distance, ainsi que les variations du gain et du seuil ajustés automatiquement par le système.

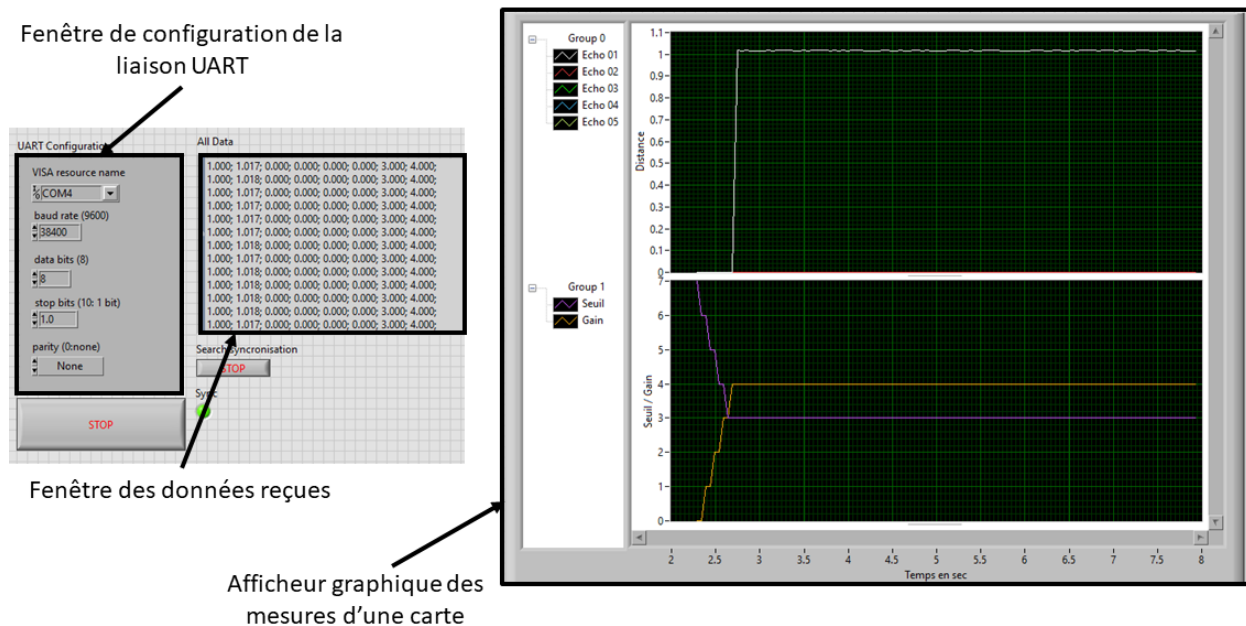


FIGURE 5.3 – Interface graphique pour le suivi des mesures de distance du système de détection acoustique.

5.3 Test d'intégration : avec un seul capteur

Pour ce test, nous avons assemblé les différentes sous-parties du système (capteurs, cartes électroniques de conditionnement, microcontrôleur et logiciel) et nous avons vérifié leur bon fonctionnement ensemble.

La figure 5.4 présente notre système de détection acoustique pour un réseau de trois capteurs.

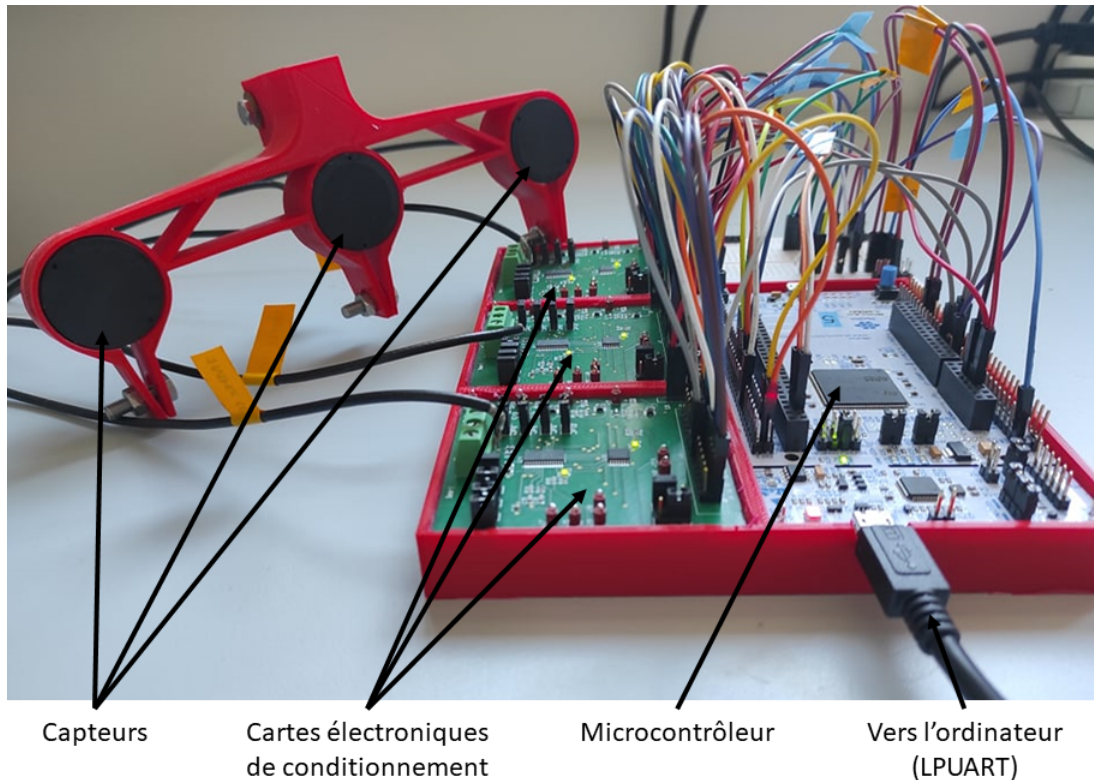


FIGURE 5.4 – système de détection acoustique avec 3 capteurs.

Nous avons placé un seul capteur dans la cuve d'expérimentation puis démarré le système de détection acoustique et déplacé le capteur le long de la cuve. L'obstacle à détecter est la paroi de la cuve, qui est en verre et d'épaisseur 1 cm . Il est placé sous incidence normale pour faciliter la détection.

La [figure 5.5](#) présente le suivi des mesures de la carte active, affiché sur l'interface LabVIEW.

Nous constatons que juste après le démarrage, aucune mesure de distance n'est affichée. En parallèle, nous observons les changements du gain et de seuil. Comme attendu, quand la carte n'arrive à détecter aucun écho, le système cherche à diminuer le seuil de détection et à augmenter le gain, jusqu'à pouvoir assurer la détection. Quand la mesure de distance est réussie, les valeurs du gain et de seuil se stabilisent respectivement à 6 dB et -410 mV , 250 ms après le démarrage, sachant que, dans ce test, le système est cadencé à une mesure toutes les 50 ms . La distance mesurée est de $0,25\text{ m}$ environ avec une fluctuation ne dépassant pas le 1 millimètre .

En déplaçant le capteur dans la cuve, nous observons que les distances mesurées varient conjointement. Les retours à zéro de la courbe de distance correspondants au premier écho (courbe blanche) correspondent au moment où l'écho n'est plus détecté. Au même instant, nous constatons une variation au niveau du gain ou du seuil permettant au système de retrouver l'écho perdu.

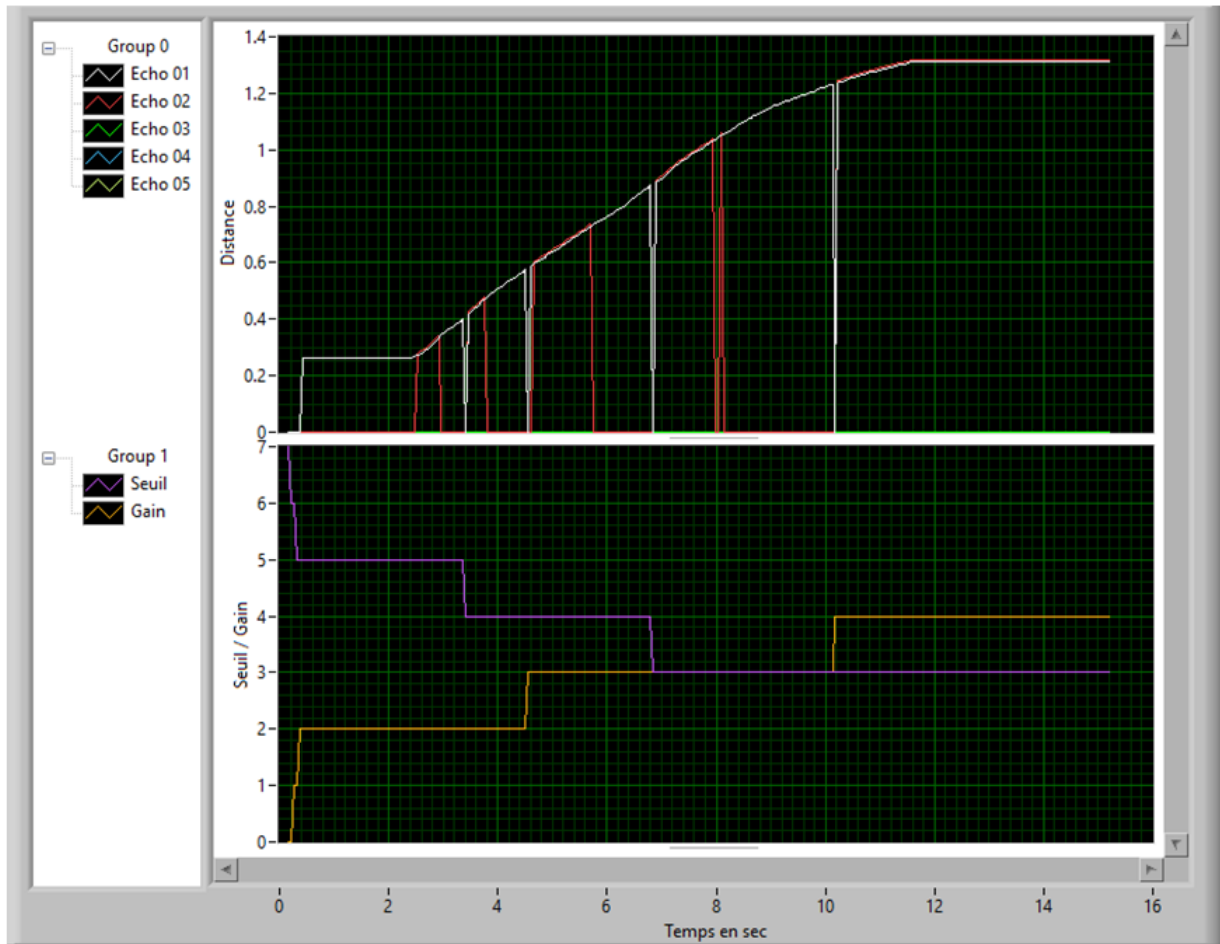


FIGURE 5.5 – Données de distance, de gain et de seuil acquises via LabVIEW.

Dans certaines zones, la courbe du second écho (courbe rouge) apparaît juste en dessus de celle du premier. En effet, cet écho correspond à l’aller-retour de l’onde dans l’épaisseur de l’obstacle en verre. En fonction de son intensité ainsi que de la valeur du seuil de détection, cet écho est parfois détecté séparément ou englobé dans la détection du premier écho. Or, nous avons demandé à notre algorithme d’éviter la détection d’un second écho mais aussi d’ignorer les faux échos. Sur ce test, comme attendu, aucune réaction ne se produit au niveau du gain et du seuil vu que cet écho n’est pas considéré comme un second aller-retour.

Le comportement observé sur l’interface d’acquisition valide le bon fonctionnement du système et en particulier sa capacité à s’autoconfigurer pour assurer un retour de la distance en continu.

Pour s’assurer de l’exactitude de la mesure de distance sur la plage de déplacement expérimentée, nous avons disposé sur notre portique un système de graduation pour identifier la distance capteur-réflecteur, que nous avons comparée à la distance retrouvée par le système pour une vitesse du son estimée à 1480 m.s^{-1} . Les résultats sont représentés sur la [figure 5.6](#).

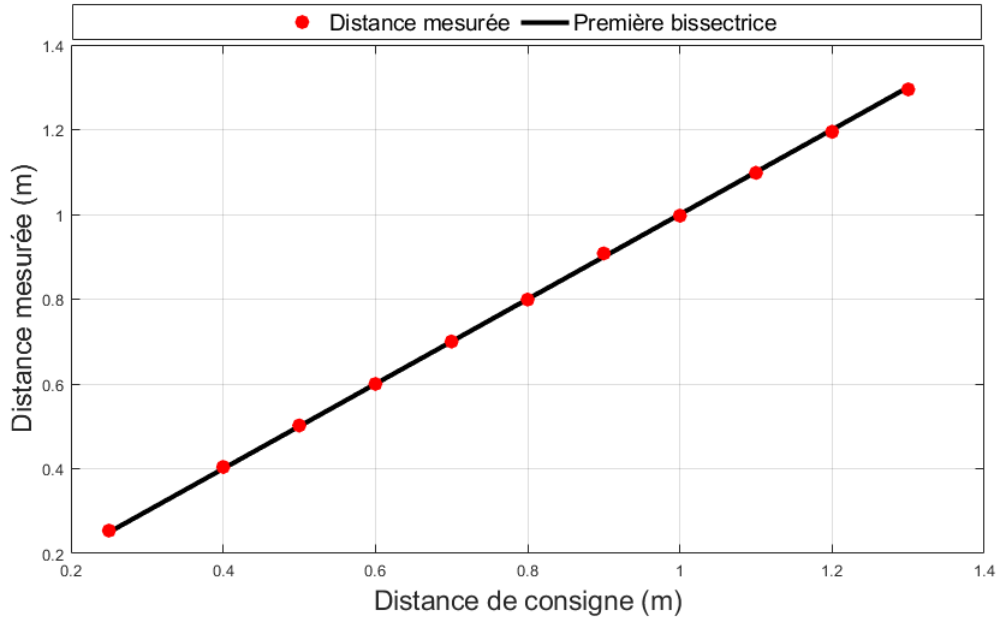


FIGURE 5.6 – Comparaison entre la distance mesurée par le système de détection acoustique et la position réelle du capteur par rapport à l'obstacle.

La précision sur la distance réelle capteur-réflecteur est de ± 1 mm environ. Notre système acoustique offre lui aussi des mesures avec une résolution au millimètre. Cette comparaison montre un très bon accord entre la mesure et la distance réelle entre le capteur et l'obstacle, ce qui valide le bon fonctionnement du système dans une gamme de 0,25 m à 1,3 m.

5.4 Tests du système

Après avoir validé le bon fonctionnement de la chaîne de mesure, nous passons aux tests du système. Les premiers tests visent à établir les performances du système contre un obstacle lisse en verre. La caractérisation se fait pour différentes distributions de capteurs. Ensuite, d'autres tests évaluent l'efficacité de différentes répartitions de capteurs dans des situations plus proches de l'application karstique.

5.4.1 Caractérisation du système de détection avec un seul transducteur

Le but de ce test est de déterminer les performances de l'ensemble système-capteur pour un seul transducteur, afin d'avoir une référence pour comparer plus tard avec les tests multi-capteurs. Plus précisément, ce test permettra de définir la portée et la plage de détection angulaire du système associé à un seul capteur, tout en ayant une indication sur l'intensité des échos détectés via les valeurs de gain et du seuil choisi par le système.

Le test consiste à enregistrer les valeurs de gain et de seuil de détection adoptées automatiquement par le système pour différentes distances émetteur-obstacle et pour différents angles d'incidence. L'obstacle utilisé dans ce test est la paroi de la cuve en verre, vu qu'une surface homogène et lisse permet d'avoir uniquement des réflexions spéculaires,

faciles à interpréter.

Pour procéder à ce test, nous faisons une acquisition dynamique en éloignant le capteur progressivement de l'obstacle. Le parcours total s'étale de 0,25 m à 1,5 m environ. Nous répétons cette procédure pour des angles d'incidence allant de -15° jusqu'à $+15^\circ$ avec un pas de $2,5^\circ$, qui correspond à la graduation de notre dispositif de rotation.

La figure 5.7 montre les variations du gain et du seuil en fonction de la distance capteur-réflexeur et de l'angle d'incidence.

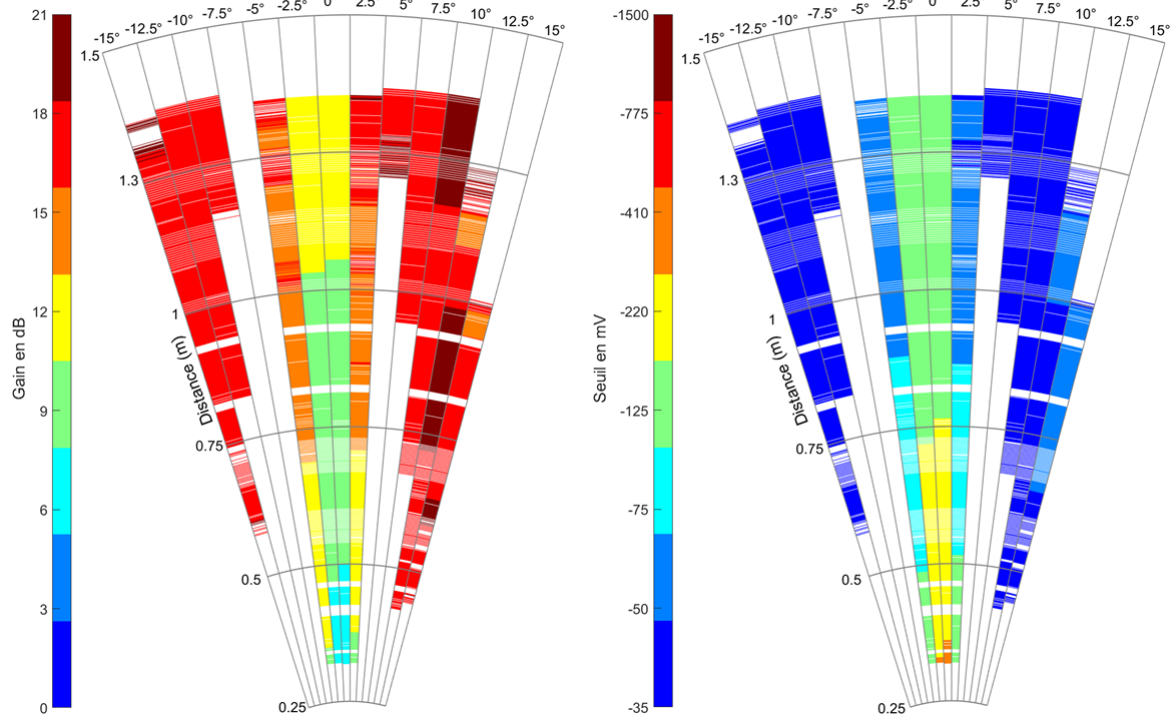


FIGURE 5.7 – Variation du gain (à gauche) et du seuil de détection (à droite) en fonction de la distance mesurée et de l'angle d'incidence, pour 1 transducteur émetteur et une réflexion contre la paroi de la cuve en verre.

Nous constatons en premier lieu la bonne capacité de détection sous incidence normale. Nous remarquons un léger décalage de notre zéro vers la gauche (les angles négatifs), dû à un petit défaut du parallélisme initial entre le capteur et la paroi. Pour des distances de 0,25 m à 1,5 m environ et avec une ouverture jusqu'à 2° environ de part et d'autre de la normale, le système arrive facilement à garantir la détection de l'obstacle en utilisant un gain faible de 6 dB à 12 dB et un seuil de -410 mV à -125 mV. Cela signifie qu'il sera en mesure de détecter des distances beaucoup plus grandes, sachant que le gain peut atteindre 21 dB et le seuil peut arriver jusqu'à -35 mV.

Quant l'angle est supérieur de plus de 2° par rapport à la normale, le système augmente son gain et réduit le seuil afin qu'il puisse retrouver les conditions nominales pour la détection de l'écho. En effet, sous incidence oblique, le faisceau n'est pas réfléchi directement vers le capteur, seule une partie l'atteint suite à l'effet de divergence géométrique.

Au delà de 5° de la normale, aucun retour n'a pu être détecté. Cela nous permet de

conclure qu'avec notre système associé à un seul capteur, nous pouvons garantir un angle maximale de détection de $\pm 4^\circ$ autour de la normale.

Pourtant, au delà de 10° , nous retrouvons sur la figure des mesures de distances. Pour l'expliquer, nous nous appuyons sur des simulations du parcours du faisceau dans la cuve (figure 5.8).

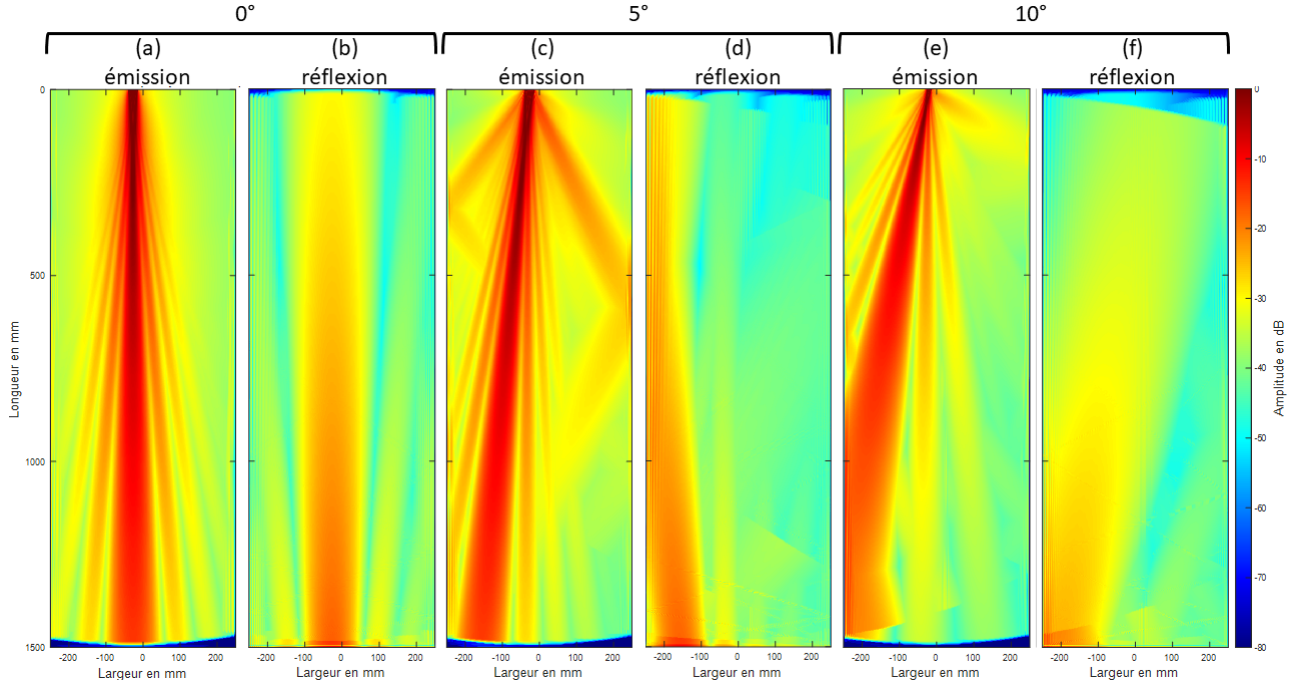


FIGURE 5.8 – Simulations du faisceau acoustique émis par un transducteur de $2,7\text{ cm}$ à 1 MHz pour trois angles d'émission. (a), (c) et (e), représentent le faisceau émis, (b), (d) et (f), représentent le faisceau réfléchi associé.

La figure 5.8 représente des simulations de propagation d'onde faite avec la boîte à outil *k-wave* sur MATLAB. Ces simulations sont faites dans une configuration identique à notre banc de test : une cuve de $1,5 \times 0,5\text{ m}$ avec des parois en verre. L'émetteur est placé dans le plan $z = 0$ (en haut de la figure). Les figure 5.8-a, -c et -e, représentent le faisceau émis à 0° , 5° et 10° respectivement. Les figure 5.8-b, -d et -f, représentent le faisceau réfléchi associé au faisceau émis -a, -c et -e respectivement. Le gradient de couleur représente la pression acoustique en décibel référencée à la pression initiale émise.

Comme attendu, sous incidence normale, le faisceau réfléchi revient directement au transducteur avec un certain angle de divergence géométrique. Par contre, sous incidence oblique et avec une inclinaison suffisante, la simulation montre que l'onde subit une seconde réflexion sur une des parois latérales de la cuve puis est renvoyée au capteur. Il s'agit d'une onde réfléchi indirecte. Cette partie ne peut pas être considérée comme décrivant le champ de détection réel de notre capteur, car elle disparaîtrait dans une autre configuration. Néanmoins, ces réflexions indirectes peuvent présenter certains avantages, surtout pour l'application dans un environnement confiné, vu qu'elles nous permettent de détecter des échos issus d'obstacles mal orientés, grâce au chemin indirect de l'onde. De plus, en envisageant des traitements plus poussés, le trajet réel du faisceau pourrait être retracé ce qui aiderait à mieux reconstituer la géométrie de l'environnement.

5.4.2 Caractérisation du système de détection avec trois transducteurs

Dans cette partie, nous passons à des tests de caractérisation du réseau multi-capteurs. Pour cela, nous évaluons deux configurations :

- la première est une structure en vecteur de trois capteurs alignés, espacés de 3 *cm* chacun, ce qui signifie une distance de 6 *cm* entre les centres de deux capteurs consécutifs, sachant que le diamètre d'un capteur est de 3 *cm*.
- la seconde est une structure en vecteur de trois capteurs, espacés de 5 *cm* chacun, ce qui signifie une distance de 8 *cm*.

Le but est d'évaluer l'effet de l'espacement des capteurs sur les performances de détection. Cette analyse sera réalisée en deux temps. Tout d'abord, pour chacune des deux structures, nous comparerons les performances de détection du capteur central avec celles obtenues précédemment pour un seul capteur. Ensuite, nous caractériserons la capacité de détection de chaque structure en identifiant sa zone de couverture.

5.4.2.1 Structure vecteur - espacement de 3 cm

Nous reprenons le même test de caractérisation décrit dans le paragraphe précédent, avec la première structure de réseau.

Dans un premier temps, les trois capteurs sont excités en parallèle et nous nous intéressons aux variations du gain et de seuil associées au capteur central de la structure.

La [figure 5.9](#) montre les variations du gain et du seuil en fonction de la distance capteur-réflecteur et de l'angle d'incidence pour le capteur central.

En comparant aux résultats obtenus pour un seul capteur ([figure 5.7](#)), nous constatons que le système à trois capteurs a plus de facilité à détecter dans la zone centrale ($\pm 2^\circ$ autour de la normale), puisqu'il utilise des gains inférieurs et des seuils plus élevés. Cette amélioration des performances est due à l'effet de l'addition de la pression fournie par les trois capteurs, ce qui renvoie des échos plus puissants. Pour confirmer cette explication, nous nous appuyons sur des simulations ([figure 5.10](#)).

La [figure 5.10](#) représente les simulations de propagation d'un faisceau acoustique émis simultanément par trois transducteurs identiques à ceux de la structure utilisée. Les [figure 5.10-a](#), -c et -e, représentent le faisceau émis à 0° , 5° et 10° respectivement. Les [figure 5.10-b](#), -d et -f, représentent le faisceau réfléchi associé au faisceau émis -a, -c et -e respectivement. Le gradient de couleur représente la pression acoustique en décibel normalisée par rapport à la pression initiale émise.

Nous retrouvons sur les simulations l'effet accumulatif de la pression des trois capteurs, qui justifie le comportement du système par rapport à la structure avec un seul élément.

Bien que le faisceau total des trois transducteurs soit plus large que celui d'un transducteur isolé, la plage angulaire maximale de détection du capteur central n'a pas été améliorée. Nous retrouvons toujours la zone de $\pm 5^\circ$ autour de la normale.

Par contre, l'élargissement du faisceau a permis d'augmenter la possibilité de détection d'obstacles suite aux réflexions indirectes arrivant jusqu'au capteur central.

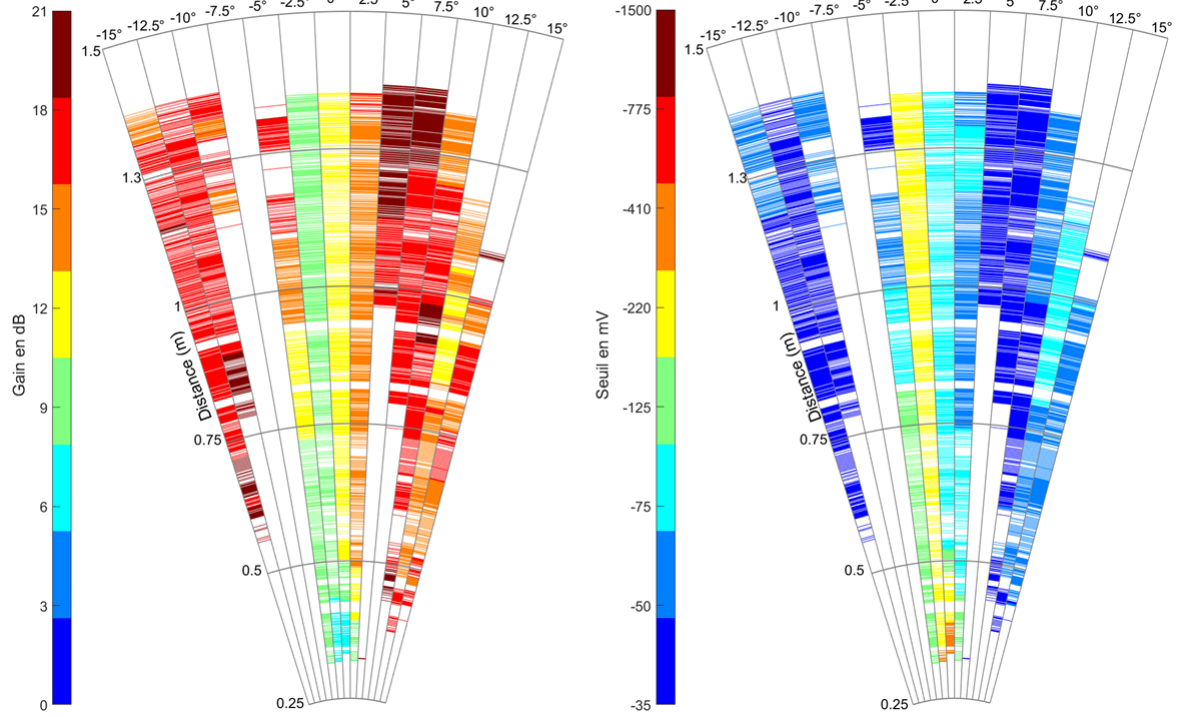


FIGURE 5.9 – Variation du gain (à gauche) et du seuil de détection (à droite) en fonction de la distance de détection et l'angle d'incidence pour le transducteur central de la structure de 3 transducteurs émetteurs espacés de 3 cm).

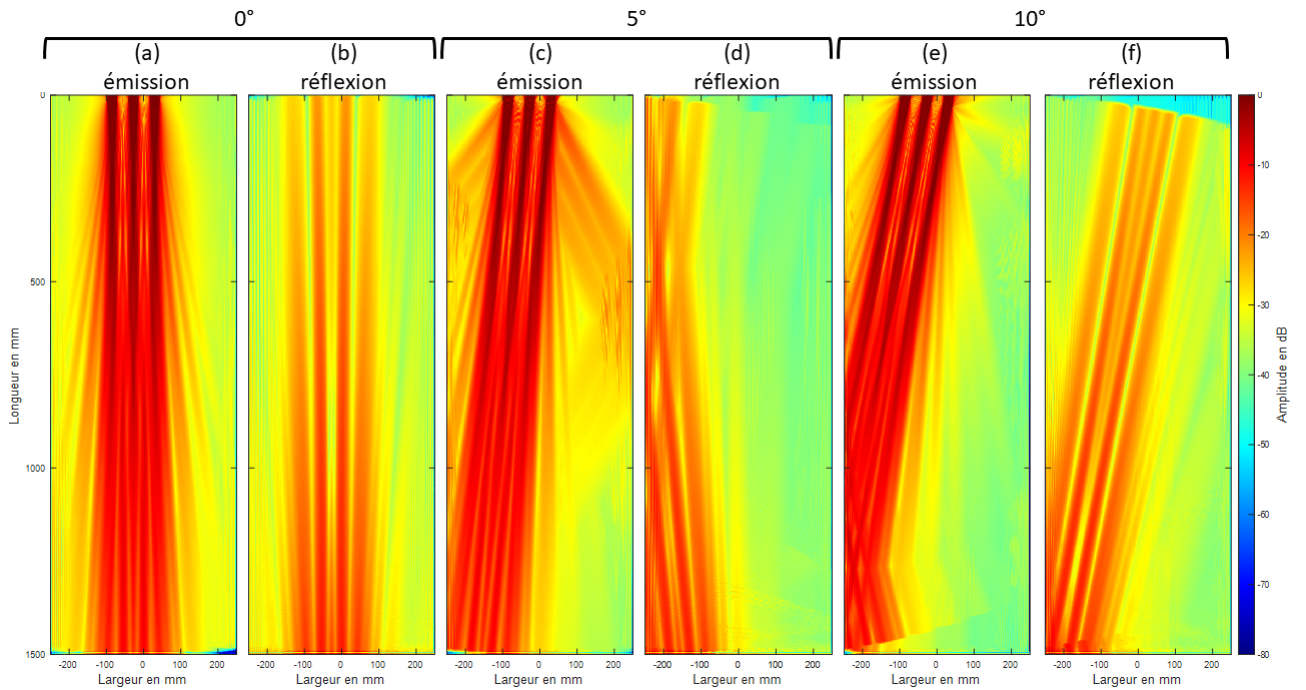


FIGURE 5.10 – Simulations d'un faisceau acoustique émis par trois transducteurs de $2,7\text{ cm}$ de diamètre actif, à 1 MHz , espacés de 3 cm . (a), (c) et (e), représentent le faisceau émis, (b), (d) et (f), représentent le faisceau réfléchi associé.

Après avoir caractérisé les performances du capteur central, nous nous intéressons dans cette partie à spécifier la zone de détection couverte par tous les capteurs du réseau. Sur la [figure 5.11](#), nous représentons la plage de distance couverte par chacun des capteurs, pour tous les angles d'incidence testés.

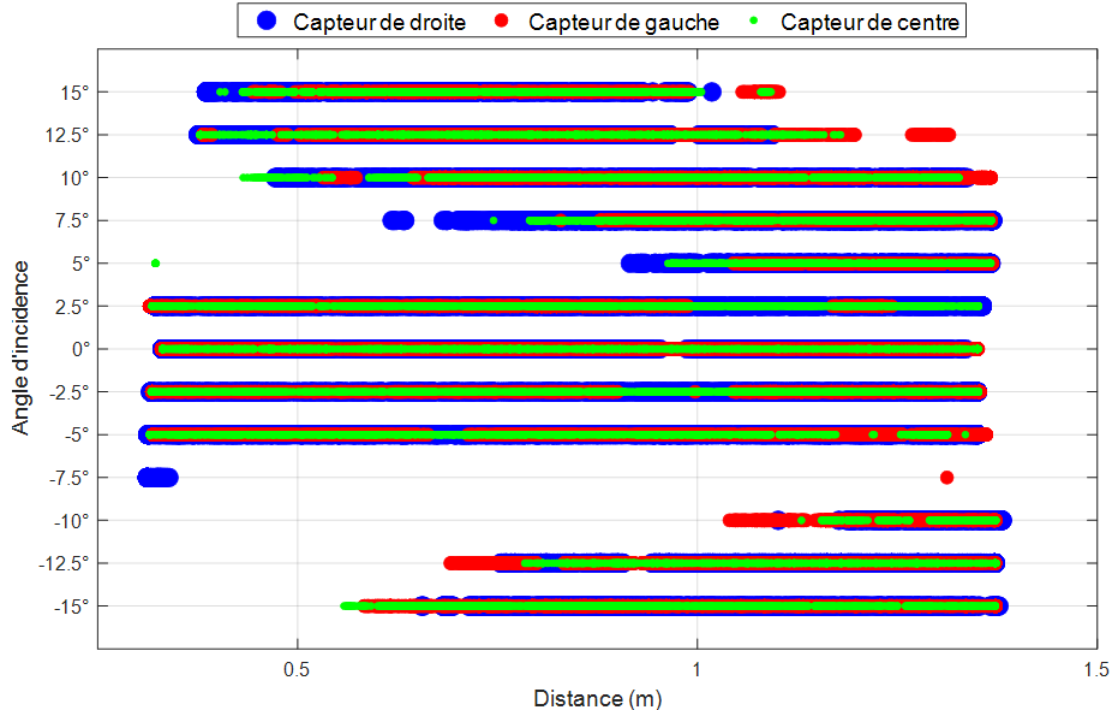


FIGURE 5.11 – Plage de distance couverte par chacun des trois capteurs et pour différents angles d'incidence

Nous constatons que dans un secteur de $\pm 3,5^\circ$ autour de la normale, les trois capteurs arrivent à couvrir toute la plage de distance. Les capteurs de deux extrémités "décochent" par intermittence dans certains endroits, contrairement au capteur central qui assure un retour continu sur toute la plage de mesure. Cela est principalement dû à la puissance supplémentaire vue par ce dernier et provenant de ses voisins.

Sur les angles d'incidence, supérieurs à $\pm 5^\circ$, certaines zones ne sont couvertes par aucun capteur, car l'écho réfléchi ne les atteint pas. Néanmoins, d'autres plages restent couvertes grâce à des réflexions indirectes sur les parois latérales.

La [figure 5.11](#) montre une dissymétrie dans la détection. Sur les angles positifs, au delà de 5° , le capteur de droite est le premier à détecter. Avec l'augmentation de la distance, le capteur central se met à détecter, puis celui de gauche. Tandis que pour les angles négatifs, inférieurs à -10° , l'ordre de détection est inversé. Nous supposons que ce phénomène de décalage de détection pourrait permettre de déduire l'angle sous lequel le faisceau réfléchi atteint les capteurs. De même, cette donnée avec un traitement plus poussé pourrait permettre d'obtenir une information pour la reconstitution de l'environnement autour du robot.

La [figure 5.12](#) présente pour chacun de trois capteurs de la structure, ainsi que pour le réseau, le pourcentage de mesures réussies pour les différents angles d'incidence.

Nous considérons qu'une mesure est valide, lorsque le système renvoie la distance attendue, que ça soit en réflexion directe ou indirecte. Pour le réseau, la mesure est valide quand au moins un capteur arrive à fournir une bonne valeur de distance. Néanmoins, nous nous sommes retrouvés parfois dans des situations dans lesquelles le système ne détecte pas le premier écho mais le second aller-retour dans la cuve, ce qui correspond à une distance allant de 3 à 6 m. Ces fausses détections ne sont pas prises en compte dans le calcul du pourcentage de détections valides.

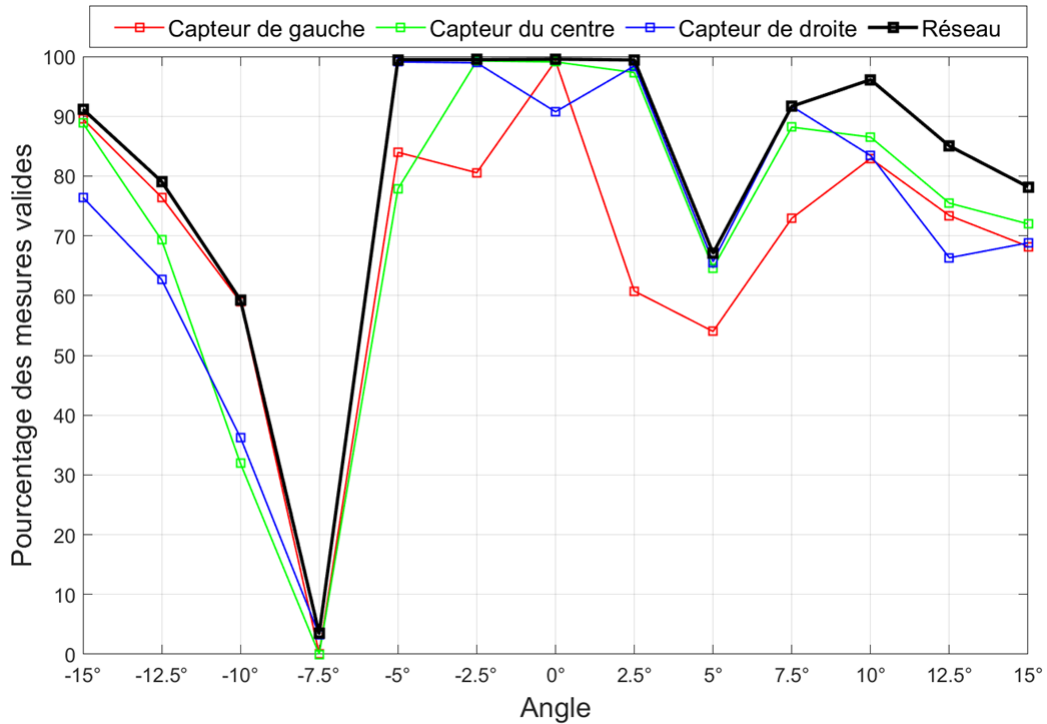


FIGURE 5.12 – Pourcentage des détections retournant une mesure de distance correcte, pour les trois capteurs espacés de 3 cm, pour les différents angles d'incidence.

Sur la [figure 5.12](#) nous constatons un pourcentage élevé de bonne détection pour les trois capteurs dans la plage de détection du réseau, où uniquement les réflexions directes sont détectées. Dans cette zone, ce pourcentage est de 100% pour l'ensemble du réseau.

Au delà, le pourcentage chute, ce qui signifie une perte de l'écho réfléchi. Puis il augmente de nouveau grâce à la détection d'échos indirects.

5.4.2.2 Structure vecteur - espacement de 5 cm

Nous reprenons le même test de caractérisation mais avec la deuxième structure, qui présente un plus grand espacement entre les capteurs.

La [figure 5.13](#) représente les variations du gain et du seuil en fonction de la distance capteur-réflécteur et de l'angle d'incidence pour le capteur central du réseau.

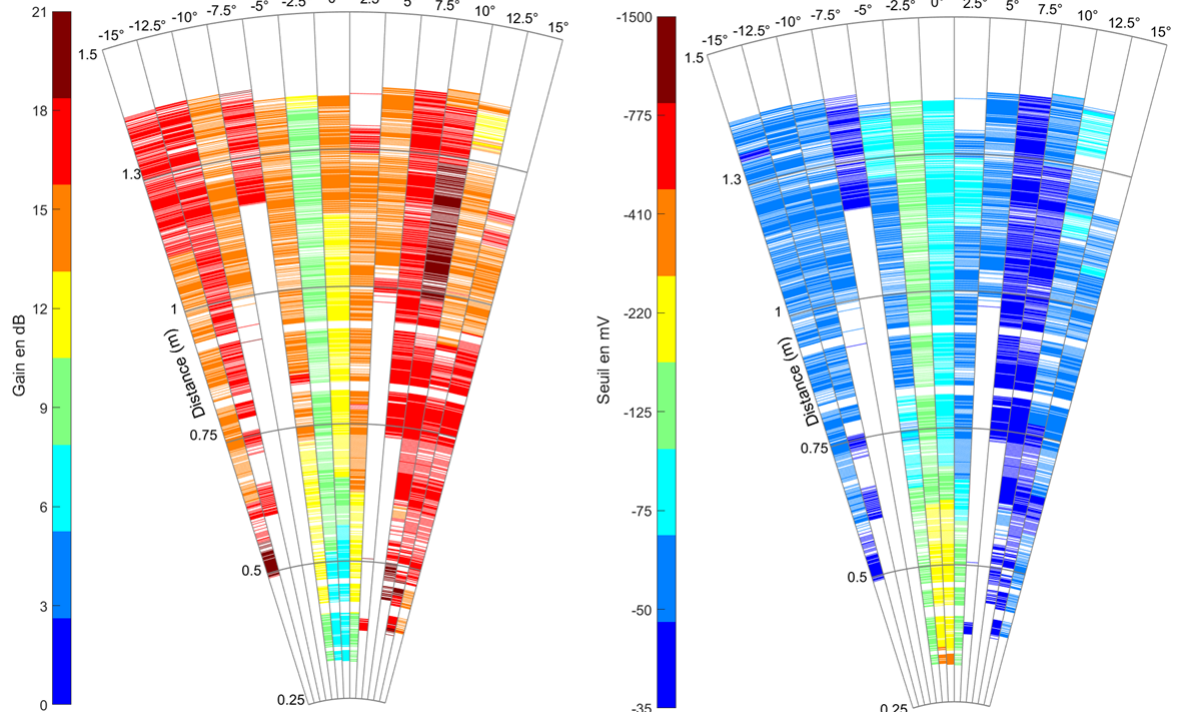


FIGURE 5.13 – Variation du gain (à gauche) et du seuil de détection (à droite) en fonction de la distance de détection et de l'angle d'incidence pour le transducteur central de la structure de 3 transducteurs émetteurs espacés de 5 cm .

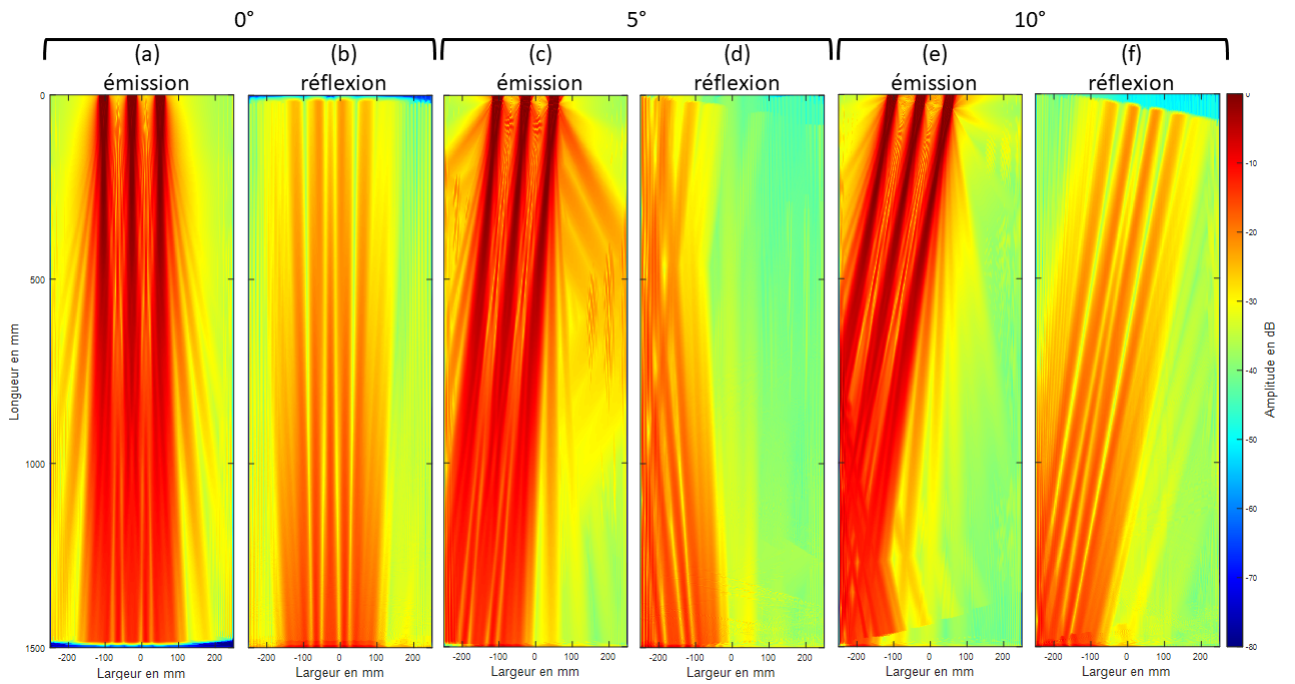


FIGURE 5.14 – Simulations d'un faisceau acoustique émis par trois transducteurs de $2,7\text{ cm}$ à 1 MHz , espacés de 5 cm . -a, -c et -e, représentent le faisceau émis, -b, -d et -f, représentent le faisceau réfléchi associé.

En ayant augmenté l'espacement entre les transducteurs, nous constatons un changement de comportement autour de la normale par rapport à la structure de trois capteurs espacés de 3 cm. En effet, le système doit fournir plus de gain avec un seuil de détection inférieur pour assurer la détection. Cependant, ces performances semblent rester supérieures à celles du capteur isolé. Cela peut être également vu dans la simulation de la [figure 5.14](#). Nous constatons l'effet cumulé de la pression des trois capteurs qui donne une pression totale supérieure à celle vue avec un transducteur isolé, mais inférieure à celle de trois transducteurs plus rapprochés.

L'élargissement du faisceau constaté dans la simulation se traduit par l'élargissement de la zone de détection des réflexions indirectes détectées par le capteur du centre.

La [figure 5.15](#) montre la plage de distance couverte par chaque capteur du réseau pour les différents angles d'incidence.

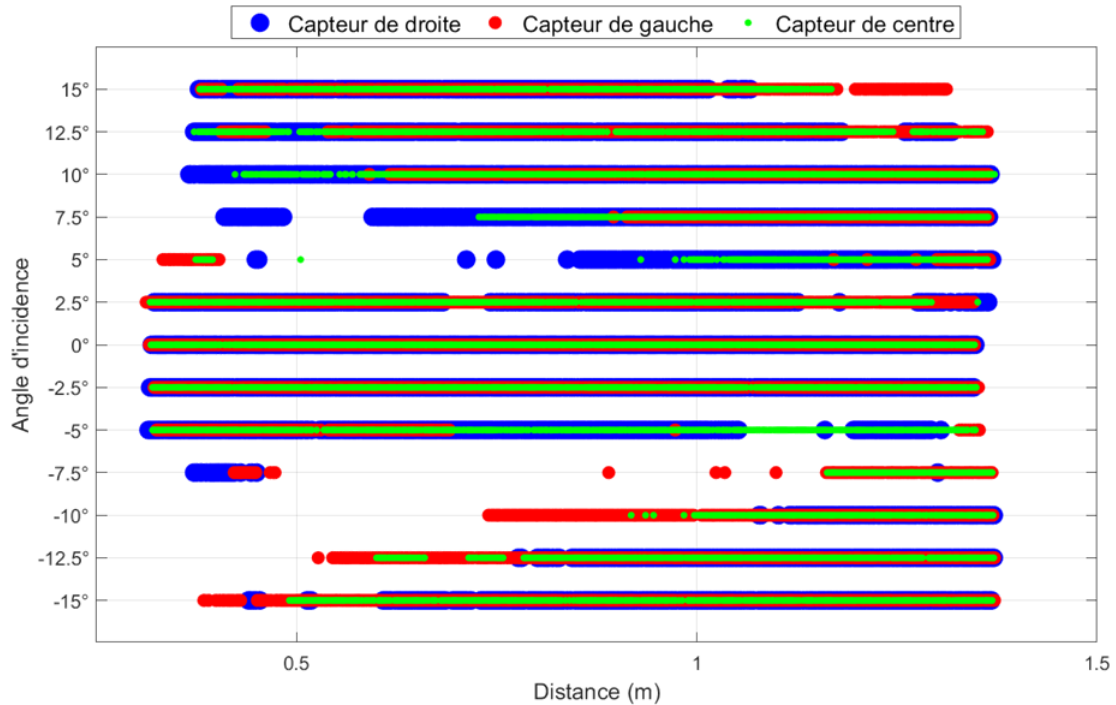


FIGURE 5.15 – Plage de distance couverte par chacun des trois capteurs, pour différents angles d'incidence

Comme précédemment, pour la zone entre -5° et $2,5^\circ$, le capteur central reste le plus performant pour la détection. Dans la même zone, les capteurs sur les deux extrémités ont tendance à "décrocher" d'une manière intermittente, plus que pour la structure précédente. Cela peut être expliqué, d'une part par la pression inférieure qu'ils reçoivent par rapport à la structure des capteurs plus rapprochés, d'autre part par la position des capteurs des extrémités qui devient relativement proche des parois latérales de la cuve.

Le phénomène de dissymétrie de détection vu précédemment est favorisé par cette structure, vue la large distribution des capteurs dans l'espace. Nous pouvons donc conclure qu'une structure plus espacée, même si elle favorise moins l'effet cumulatif de la pression, permet d'avoir une plage de détection des réflexions indirectes plus importante.

La figure 5.16 représente le pourcentage de mesures réussies pour chacun de trois capteurs de la structure, ainsi que pour l'ensemble du réseau aux différents angles d'incidence.

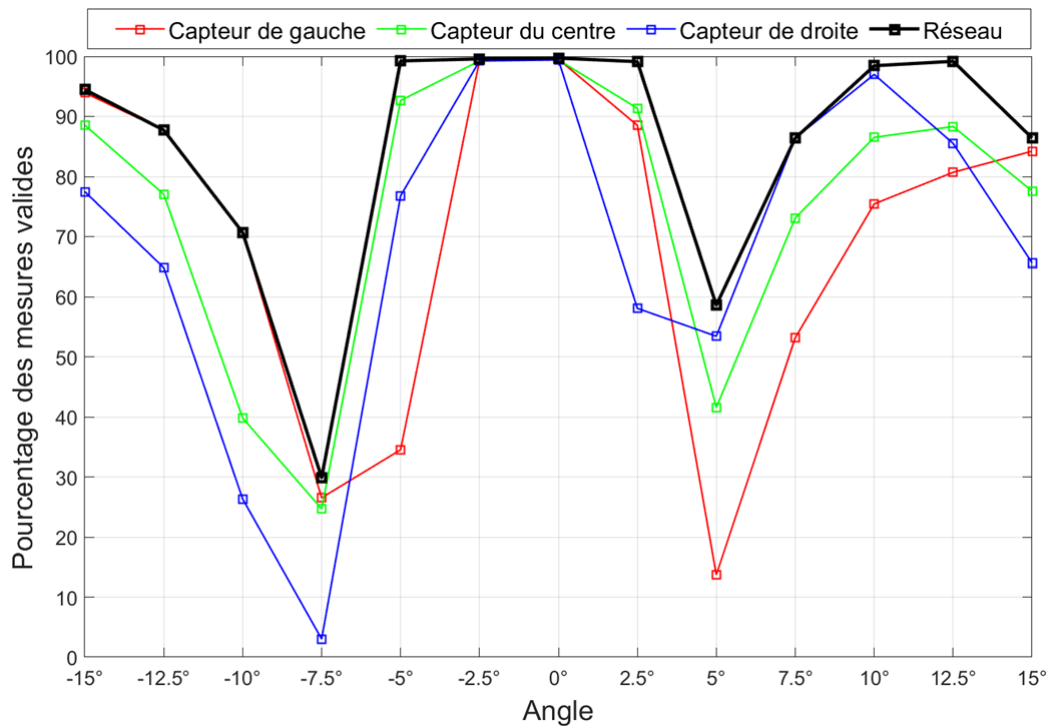


FIGURE 5.16 – Pourcentage des détections retournant une mesure de distance correcte, pour les trois capteurs espacés de 5 cm, pour les différents angles d'incidence.

Comme précédemment, nous constatons un pourcentage de bonne détection proche de 100% dans la plage de détection des réflexions directes. Au delà, contrairement à la structure précédente, ce pourcentage chute plus fortement pour les capteurs des deux extrémités. Comme pour la structure à espacement de 3 cm, le pourcentage de détection augmente pour les plus grands angles grâce aux réflexions indirectes, mais de façon plus importante.

5.4.3 Essais sur des surfaces rocheuses

Après avoir identifié les caractéristiques de chaque structure ainsi que leur comportement dans la cuve d'expérimentation, nous allons procéder à des tests de détection de parois rocheuses reconstituées, de différentes morphologies et de surface plus ou moins rugueuse.

Nous utilisons donc deux parois différentes, une de forme plane et de rugosité moyenne et l'autre de morphologie très irrégulière et de forte rugosité.

5.4.3.1 Surface plane de rugosité moyenne

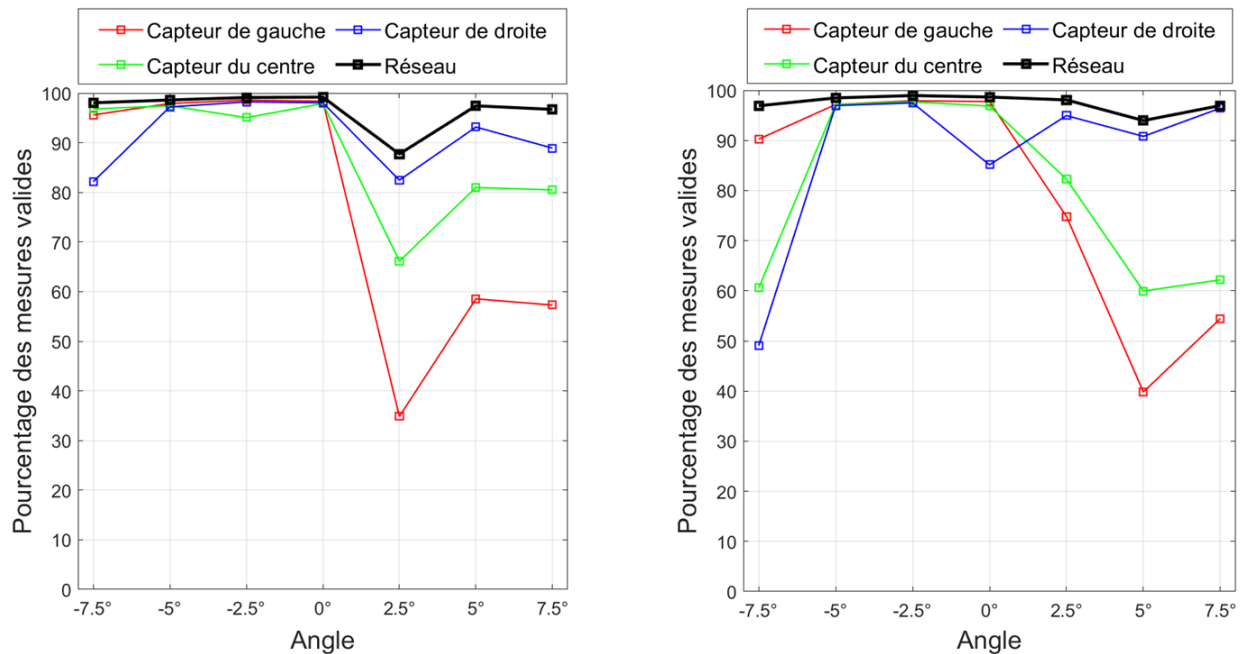
La figure 5.17 montre le plan rocheux de rugosité moyenne utilisé dans ces essais. Il s'agit d'un mosaïque de carreaux de travertin, un roche calcaire sédimentaire.



FIGURE 5.17 – Surface rocheuse de travertin, de forme plane, poreux et de rugosité moyenne

Expérimentalement, nous procédons pour ces essais comme précédemment, en faisant des acquisitions dynamiques tout le long de la cuve et pour différents angles d'incidence. Vu que les tests de caractérisation précédents avaient montré qu'à partir de 10° par rapport à la normale, les réflexions détectées sont induites par les parois latérales de la cuve, nous sommes limités à $\pm 7,5^\circ$ pour ces tests.

La figure 5.18a et la figure 5.18b montrent respectivement pour la première et la deuxième structure de réseau de trois capteurs, les valeurs en pourcentage du nombre de détections qui ont fourni une mesure correcte de distance durant le parcours le long de la cuve (de 0,25 m à 1,5 m). Les valeurs sont présentées pour chacun des trois capteurs, ainsi que pour l'ensemble du réseau.



(a) avec trois capteurs espacés de 3 cm.

(b) avec trois capteurs espacés de 5 cm.

FIGURE 5.18 – Pourcentage de mesures de distance valides, pour la détection de la surface rocheuse plane moyennement rugueuse.

Nous trouvons que malgré la rugosité de la surface et son coefficient de réflexion plus faible que celui du verre précédemment utilisé, le système arrive à garantir la mesure de

distance dans presque 100% des cas.

De plus, pour des angles où nous ne détectons ni des réflexions spéculaires ni des réflexions indirectes, nous nous retrouvons avec un pourcentage élevé de détection. C'est le cas des angles $+7,5^\circ$ et $-7,5^\circ$. Cette amélioration de la capacité de détection est attribuée à la diffusion géométrique induite par la rugosité de la surface.

Pour les deux structures de réseau de capteurs, quel que soit l'angle incident et quel que soit le pourcentage de détection par capteur, nous constatons que l'ensemble des détections des trois capteurs cumulées (le réseau) arrive à garantir la couverture de toute la plage de distances.

5.4.3.2 Surface irrégulière de forte rugosité

La [figure 5.19](#) montre une image du plan rocheux reconstitué, irrégulier et de forte rugosité, utilisé dans ces essais. Il s'agit d'un assemblage de barreaux de quartzite sédimentaire ou orthoquartzite.



FIGURE 5.19 – Surface rocheuse de quartzite sédimentaire, de forme irrégulière et de forte rugosité

La [figure 5.20a](#) et la [figure 5.20b](#) montrent respectivement pour la première et la deuxième structures, le pourcentage de mesures valides de distance de $0,25\text{ m}$ à $1,5\text{ m}$ à différents angles, pour chaque capteur individuellement et pour l'ensemble du réseau.

Malgré la très forte irrégularité de cette surface, le pourcentage de détection est élevé et se rapproche de 100% pour plusieurs angles. De même, des détections ont pu être faites dans des zones où la réflexion spéculaire ne peut pas être détectée. Cela encore une fois est dû à la diffusion géométrique du faisceau réfléchi par la surface irrégulière de l'obstacle.

Cependant, en comparant avec les essais sur la paroi plane de rugosité moyenne, nous constatons que le pourcentage de détection chute plus rapidement avec l'augmentation de l'angle d'incidence. Cela peut être expliqué par la forte diffusion du faisceau sur cette surface irrégulière, qui induit un éparpillement du faisceau et donc une difficulté de détection. Néanmoins, l'association des mesures des trois capteurs arrive à couvrir une très grande partie de la plage de distance.

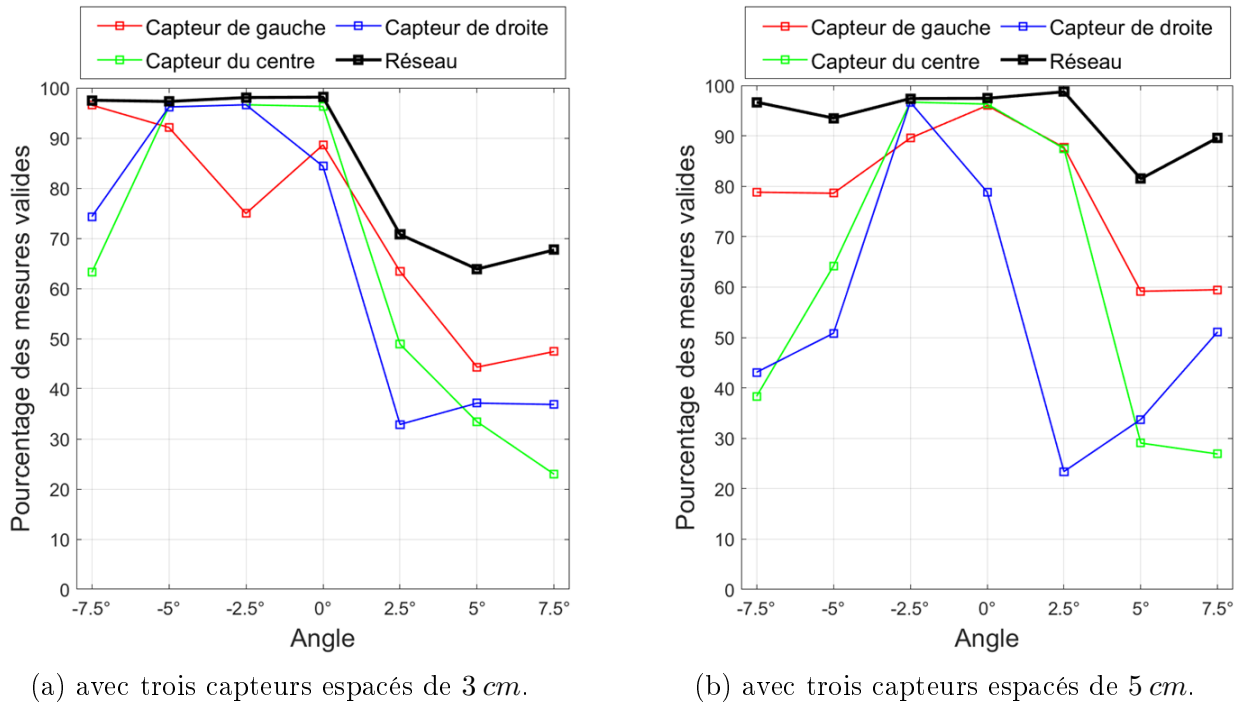


FIGURE 5.20 – Pourcentage de mesures de distance valides, pour la détection d'un obstacle rocheux, irrégulier et fortement rugueux.

5.5 Synthèse

L'objectif de ce chapitre était de tester et valider le fonctionnement du système de détection acoustique, ainsi que de caractériser ses performances avec différentes architectures de réseaux de capteurs et de l'évaluer dans des situations de plus en plus proches de l'environnement karstique.

Pour cela, nous avons réalisé un banc de test qui permet de déplacer et réorienter le réseau de capteurs dans une cuve. Ces fonctionnalités ont permis la caractérisation de la portée et de l'effet de l'angle d'incidence sur la détection.

De plus, nous avons développé une interface utilisateur, qui permet d'acquérir et d'afficher les données de distance et de configuration traitées par le système de détection. Cela a permis de suivre le fonctionnement du système et de vérifier la fiabilité de ses mesures.

Ensuite, nous sommes passés à la phase de test d'intégration du cycle en V pour valider le fonctionnement global de notre système de détection acoustique. Nous avons confirmé sa capacité à s'autoconfigurer pour garantir une mesure de distance en continu. Nous avons vérifié également la fiabilité et l'exactitude de sa mesure.

Après la phase de test d'intégration, nous sommes passés aux tests de caractérisation des performances du système avec deux architectures de réseau constituées de trois capteurs espacés de 3 et 5 cm respectivement.

A partir des diagrammes montrant les valeurs du gain et du seuil de détection adoptés par le système, en fonction de la distance à l'obstacle et de l'angle d'incidence, nous avons défini expérimentalement la plage de détection de notre système pour un capteur isolé, ainsi que pour les deux architectures de réseau. Nous avons conclu que l'utilisation de plusieurs capteurs en parallèle apporte deux principaux avantages. Le premier concerne

l'amplification des échos retournés, surtout avec la structure de capteurs rapprochés. Le second est l'élargissement de la plage de détection angulaire favorisé par la structure de capteurs plus espacés.

Pour finir, lors d'essais sur des parois rocheuses, nous avons évalué l'efficacité des deux distributions de capteurs sur deux surfaces : une surface plane de rugosité moyenne et une autre irrégulière de forte rugosité. Nous avons atteint une capacité de couverture spatiale quasi totale en cumulant les informations des trois capteurs de la structure. En effet, les réflexions diffuses induites par ces surfaces font que quand un des capteurs perd son écho, le capteur voisin peut le détecter. Cela a induit également un élargissement de la plage angulaire de détection du réseau, par comparaison avec la plage détectable pour des réflexions spéculaires sur un obstacle lisse.

Conclusion générale

Synthèse et conclusion

La particularité et la complexité des réseaux karstiques immergés rendent ces environnements très périlleux, ce qui fait de leur exploration un réel défi pour l'être humain. Par conséquent, ce milieu est très largement méconnu, alors que la compréhension de son hydrodynamisme particulier permettrait de mieux gérer cette ressource en eau, capitale pour l'humanité.

Pour relever ce défi, le projet ALEYIN vise à développer un robot innovant pour l'exploration des environnements confinés, embarquant des solutions acoustiques spécifiques permettant de l'aider à accomplir sa mission.

Dans cette thèse, nous avons étudié, conçu et développé deux systèmes acoustiques. Le premier est un système de caractérisation des eaux turbides pour la mesure de la qualité de l'eau et le second est un système de détection d'obstacles pour assurer la sécurité du robot contre les collisions et l'aider à la navigation.

Concernant le système de caractérisation des eaux turbides, l'objectif était de prouver la faisabilité d'un système d'estimation de la taille et de la concentration des sédiments en suspension, en proposant une approche simplifiée et un dispositif compatible avec les ressources d'une application embarquée.

Pour cela, nous avons réalisé une revue de la littérature existante, dans laquelle nous avons identifié différentes contributions qui ont amené à l'établissement de nombreux modèles théoriques de l'atténuation d'une onde ultrasonore à travers des particules en suspension, en fonction de la taille et de la concentration de ces particules. Nous avons effectué une étude comparative des différents modèles identifiés, pour finir par la sélection d'une combinaison d'équations, qui d'une part est adaptée aux sédiments en suspension dans les eaux turbides et d'autre part présente une simplicité relative en termes de calcul et de paramètres.

De là, nous avons conçu et mis en place un banc expérimental, permettant de réaliser des mesures du coefficient d'atténuation dans une configuration en réflexion. Le protocole de mesure, que nous avons employé, se caractérise par sa simplicité et sa capacité à éliminer toutes les grandeurs non désirées, influant sur les mesures.

La validation expérimentale a été réalisée sur cinq types d'échantillons. Nous avons commencé par des lots de billes de verre parfaitement sphériques de différentes distributions de taille. L'utilisation de ces billes permet d'être le plus proche des hypothèses sur lesquelles les modèles théoriques sont basés. Nous sommes passés ensuite

à une poudre d'argile pour se rapprocher du type de sédiments retrouvé dans le karst et enfin, nous avons appliqué notre approche sur un échantillon d'eau turbide prélevé dans un karst par un plongeur spéléologue.

L'ensemble des résultats obtenus a montré une mesure fiable du coefficient d'atténuation, ainsi qu'une bonne stabilité et reproductibilité de la mesure. Au niveau de l'estimation des caractéristiques des sédiments par ultrasons, les tailles identifiées ont été très proches du diamètre statistique $Dv90$, qui a été déterminé par granulométrie à diffraction laser. De plus, les incertitudes sur les estimations sont relativement faibles (4,0% pour les billes de verres et 8,6% pour la poudre d'argile), sauf dans le cas des particules les plus lourdes qui ont été difficiles à suspendre, empêchant de garantir leur distribution homogène dans la solution (16,0% pour les grosses billes de verre).

Concernant l'échantillon de karst, malgré la complexité de sa composition, l'estimation de la taille des sédiments a présenté un bon accord avec le $Dv90$ avec un niveau d'incertitude de 14,3%. La concentration des sédiments a été estimée à 2,24% en volume contre 2,5% après évaporation.

Pour conclure, l'approche, que nous avons proposée, a prouvé son efficacité et sa fiabilité dans l'estimation de la taille et de la concentration des sédiments pour les différents échantillons.

Concernant le système acoustique de détection d'obstacles, que nous avons appelé également le bouclier acoustique, l'objectif était de concevoir et mettre en place un réseau de capteurs acoustiques, autonome et reconfigurable, permettant de garantir une mesure fiable et continue de la distance quelque soit la situation dans laquelle il sera positionné. Pour cela, nous avons établi un plan de gestion de projet, en allant du besoin du robot jusqu'aux tests de validation du système. Nous avons utilisé la méthode du cycle en V pour organiser le développement du système en question.

Nous avons commencé par l'identification des spécifications attendues, telles que la portée et l'auto-adaptabilité du système acoustique avec les variations morphologiques de l'environnement. Nous avons également tenu compte des contraintes acoustiques spécifiques aux karsts telles que les pertes de propagation en particulier dans les eaux turbides, ainsi que les réflexions diffuses sur les parois rugueuses.

Ensuite, nous avons établi l'architecture globale de la chaîne d'acquisition du système de détection, en allant des capteurs, en passant par l'électronique de conditionnement des signaux, puis par le microcontrôleur, pour finir avec le programme de traitement des mesures, de gestion des capteurs et d'autoconfiguration de l'électronique de réception.

Pour les capteurs, en utilisant l'équation du sonar, nous avons pris en compte les différents phénomènes influant sur leur capacité de détection. Nous avons conclu cette étude par la sélection d'une plage de fréquence et de diamètre de capteurs adaptée aux missions d'exploration. Ensuite, nous avons associé aux capteurs une électronique de conditionnement adaptée. Nous avons fait le choix des composants dédiés, conçu le circuit électronique, réalisé puis mis en œuvre ce circuit. Nous avons également mis en place le microcontrôleur gérant le réseau de capteurs. Nous avons développé un algorithme de détection et d'auto-configuration des cartes électroniques, qui garantit une autonomie du système et un retour continu de distance. Dans cet algorithme, nous avons employé un système d'exploitation temps réel, qui permet une meilleure gestion d'exécution des tâches en fonction des priorités. Les optimisations du logiciel nous ont permis d'atteindre

un cycle de mesure en 6 *ms* environ par capteur.

Une fois que nous avons terminé le développement du système, nous avons mis en place un banc de test constitué d'une cuve de 1,5 *m* de long pour évaluer la portée, d'un portique de déplacement pour contrôler la distance du système acoustique par rapport à un obstacle et d'un dispositif de rotation pour évaluer l'effet de l'angle d'incidence sur la capacité de détection.

Ensuite, nous avons caractérisé les plages de détection du système avec un seul capteur contre un obstacle lisse et plan, puis avec deux distributions de trois capteurs alignés. Nous avons conclu que pour un réseau de trois capteurs, l'écho détecté est plus puissant, ce qui fait augmenter la portée du système. Pour une distribution de capteurs plus espacés, nous avons constaté un élargissement de la plage angulaire maximale de détection.

Enfin, les essais de détection contre des parois rocheuses et rugueuses ont confirmé la compatibilité du système pour l'environnement karstique. De plus, ces tests ont montré une capacité du système à détecter les réflexions diffuses, même hors de la plage angulaire déterminée lors de sa caractérisation contre un obstacle lisse en verre.

Pour conclure, à l'issue de cette thèse, nous avons apporté une preuve de faisabilité d'un système de caractérisation des sédiments en suspension dans les eaux turbides. L'approche, sur laquelle la caractérisation est basée, se caractérise par sa simplicité tant au niveau du matériel nécessaire que du traitement à employer.

Nous avons également conçu, développé et mis en œuvre un système de détection d'obstacles, qui est une première version du bouclier acoustique. Ce système est capable de gérer un grand nombre de capteurs, d'assurer des mesures de distances fiables en continu et de se reconfigurer pour s'adapter aux variations morphologiques des parois, tout en étant autonome et rapide. Aujourd'hui, pour un seul capteur, cette version assure une mesure en moins de 6 *ms* ce qui permettra de gérer jusqu'à 20 capteurs, tout en assurant un cycle de mesure pour le réseau complet toutes les 100 *ms*.

Perspectives

Système de caractérisation des eaux turbides

Les résultats, que nous avons obtenus dans le [chapitre 3](#), prouvent la possibilité de caractériser les sédiments en suspension dans les eaux turbides avec une simple mesure d'amplitude en réflexion à différentes fréquences. Cela ouvre la voie à la conception d'un système miniaturisé adapté pour les applications embarquées, comme celle du robot du projet ALEYIN.

Ce dispositif pourrait être sous la forme d'une petite cavité de quelques centimètres cube, dans laquelle l'eau du milieu pourrait s'écouler. À l'intérieur, il y aura un ou plusieurs capteurs permettant de réaliser des mesures de variation d'amplitude d'échos sur différentes fréquences. Un simple traitement numérique permettra de remonter au coefficient d'atténuation en normalisant les mesures obtenues avec les valeurs d'un modèle prédéfini de l'atténuation dans l'eau pure. Finalement, un ajustement automatique des résultats avec le modèle théorique du coefficient d'atténuation dû aux sédiments permettra de remonter à une estimation de la taille et de la concentration des particules.

Ce dispositif embarqué aura une double utilité. D'une part, il permettra de connaître

en continu la portée des capteurs en fonction de l'évolution de la turbidité autour du robot, ce qui aidera le bouclier acoustique à connaître ses capacités de détection. D'autre part, ce système servira comme outil de mesure de la qualité de l'eau tout au long de l'exploration.

Système de détection acoustique

A l'issue de notre travail, nous avons apporté un premier prototype opérationnel du système de détection d'obstacles. Ce travail a ouvert une multitude de pistes permettant de faire passer le système à un autre niveau de performance, pour en faire un bouclier acoustique encore plus efficace, qui aidera le robot à la navigation dans les environnements confinés, tout en collectant des données pour cartographier le milieu.

Au niveau capteur

Les capteurs formant notre système de détection actuel sont validés pour une portée de 1,5 *m* et sont supposés détecter jusqu'à 6 *m*. Néanmoins, les variations morphologiques de l'environnement karstique peuvent être brutales et significatives. Par exemple, le robot peut pénétrer dans des cavités de plusieurs dizaines de mètres. Pour pouvoir y faire face, nous pouvons imaginer un réseau formé de capteurs à différentes fréquences, où les capteurs à basse fréquence couvriront une longue portée et les capteurs de haute fréquence couvriront les courtes portées.

Une autre piste au niveau des capteurs sera l'emploi d'un émetteur omnidirectionnel, qui permettra de couvrir tout l'environnement en une seule émission. La détection se fera par des capteurs ponctuels distribués autour du robot. Une telle approche présentera un double intérêt, d'une part elle assurera une couverture spatiale complète contrairement aux émetteurs ponctuels, d'autre part elle sera un moyen d'estimation rapide des grands volumes en envoyant une impulsion puissante puis en mesurant le temps de réverbération.

L'augmentation du nombre de capteurs pour le bouclier acoustique pourrait présenter un surcout financier important. Donc il sera intéressant de les fabriquer par nous même et à façon. Les premiers essais réalisés ont été prometteurs.

Au niveau électronique

L'électronique de conditionnement, que nous avons réalisée, a prouvé son efficacité. Cependant des pistes d'amélioration sont toujours possibles.

L'adaptation d'impédance entre la sortie du circuit de conditionnement et le capteur sera une des solutions qui permettra de maximiser la puissance du signal à l'émission. Il sera également possible d'ajouter des circuits élévateurs de tension tels que ceux à base de transformateur pour accroître la puissance des ondes émises.

Pour une amélioration au niveau du circuit de réception, des étages supplémentaires d'amplification et de filtrage peuvent être facilement ajoutés.

Au niveau du protocole de détection

Le protocole de détection constitue l'intelligence du système. Nous sommes partis sur une version qui assure les fonctionnalités de base demandées, mais des protocoles plus sophistiqués pourront être employés.

Pour commencer, dans la phase d'émission, il sera possible de sélectionner des groupes de capteurs à exciter, ou même de contrôler un déphasage temporel entre les excitations des différents capteurs. Cela permettra de créer des formes de faisceaux particulières, ce qu'on appelle la formation de voies. Il sera possible de former des faisceaux convergents ou divergents, ou même des faisceaux orientables pour effectuer un balayage spatial.

Au niveau de l'analyse des mesures de distance, des interprétations plus poussées pourront être employées pour ressortir de l'information à partir des faux échos que nous avons ignorés dans un premier temps. Par exemple, ces échos pourront nous renseigner sur les multiples trajets qui ont été pris par l'onde avant sa détection, ou même sur l'inclinaison de l'obstacle en déterminant l'ordre de l'arrivée des échos.

Dans le processus de reconfiguration, il sera possible d'ajouter d'autres paramètres à ajuster automatiquement par le système, par exemple, le nombre de cycles dans le signal d'excitation, une signature d'identification du signal, le temps d'écoute, etc. Tous ces paramètres sont déjà proposés dans les composants électroniques programmables du circuit de conditionnement.

Au niveau du projet global

L'objectif à long terme est d'obtenir un bouclier acoustique le plus performant possible, capable de fournir des mesures de distances fiables en continu, qui serviront pour l'aide à la navigation, ainsi qu'à la cartographie du milieu. Les prochaines étapes à valider avant la mise en service du bouclier acoustique seront :

- étudier, concevoir et caractériser des répartitions de capteurs plus évoluées, couvrant une zone plus large,
- intégrer des algorithmes de détection, d'analyse et de reconfiguration plus sophistiqués,
- tester le système sur le terrain, en allant des environnements les moins complexes comme les conduites d'eau forcée et les canaux d'irrigation, aux environnements les plus hostiles comme les karsts,
- embarquer l'ensemble sur le robot d'exploration et l'évaluer lors d'une mission d'exploration complète.

Annexe A

Documents de gestion du projet

A.1 Cahier des charges

Contexte : dans le cadre de développement d'un robot pour l'exploration des environnements souterrains confinés, en particulier les karsts, il est primordial de l'équiper avec un système de détection d'obstacles, lui permettant de se protéger, ainsi que de collecter des données pour une éventuelle cartographie du milieu. Les essais qui ont été faits avec des systèmes acoustiques sous-marins commercialisés ont permis de conclure que la particularité de l'application nécessite le développement d'un système spécifique capable de faire face aux contraintes de l'environnement karstique.

Objectif : l'objectif à long terme, sera de fournir un système de réseau de capteurs acoustiques pour un robot sous-marin, pour l'aider à la navigation dans les environnements confinés. Le système en question doit être capable de détecter les obstacles malgré la morphologie complexe de l'environnement d'application qui est le karst. Ce système doit donc être configurable et adaptatif avec les variations environnementales.

Pour un premier temps, le but est de fournir un prototype fonctionnel permettant d'évoluer vers l'objectif principal qui est le bouclier acoustique.

Fonctionnement : le prototype doit pouvoir assurer des mesures de distance contre des obstacles complexes et rugueux. Il doit être capable d'adapter sa configuration en fonction des variations morphologiques des obstacles inspectés.

Budget : pour le développement d'un premier prototype, le budget correspond aux ressources allouées à l'accompagnement financier de cette thèse.

Délais : sur un délai de 3 ans de thèse.

A.2 Document des spécifications (Cahier des charges fonctionnel)

Fonction	Critères	Test
Autonomie	Ne jamais avoir besoin d'une intervention externe	Mettre le système sous différents types de stress et vérifier sa capacité à se relancer si le protocole de détection est perturbé
Multi-éléments	Avoir une capacité à gérer et communiquer avec plusieurs capteurs	Tests de fonctionnement avec plusieurs cartes/capteurs
Champs de détection	Avoir une visibilité large sur plusieurs degrés	Essais de détection d'obstacles en modifiant l'angle d'incidence
Portée	Avoir une portée de plusieurs mètres	Détection d'obstacles en augmentant la distance
Auto-configuration	Être capable d'adapter sa configuration en fonction des variations morphologiques de l'environnement afin de garantir la détection des obstacles	Essais de détection en dynamique et suivi des changements automatiques de la configuration

TABLE A.1 – Spécifications du système.

Annexe B

Électronique de conditionnement

B.1 Circuits de conditionnement

B.1.1 Conditionnement à l'émission

La [figure B.1](#) représente le schéma-bloc du circuit de conditionnement d'émission dans le TDC1000.

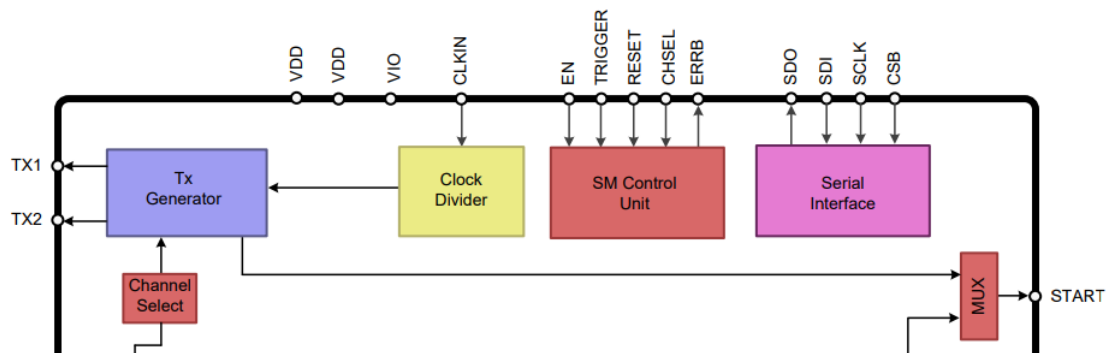


FIGURE B.1 – Schéma-bloc du circuit d'émission du TDC1000

Diviseur d'horloge : pour construire le signal d'excitation du transducteur, le TDC1000 reçoit un signal d'horloge externe via l'entrée *CLKIN*. Ce signal sera divisé dans le bloc *Clock Divider* selon la valeur de *TX_FREQ_DIV* programmé dans le registre *CONFIG_0*. La valeur de *TX_FREQ_DIV* devra être renseignée afin d'avoir une fréquence adaptée à la fréquence de résonance du transducteur.

Générateur Tx : le signal sortant du bloc diviseur entre dans le bloc *Tx Generator*, qui génère un burst dont la fréquence est la même que celle du signal entrant et le nombre de cycles est égale à la valeur programmée dans *NUM_TX* dans le registre *CONFIG_0*. En parallèle, une impulsion sera générée sur la sortie *START* pour marquer le début de l'échogramme.

Sélection de voie : le TDC1000 a la capacité de s'adresser à deux capteurs séparément, sur deux voies distinctes *TX1* et *TX2*. Le signal sortant du générateur Tx est envoyé sur la

voie sélectionnée. En fonction de la valeur de *EXT_CHSEL* dans le registre *CONFIG_2*, la sélection de la voie se fait soit en interne en programmant *CH_SEL* dans le registre *CONFIG_2*, soit en externe en intervenant sur l'entrée *CHSEL*.

B.1.2 Conditionnement à la réception

Les figure B.2 et figure B.3 représentent les schéma-blocs du circuit de conditionnement à la réception, respectivement pour le TDC1000 et le TDC7200.

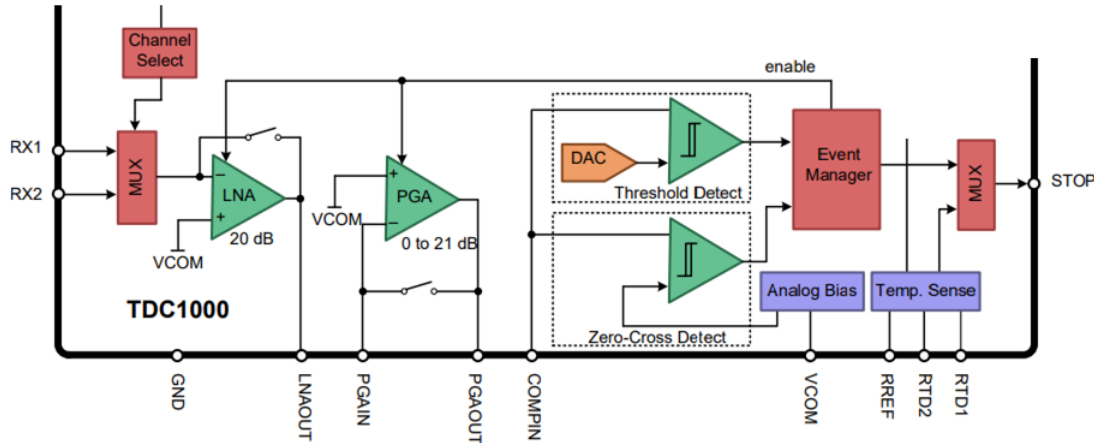


FIGURE B.2 – Schéma-bloc du circuit de réception du TDC1000

Amplificateur à bas niveau de bruit : le signal reçu sur *RX1* ou *RX2* (selon la voie sélectionnée) est envoyé à l'entrée d'un amplificateur à bas niveau de bruit (*LNA*). La contre-réaction de cet amplificateur est programmée dans *LNA_FB* du registre *TOF_1*, pour être soit résistive soit captative. Les valeurs de la résistance et de la capacité associées sont respectivement $R_F = 9k\Omega$ et $C_F = 30pF$. D'autre part, il faut ajouter une impédance entre le transducteur et l'entrée du composant. Il est recommandé qu'elle soit de la même nature que la contre-réaction du *LNA*.

Amplificateur à gain variable : en sortie du *LNA*, il est recommandé d'ajouter un étage externe, pour filtrer le signal avant son entrée dans l'amplificateur à gain variable (*PGA*) via *PGAIN*. Cet amplificateur peut être activé ou pas selon la valeur de *PGA_CTRL* dans le registre *TOF_1*. Le gain de cet ampli commence par 0 dB et s'incrémente automatiquement dans le temps avec des pas de 3 dB . Le gain maximal peut arrivé jusqu'à 21 dB et est programmé dans *PGA_GAIN* du registre *TOF_1*.

Compareurs : le signal en sortie du *PGA* traverse un deuxième filtre externe, puis est injecté dans les entrées de deux comparateurs. Le premier compare le signal avec la tension de référence V_{COM} . Il génère un niveau haut à chaque fois que cette tension est dépassée. V_{COM} pouvant être une tension de référence interne ou externe, cela sera défini en programmant *VCOM_SEL* dans le registre *CONFIG_2*. Le second compare le signal avec le seuil V_{THLD} , programmé dans *ECHO_QUAL_THLD* du registre *CONFIG_3*. Il génère un niveau haut à chaque fois que l'amplitude du signal est en dessous de cette tension.

Générateur de STOP : une impulsion sur la sortie *STOP* est générée à chaque passage du signal en dessous du seuil V_{THLD} suivi d'un passage en dessus de V_{COM} . Le nombre d'impulsions générées est défini dans *NUM_RX* du registre *CONFIG_1*. L'impulsion STOP peut correspondre à la largeur de ml'écho ou à chaque franchissement du seuil. Cela dépend du mode de détection qui sera programmé dans *RECEIVE_MODE* du registre *CONFIG_4*.

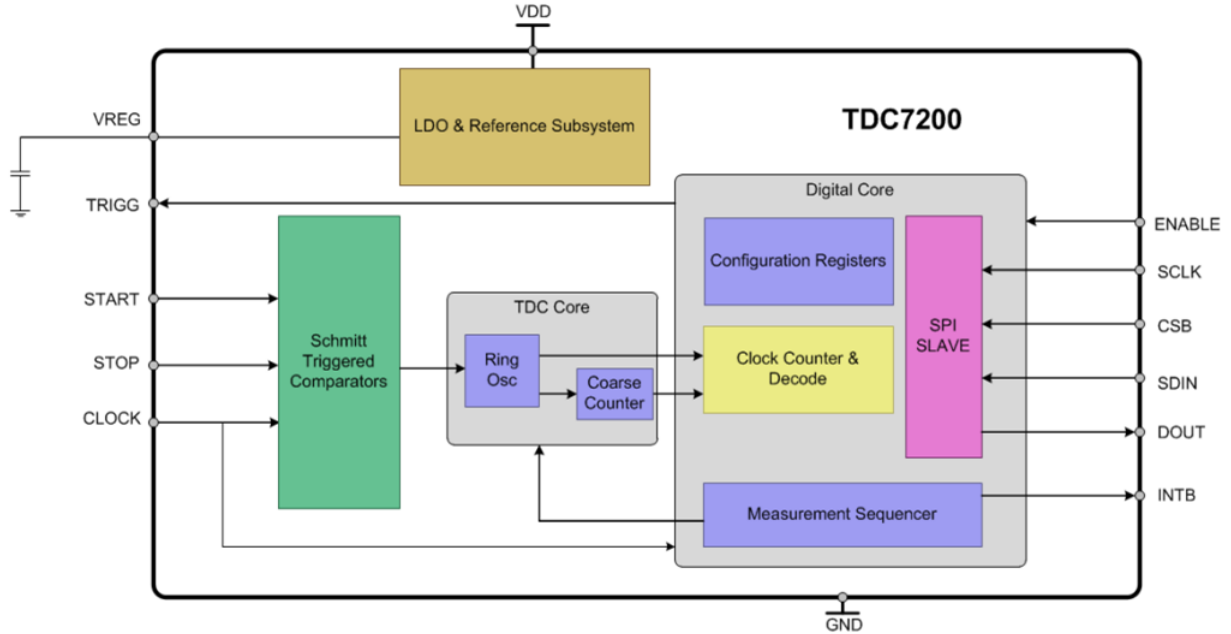


FIGURE B.3 – Schéma-bloc du circuit de réception du TDC7200

Compteurs : Le signal *START* généré par le TDC1000 est envoyé vers le TDC7200, où il est injecté dans un comparateur qui déclenche un ou deux compteurs. Cela dépend du mode de fonctionnement activé. Le premier compteur compte les cycles d'horloge d'un oscillateur interne dans le composant et c'est ce composant qui offre la haute précision dans la mesure du temps. Le deuxième compteur compte les cycles de l'horloge externe appliquée sur l'entrée *CLOCK*, ce compteur permet de déterminer les grands intervalles de temps séparant les échos de l'impulsion de départ.

Mise en forme des mesures : Les cycles d'horloge comptés par les deux compteurs sont respectivement enregistrés dans les registres *TIME1* à *TIME6* et *CLOCK_COUNT1* à *CLOCK_COUNT5*, ainsi que deux mesures de calibration *CALIBRATION1* et *CALIBRATION2*. Les données dans ces registres sont accessibles par communication SPI et permettent de calculer les temps de vol correspondant aux échos détectés.

B.2 Modes de fonctionnement

Nous nous sommes intéressés uniquement à la mesure du temps de vol. Les fonctionnements du TDC1000 pour la mesure de température, ainsi que les différentes

modes associés ne seront pas traités. Le choix d'utiliser le TDC1000 en mode de mesure de temps de vol se fera en programmant *MEAS_MODE* dans le registre *CONFIG_2*.

B.2.1 Modes de mesures de temps de vol

le composant TDC1000 supporte trois modes de mesures de temps de vol : le mode 0, le mode 1 et le mode 2. Le choix du mode de mesure se fera dans *TOF_MEAS_MODE* du registre *CONFIG_2*.

Mode 0 : dans ce mode, la voie 1 est associée à *TX1/RX2* et la voie 2 à *TX2/RX1*. Une fois que le composant reçoit le trigger sur l'entrée *TRIGGER*, il réalise une mesure de temps de vol, puis retourne en mode veille. Ce mode est compatible avec une configuration de capteurs en transmission.

Mode 1 : dans ce mode, la voie 1 est associée à *TX1/RX1* et la voie 2 à *TX2/RX2*. Comme pour le mode 0, une fois que le composant reçoit le trigger, il réalise une mesure de temps de vol, puis retourne en mode veille. Ce mode est compatible avec une configuration de capteurs en réflexion.

Mode 2 : dans ce mode, les voies sont associées comme en mode 1. Ce mode permet de moyennner et de basculer entre les deux voies. Si la valeur de *NUM_AVG* dans le registre *CONFIG_1* est supérieure à zéro, le composant réalise une mesure de temps de vol, puis repasse en mode "prêt" dans l'attente du trigger suivant. Il répète ce processus autant de fois que la valeur de *NUM_AVG* puis retourne en mode veille. Si en même temps, la valeur de *CH_SW* dans le registre *CONFIG_2* est à un, le composant change de voie après chaque mesure.

B.2.2 Modes de séquençage durant la mesure

le TDC1000 supporte également trois modes de séquençage permettant de contrôler la structure de l'échogramme pour optimiser les mesures de courtes ou longues distances.

Mesure courte : ce mode est recommandé pour les courtes mesures de distance. Il est actif en mettant à un le bit *FORCE_SHORT_TOF* dans le registre *TIMEOUT* ou si la valeur de *TIMING_REG* dans les registres *TOF_0* et *TOF_1* est inférieure à 30. Vu notre application, nous ne serons pas intéressés par l'étude de ce mode.

Mesure standard : Ce mode est activé si les conditions d'activation du mode précédent ne sont pas présentes. Dans ce mode, après l'émission du signal d'excitation, un temps d'attente est imposé et peut être contrôlé en programmant *AUTOZERO_PERIOD* dans le registre *CLOCK_RATE*. Juste après, commence la phase détection des échos. Le temps de cette phase sera contrôlé par *TIMING_REG* et *TOF_TIMEOUT_CTRL*.

Mesure standard avec attente : ce mode est activé si les conditions d'activation du mode standard sont présentes et que le bit *BLANKING* dans le registre *CONFIG_3* est à 1. Dans ce mode, le temps d'attente est prolongé par *TIMING_REG*, tandis que la

durée de la phase de détection sera contrôlée uniquement par *TOF_TIMEOUT_CTRL*. Durant l'attente prolongée, la voie *RX* est désactivée.

B.2.3 Modes de comptage

le TDC7200 propose deux modes de comptage pour le calcul de temps de vole.

Mode 1 : ce mode est spécifique aux courtes mesures de temps de vol ($< 500\text{ ns}$). Il utilise uniquement l'oscillateur interne du composant. La mesure se fait en comptant les cycles d'horloge entre le front montant du *START* et celui de chacun des *STOP*.

Mode 2 : dans ce mode, le TDC7200 utilise les deux horloges pour calculer le temps. Avec l'horloge interne, un compteur compte le nombre des cycles entre le front montant du *START* et le front montant suivant de l'horloge externe, puis entre le front montant de chacun des *STOP* et le front montant suivant correspondant de l'horloge externe. Un deuxième compteur compte les cycles de l'horloge externe entre le premier front montant de l'horloge suivant le *START* et celui suivant chacun des *STOP*.

B.3 Conception des cartes de conditionnement

B.3.1 Schématique

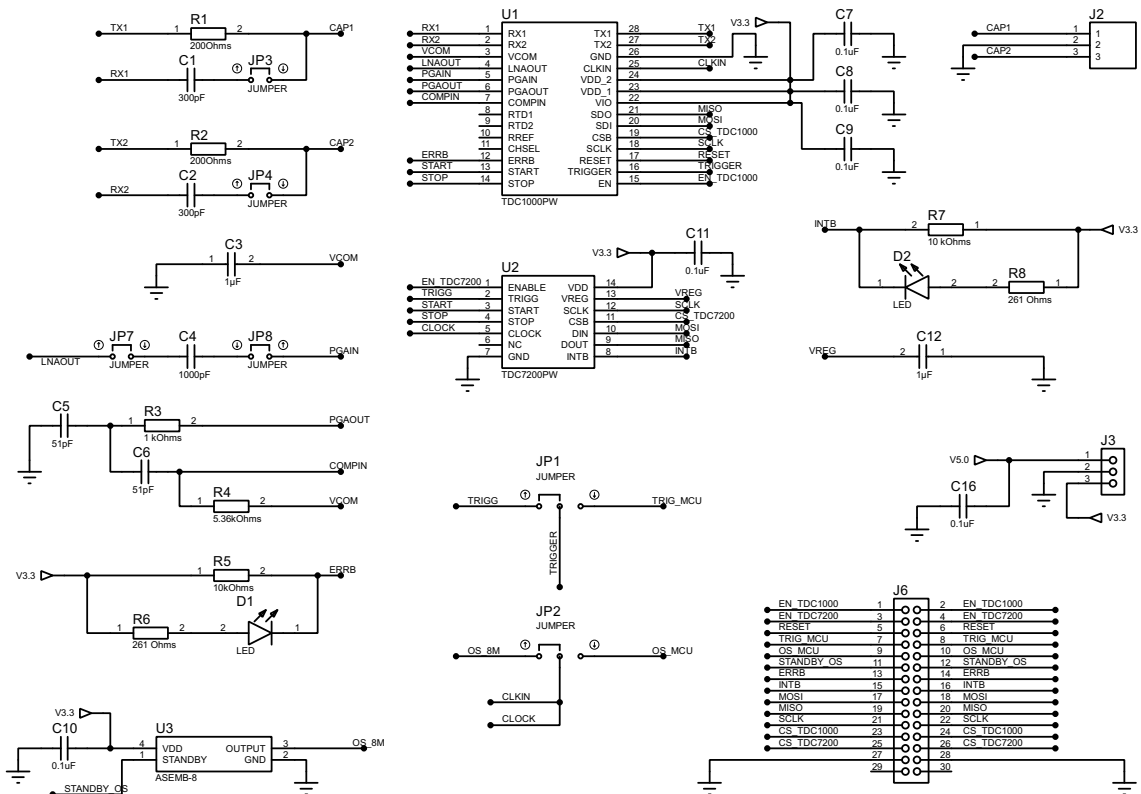


FIGURE B.4 – Schéma électronique 1/2

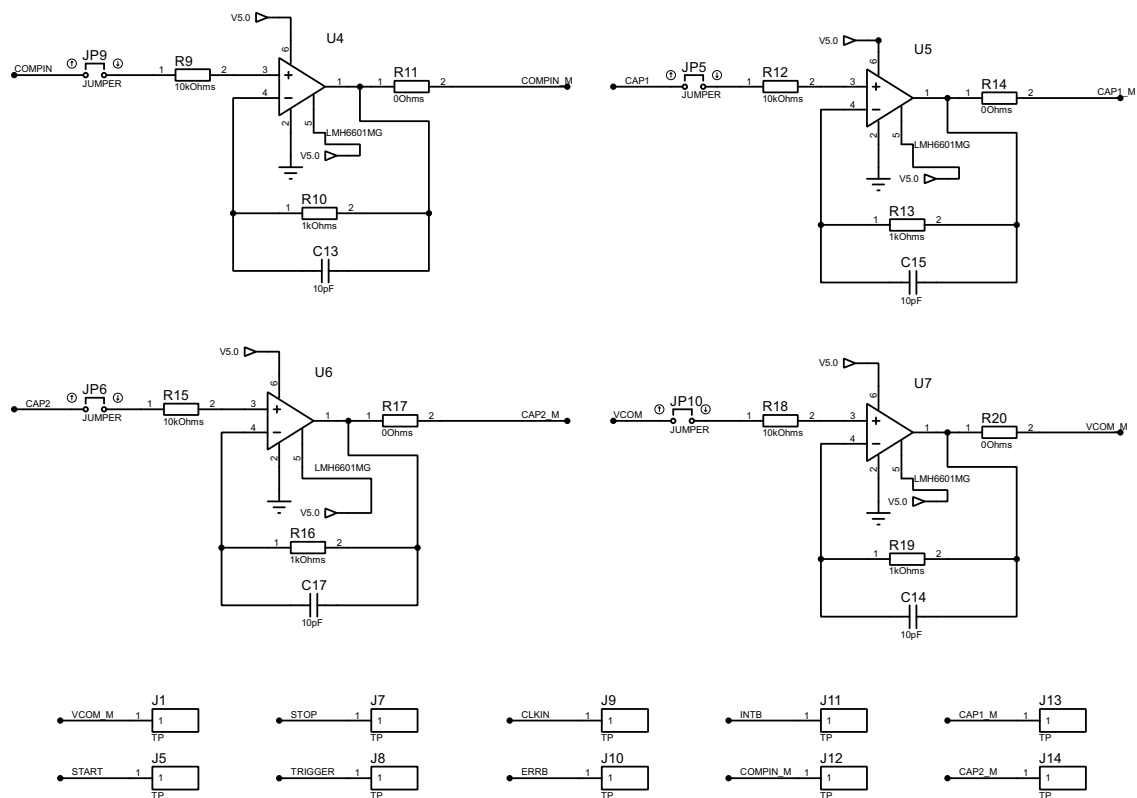
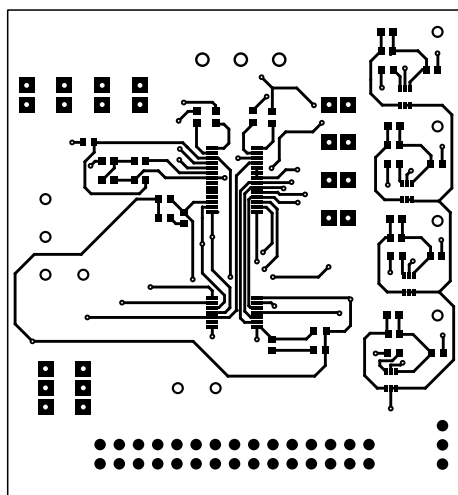
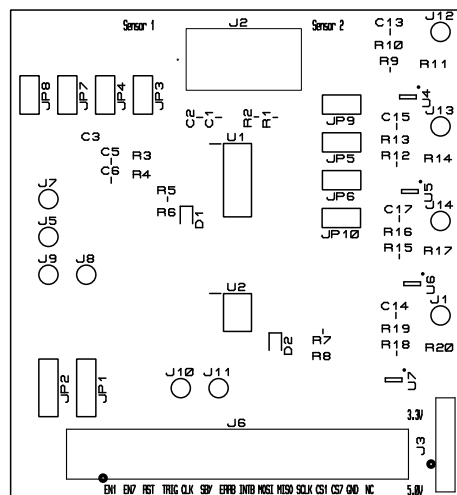


FIGURE B.5 – Schéma électronique 2/2

B.3.2 Masques PCB

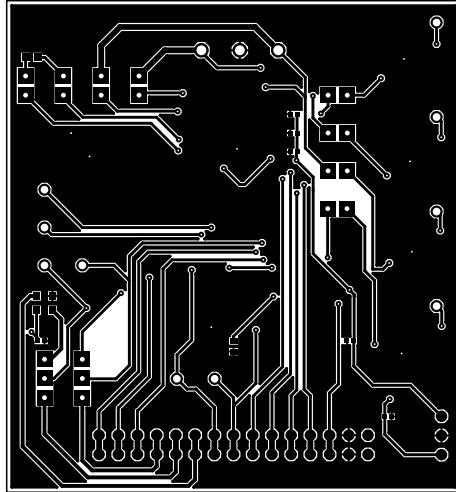


(a) Plan cuivre

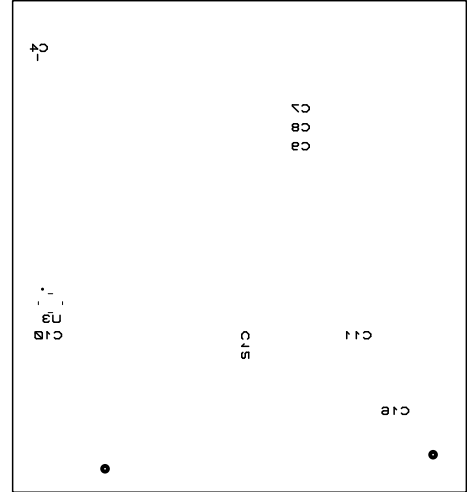


(b) Plan sérigraphie

FIGURE B.6 – Plans de haut (échelle réelle)



(a) Plan cuivre



(b) Plan sérigraphie

FIGURE B.7 – Plans de bas (échelle réelle)

B.3.3 Liste des composants (BOM : *Bill Of Materials*)

Référence	Valeur	Référence fabricant	Fabricant
C1, C2	300 pF	GRM1885C1H301JA01D	Murata Electronics
C3, C12	1 μF	GRM188R71E105KA12D	Murata
C4	1000 pF	C1608C0G1H102J080AA	TDK
C5, C6	51 pF	GRM1885C2A510JA01D	Murata Electronics
C7, C8, C9, C10, C11, C16	0.1 μF	GRM155R71H104KE14D	Murata
C13, C14, C15, C17	10 pF	885012006051	Würth
R1, R2	200 Ω	RG1608P-201-B-T5	Susumu
R3, R10, R13, R16, R19	1 $k\Omega$	MCWR06X1001FTL	Multicomp
R4	5.36 $k\Omega$	CRCW06035K36FKEA	Vishay
R5, R7, R9, R12, R15, R18	10 $k\Omega$	MCWR06X1002FTL	Multicomp
R6, R8	261 Ω	CRCW0603261RFKEA	Vishay Dale
R11, R14, R17, R20	0 Ω	MCWR06X000 PTL	Multicomp
U1		TDC1000PWR	Texas Instruments
U2		TDC7200PWR	Texas Instruments
U3		ASEMB-8.000MHZ-LY-T	Abracon
U4, U5, U6, U7		LMH6601MG/NOPB	Texas Instruments
D1, D2		LTST-C190GKT	Lite-On

Poursuite dans la page suivante

Référence	Valeur	Référence fabricant	Fabricant
J1, J5, J7, J8, J9, J10, J11, J12, J13, J14		KEYSTONE 5000	Keystone
J2		1729131	Phoenix Contact
J3, JP1, JP2		XJ8D-0311	Omron Electronics
J6		77313-118-30LF	Amphenol
JP3, JP4, JP5, JP6, JP7, JP8, JP9, JP10		67996-102HLF	Amphenol

TABLE B.1 – Liste des composants (BOM : *Bill Of Materials*).

B.3.4 Description des broches

Connecteur	Broche	Type	Description
J6	EN1	Entrée	Enable TDC1000
	EN7	Entrée	Enable TDC7200
	RST	Entrée	Reset TDC1000
	TRIG	Entrée	Trigger externe TDC1000 (si JP1 est en position bas)
	CLK	Entrée	Clock externe (si JP2 est en position bas)
	SBY	Entrée	Standby oscillateur interne (standby à 1)
	ERRB	Sortie	Error bit TDC 1000
	INTB	Sortie	Interruption bit TDC 7200
	MOSI	Entrée	SPI MOSI
	MISO	Sortie	SPI MISO
	SCLK	Entrée	SPI Clock
	CS1	Entrée	Chip select TDC1000
	CS7	Entrée	Chip select TDC7200
	GND	Sortie	Masse
	NC		Non connecté
J3	3.3V	Entrée	Alimentation 3.3V (pin haut)
	GND	Entrée	Alimentation Ground (pin milieu)
	5.0V	Entrée	Alimentation 5.0V (pin bas)
J2	Sensor 1	Sortie	Connecté à TX1/RX1 si JP3 est fermé. Connecté à TX1 uniquement si JP3 est ouvert
	GND	Sortie	Ground (pin milieu)

Poursuite dans la page suivante

Connecteur	Broche	Type	Description
	Sensor 2	Sortie	Connecté à TX2/RX2 si JP4 est fermé. Connecté à TX2 uniquement si JP4 est ouvert

TABLE B.2 – Description des connecteurs.

Jumper	Description
JP1	Haut : Trig interne Bas : Trig externe
JP2	Haut : Horloge interne Bas : Horloge externe
JP3	Fermé : Connecte TX1/RX1 à Sensor 1 Ouvert : Connecte TX1 à Sensor 1. Accès à RX1 par le pin bas du JP3
JP4	Fermé : Connecte TX2/RX2 à Sensor 2 Ouvert : Connecte TX2 à Sensor 1. Accès à RX2 par le pin bas du JP4
JP5	Fermé : Connecte Sensor 1 à J13 (via ampli suiveur) Ouvert : Déconnecte Sensor 1 du J13
JP6	Fermé : Connecte Sensor 2 à J14 (via ampli suiveur) Ouvert : Déconnecte Sensor 2 du J14
JP7	Fermé : Connecte LNAOUT à la capacité interne Ouvert : A connecter LNAOUT à un amplificateur externe
JP8	Fermé : Connecte la capacité interne à PGAIN Ouvert : A connecter l'amplificateur externe à PGAIN
JP9	Fermé : Connecte COMPIN à J12 (via ampli suiveur) Ouvert : Déconnecte COMPIN du J12
JP10	Fermé : Connecte VCOM à J1 (via ampli suiveur) Ouvert : Déconnecte VCOM du J1

TABLE B.3 – Description des jumpers.

Point de test	Description
J1	VCOM (si JP10 fermé)
J5	START
J7	STOP

Poursuite dans la page suivante

Point de test	Description
J8	TRIG
J9	CLOCK
J10	ERRB
J11	INTB
J12	COMPIN (si JP9 est fermé)
J13	Sensor 1 (si JP5 est fermé)
J14	Sensor 2 (si JP6 est fermé)

TABLE B.4 – Description des points de test.

Annexe C

Mise en place du microcontrôleur

C.1 Horloge

Le STM32L4R5 comporte quatre principales sources d'horloge interne et peut supporter deux sources d'horloge externes :

- LSI (*Low Speed Internal*) est un oscillateur RC interne de 32 kHz , utilisé pour réveiller le microcontrôleur et ne peut pas être utilisé comme horloge du CPU.
- MSI (*Multi Speed Internal*) est un oscillateur RC interne à fréquence programmable. Elle peut varier de 100 kHz jusqu'à 48 MHz .
- HSI16 (*High Speed Internal*) est un oscillateur RC interne de 16 MHz .
- HSI48 (*High Speed Internal*) est un oscillateur RC interne de 48 MHz , utilisé pour l'USB, SDMMC et RNG, ne peut pas être utilisé comme horloge du CPU.
- LSE (*Low Speed External*) est un oscillateur cristal externe de $32,768\text{ kHz}$, utilisé pour gérer une horloge temps réel.
- HSE (*High Speed External*) est un oscillateur externe entre 4 MHz et 48 MHz .

Après l'alimentation, l'horloge est l'élément principale, qui assure le fonctionnement du CPU, des buses de communication et des périphérique internes au microcontrôleur. Elle cadence leur fonctionnement, ainsi que le transfert de données.

La [figure C.1](#) montre les configurations possibles de l'horloge du CPU. MSI, HSI16 et HSE peuvent être configurés comme horloge du système. Étant donné que ce microcontrôleur peut monter jusqu'à 120 MHz , il est possible de passer les signaux d'horloges dans un PLL pour multiplier la fréquence. Par ailleurs, un PLL est connu pour sa grande consommation d'énergie et nous ne cherchons pas à élever la fréquence afin de réduire la consommation. Et par suite, dans notre configuration d'horloge, nous avons arrêté les PLL et nous avons utilisé l'horloge MSI à 48 MHz comme horloge du système, dans la perspective de la baisser plus tard, une fois que notre besoin optimal en fréquence sera clarifié.

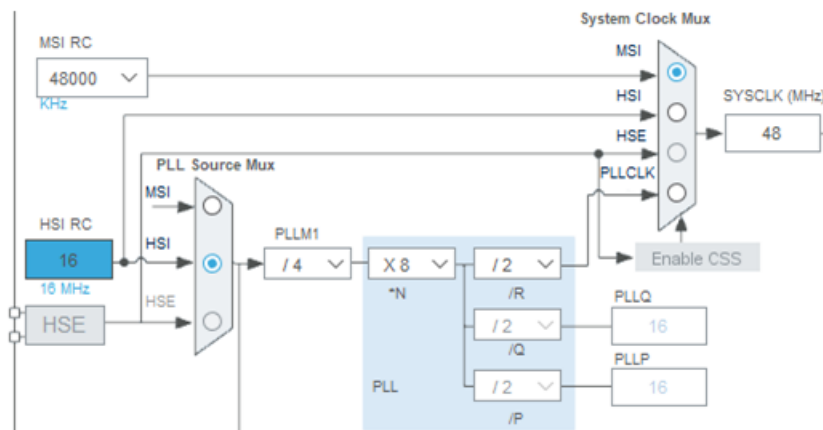


FIGURE C.1 – Configuration de l'horloge du système

Il est également possible de récupérer un signal d'horloge en sortie du microcontrôleur sur les voies MCO et LSCO. La [figure C.2](#) montre les configurations possibles des sorties d'horloge. En développement notre système de détection acoustique, nous avons eu besoin d'un signal d'horloge de 2 MHz pour nos cartes électroniques de conditionnement. Vu que l'oscillateur que nous avons implémenté sur les cartes lors de la fabrication est à 16 MHz , nous avons configuré la sortie MCO du microcontrôleur en prenant la HSI16 et en la divisant par 8.

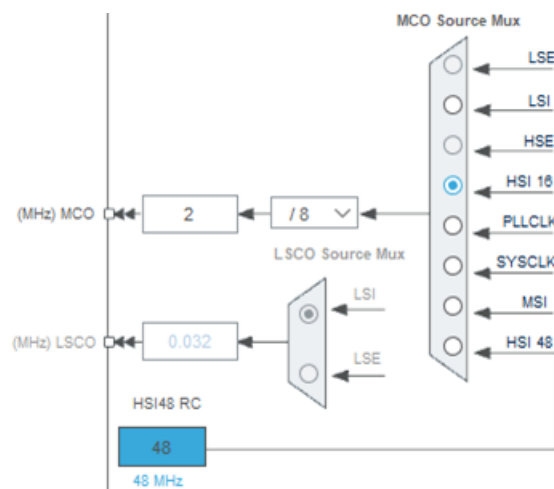


FIGURE C.2 – Configuration des sorties d'horloge du microcontrôleur

Toute fois, nous recommandons pour la suite de remplacer le résonateur sur les cartes de conditionnement par un autre à 2 MHz , sachant qu'un résonateur à quarts externe est plus stable que le résonateur RC interne du microcontrôleur, surtout avec les éventuelles variations de température.

C.2 Communication série USART

Parmi les ports de communication série, le STM32L4R5 possède :

- trois ports USART (*Universal Synchronous Asynchronous receiver transmitter*),

- deux ports UART (*Universal Asynchronous receiver transmitter*),
- un port LPUART (*Low Power Universal Asynchronous receiver transmitter*).

Chacun de ces ports peut être configuré pour envoyer et recevoir des données sous forme de paquets de 7, 8 ou 9 bits, précédés d'un bit de start et d'un ou deux bits de stop. Quand la communication est synchrone (USART), un signal d'horloge est envoyé d'un maître de la synchronisation à l'autre élément dans la communication. Sinon, la vitesse de communication (*baud rate*) doit être programmé à l'avance pour être la même chez tout les intervenants sur la communication. Cette vitesse est souvent donnée par multiple de 9600.

L'utilisation d'une communication UART est pour transmettre les données du microcontrôleur à l'ordinateur. Nous avons choisi d'utiliser le port LPUART qui est une communication UART traditionnelle, mais à basse consommation. La configuration de trame de données envoyées ou reçues par le LPUART est programmée sous la forme : 1 bit de start, 8 bit de données et 1 bit de stop. La vitesse de transmission (*baud rate*) est programmée à 38400, cette valeur était choisie par ce qu'elle a permis d'avoir 0% d'incertitude.

C.3 DMA

Le DMA *Directe Memory Access* est une caractéristique du microcontrôleur, permettant le transfert des données entre différentes mémoires ou entre mémoire et périphérique, sans l'intervention du CPU.

le STM32L4R5 possède deux DMA de sept canaux chacun, associés à un DMAMUX

L'utilisation du DMA est très avantageuse étant donné qu'elle permet de libérer le CPU pour des tâches plus importantes, surtout quand le transfert des données risque d'être lent. C'est le cas de la transmission de données par liaison UART, qui ne peut recevoir que 8 bit de données à la fois pour chaque transmission. C'est pourquoi nous avons configuré le DMA pour qu'il se charge du transfert des données de la mémoire RAM vers le LPUART.

C.4 Communication série SPI

Le STM32L4R5 est doté de :

- trois ports SPI (*Serial Peripheral Interface*),
- deux ports octo-SPI (*Universal Asynchronous receiver transmitter*), utilisés pour la communication avec des mémoires externes.

La configuration devrait être compatible avec les composants TDC, nous avons donc programmé 8 bits pour les données et 12 *MHz* pour l'horloge de synchronisation.

C.5 GPIO

Le STM32L4R5 est doté de 9 ports, comportant 16 broches chacun.

Port	A	B	C	D	E
0		TRIG (PWM)		EN_ TDC1000	
1				EN_ TDC7200	
2				RESET_ TDC1000	
3		SPI1 SCLK		INTB OR ERRB (circuit01)	
4		SPI1 MISO		INTB OR ERRB (circuit02)	
5		SPI1 MOSI		INTB OR ERRB (circuit03)	
6					
7					
8	MCO	CS1 TDC1000 (circuit03)			
9		CS7 TDC7200 (circuit03)			
10		CS1 TDC1000 (circuit02)			
11		CS7 TDC7200 (circuit02)			
12		CS1 TDC1000 (circuit01)			
13		CS7 TDC7200 (circuit01)			
14					
15					

TABLE C.1 – Affectation des broches (Port A-E).

Port	F	G	H	I
0				
1				
2				
3				
4				
5				
6				
7		LPUART1 Tx		
8		LPUART1 Rx		
9				
10				
11				
12				
13				
14				
15				

TABLE C.2 – Affectation des broches (Port F-I).

Annexe D

Ma thèse en bande dessinée

Cette œuvre d'art a vu le jour suite à un atelier proposé par le Collège doctorale de l'Université de Montpellier. Ma participation à cet atelier, ainsi qu'au concours régional de Ma Thèse en 180 secondes, était guidée par ma passion pour la médiation scientifique, mon implication dans ce sujet de thèse, ainsi que mon envie de sensibiliser un maximum de public à la problématique de l'eau douce.

Planche réalisée par Morgane Arrieta, dessinatrice et illustratrice, des Bulles de Mo' (www.lesbullesdemo.fr) et Guillaume Bagnolini, médiateur et journaliste scientifique, docteur en philosophie, de Cosciences (cosciences.net).

ENCORE UN ÉTÉ CANICULAIRE...
COMME À CHAQUE FOIS, TOUS LES
ÊTRES VIVANTS PÂTISSENT DE CES
SÉCHERESSES, DE PLUS EN PLUS
SÉVÈRES.

LES
SOURCES SE
TARISSENT...

ET L'OR BLEU DEVIENT LE
NOUVEAU TRÉSOR PERDU DANS
LES TRÉFONDS DE LA TERRE...

CARTOGRAPHIER LES
DIFFÉRENTS COURS D'EAU DOUCE
SOUS-TERRAINS RELEVÉ DU DÉFI
TECHNOLOGIQUE.

ILS
COMPTENT
SUR MOI POUR
EXPLORER CETTE
CAVITÉ D'EAU
LÉGENDAIRE !

NE POUVANT S'AVENTURER DANS LES SOMBRES
ENTRAÎLLES DE CES CAVERNES, LES HOMMES
ONT COMMENCÉ À ENVOYER DES ROBOTS, PLUS
ROBUSTES ET PLUS FIABLES...

KLONG !!

LES GRANDES DÉCOUVERTES
NARRIVENT QU'APRÈS MONTES
TENTATIVES...

...MAIS L'HUMAIN
EST TENACE.

BON.
DÉCIDÉMENT, LES
CAMÉRAS, POUR S'ORIENTER, CE
N'EST VRAIMENT PAS LE MIEUX.

IL FAUT TROP ÉCLAIRER
ET ÇA CONSOMME TROP D'ÉNERGIE,
ÇA VA PAS DU TOUT...

ESSAYONS AUTRE CHOSE!
DANS L'OcéAN, LES SOUS-
MARINS S'ORIENTENT AVEC DES
SONS, GRÂCE À DES SONARS...
VOYONS VOIR...

...ENFIN PRESQUE...

ET M.
ENCORE UNE
FOIS!!!

SI J'AJUSTE
LA FRÉQUENCE DES
ÉMISSIONS, LA TAILLE DES
CAPTEURS, PEUT ÊTRE
AUSSI LEUR PUISSANCE,
VOILÀ, COMME ÇA...

HUM.

ON EST
SUR UNE
PISTE !

CE QU'IL FAUDRAIT,
CE SERAIT UNE SÉRIE DE
CAPTEURS SONORES ADAPTÉS
AUX IRRÉGULARITÉS
DU RELIEF...

KRRRRRRK!!
TUTUTUT
BLOP!
BLOP!
BLOP!
TUTUTUT
TUTUTUT
TUTUTUT

AU MOINS,
C'EST
MUSICAL

IL FAUT REVOIR LA
COORDINATION ENTRE
CES CAPTEURS.

VOYONS...
LEQUEL DOIT
COMMENCER ?

LE ROBOT
NE PEUT PAS
S'ORIENTER SI JE NE
METS PAS AU POINT
L'ORDRE DANS LEQUEL
ILS INTERVIENNENT

AVEC CE SYSTÈME, MON
P'TIT GARS, TU SERAS DOTÉ
D'UN VÉRITABLE BOUCLIER
SONORE ...

... ET TU NOUS FÉRAS
DES CARTES
INCOMPARABLES !

BIP BIP BIP BIP BIP

ET LE ROBOT
REPLONGE DANS
L'EAU SOMBRE ET
GLACÉE.

BIP BIP BIP BIP BIP

QUAND SOUDAIN...

BIP BIP BIP
BIP BIP BIP

LE SON RÉGULIER DES CAPTEURS
PERDURE À MESURE QUE LA SONDE
SE FAUFILE ENTRE LES ROCHES.

BIP BIP BIP BIP BIP

À SUIVRE...

20 000 LIEUX SOUS LA TERRE



Mohammad Alarab

Institut d'électronique
et des systèmes (IES)

Je suis titulaire d'une licence en électronique de l'université Libanaise à Beyrouth, d'un master en électronique énergie électrique et automatique / capteurs et systèmes associés de l'université de Montpellier. Actuellement, je suis en cours de thèse pour l'obtention d'un doctorat en électronique avec un titre digne des plus grands blockbuster américain « Bouclier acoustique pour robot sous-marin d'exploration karstique ». Je suis passionné par l'électronique en générale et tout particulièrement le développement de solutions innovantes. Côté loisir, je pratique

la musculation en salle et dernièrement j'ai découvert l'univers du « street workout », qui m'a beaucoup enthousiasmé et sur lequel je commence à m'orienter. Le street workout est un loisir sportif mêlant la gymnastique et la musculation. Il faut faire preuve de force, de souplesse, d'équilibre, et d'agilité, c'est loin d'être simple mais c'est un sport passionnant. De plus, je joue de l'Oud, un instrument de musique orientale. Enfin, j'aime développer mes connaissances dans les sujets de l'anatomie humaine et le développement du mental.



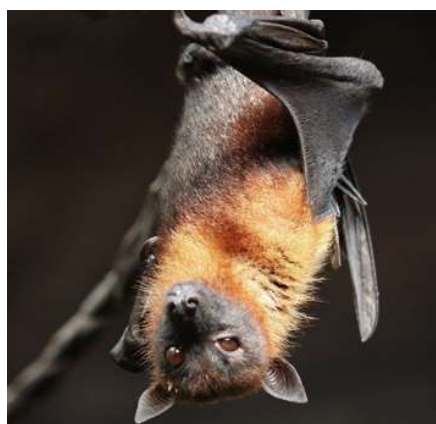
POUR ALLER PLUS LOIN



J'ai participé au concours
Ma thèse en 180 secondes.
Cet événement m'a permis
de présenter mon sujet de
recherche, en français et en
termes simples, en moins
de trois minutes. Un sacré
challenge ! J'ai été très content
d'avoir le troisième prix du jury.
Je vous invite donc à regarder
la vidéo de ma présentation
au concours régional MT180
Occitanie-Méditerranée 2020.



C'est quoi ?



C'est une chauve-souris.
C'est un animal qui se sert
des ultrasons pour se
localiser, ce qu'on appelle
l'écholocalisation. Les chauve-
souris émettent des cris
ultrasonores, captent les échos
renvoyés par les obstacles, les
interprètent puis réagissent en
fonction de la situation. Notre
système sera amené à faire la
même chose, mais dans l'eau et
à des fréquences plus élevées.

Bibliographie

- [1] M. Bakalowicz, “Guide technique n°3 : Connaissance et gestion des ressources en eaux souterraines dans les regions karstiques,” Jun. 1999.
- [2] “Société Spéléologique de Fontaine de Vaucluse.” [Online]. Available : <http://www.ssfv.fr/>
- [3] R. J. Urick, “The Absorption of Sound in Suspensions of Irregular Particles,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 20, no. 3, pp. 283–289, May 1948. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.1906373>
- [4] G. H. Flammer, *Ultrasonic Measurement of Suspended Sediment*. U.S. Government Printing Office, 1962, google-Books-ID : fbYPAAAAIAAJ.
- [5] P. Zhang, “CHAPTER 4 - Transducers and valves,” in *Advanced Industrial Control Technology*, P. Zhang, Ed. Oxford : William Andrew Publishing, Jan. 2010, pp. 117–152. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B978143777807610004X>
- [6] D. Royer and E. Dieulesaint, “Acoustique - Propagation dans un fluide,” Jan. 2001.
- [7] Z. Chen, A. S. Auler, M. Bakalowicz, D. Drew, F. Griger, J. Hartmann, G. Jiang, N. Moosdorf, A. Richts, Z. Stevanovic, G. Veni, and N. Goldscheider, “The World Karst Aquifer Mapping project : concept, mapping procedure and map of Europe,” *Hydrogeology Journal*, vol. 25, no. 3, pp. 771–785, May 2017. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/s10040-016-1519-3>
- [8] WHYMAP, “World Karst Aquifer Map.” [Online]. Available : https://www.whymap.org/whymap/EN/Maps_Data/Wokam/whymap_ed2017_map_40m.pdf?__blob=publicationFile&v=4
- [9] World Water Assessment Programme, UNESCO, and UN-Water, Eds., *The United Nations World Water Development Report 2 : Water : a shared responsibility*, 2006.
- [10] “AQUASTAT - FAO’s Global Information System on Water and Agriculture.” [Online]. Available : <http://www.fao.org/aquastat/en/>
- [11] J. Margat and J. Van Der Gum, *Groundwater around the World : A Geographic Synopsis*. CRC Press, 2013.
- [12] World Water Assessment Programme (WWAP), UNESCO, and UN-Water, Eds., *The United Nations World Water Development Report 2018 : Nature-Based Solutions for Water*, Paris, UNESCO, 2018, oCLC : 1075579045. [Online]. Available : <http://www.unesco.org/new/en/natural-sciences/environment/water/wwap/wwdr/2018-nature-based-solutions/>
- [13] “RELEASE : Updated Global Water Risk Atlas Reveals Top Water-Stressed Countries and States,” World Resources Institute, Press Release, Aug. 2019.

- [14] World Water Assessment Programme (WWAP), UNESCO, and UN-Water, Eds., *The United Nations World Water Development Report 2019 : Leaving No One Behind*, Paris, UNESCO, 2019, oCLC : 1154088240.
- [15] ———, *The United Nations world water development report 2020 : water and climate change*. Paris, UNESCO : United Nations Educational, Scientific and Cultural Organization, 2020, oCLC : 1151813764.
- [16] S. N. Gosling and N. W. Arnell, “A global assessment of the impact of climate change on water scarcity,” *Climatic Change*, vol. 134, no. 3, pp. 371–385, Feb. 2016. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/s10584-013-0853-x>
- [17] “The Global Risks Report 2020,” World Economic Forum, Tech. Rep., Jan. 2020.
- [18] S. Fabrégat, “Micropolluants : l’efficacité des stations d’épuration à la loupe,” *Actu-Environnement.com*, Jan. 2010, iSSN : 2107-6677 Publisher : Actu-environnement.
- [19] J.-M. Choubert, M. Pomies, C. Miege, M. Coquery, S. Martin-Ruel, H. Budzinski, and C. Wisniewski, “Élimination des micropolluants par les stations d’épuration domestiques,” *Sciences Eaux & Territoires*, vol. Numéro 9, no. 4, pp. 6–15, 2012, publisher : Institut national de recherche pour l’agriculture, l’alimentation et l’environnement (INRAE). [Online]. Available : <https://www.cairn.info/revue-sciences-eaux-et-territoires-2012-4-page-6.htm>
- [20] W. C. Stone, “Design and deployment of a 3D autonomous subterranean submarine exploration vehicle,” Durham, New Hampshire, 2007.
- [21] A. Mallios, P. Ridao, D. Ribas, M. Carreras, and R. Camilli, “Toward Autonomous Exploration in Confined Underwater Environments,” *Journal of Field Robotics*, vol. 33, no. 7, pp. 994–1012, Oct. 2016. [Online]. Available : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/rob.21640>
- [22] L. Lopes, N. Zajzon, B. Bodo, S. Henley, G. Žibret, and T. Dizdarevic, “UNEXMIN : developing an autonomous underwater explorer for flooded mines,” *Energy Procedia*, vol. 125, pp. 41–49, Sep. 2017. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217335336>
- [23] A. Sottolichio, D. Hurther, N. Gratiot, and P. Bretel, “Acoustic turbulence measurements of near-bed suspended sediment dynamics in highly turbid waters of a macrotidal estuary,” *Continental Shelf Research*, vol. 31, no. 10, Supplement, pp. S36–S49, Jul. 2011. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0278434311001270>
- [24] C. Gaiani, J. Scher, P. Schuck, S. Desobry, and S. Banon, “Use of a turbidity sensor to determine dairy powder rehydration properties,” *Powder Technology*, vol. 190, no. 1, pp. 2–5, Mar. 2009. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032591008002258>
- [25] M. W. LeChevallier, T. M. Evans, and R. J. Seidler, “Effect of turbidity on chlorination efficiency and bacterial persistence in drinking water.” *Applied and Environmental Microbiology*, vol. 42, no. 1, pp. 159–167, Jul. 1981, publisher : American Society for Microbiology Section : Research Article. [Online]. Available : <https://aem.asm.org/content/42/1/159>
- [26] V. Gauthier, B. Barbeau, G. Tremblay, R. Millette, and A.-M. Bernier, “Impact of raw water turbidity fluctuations on drinking water quality in a distribution

- system,” *Journal of Environmental Engineering and Science*, vol. 2, no. 4, pp. 281–291, Jul. 2003, publisher : NRC Research Press. [Online]. Available : <https://www.nrcresearchpress.com/doi/abs/10.1139/s03-026>
- [27] K. Sadeddin, A. Naser, and A. Firas, “Removal of turbidity and suspended solids by electro-coagulation to improve feed water quality of reverse osmosis plant,” *Desalination*, vol. 268, no. 1, pp. 204–207, Mar. 2011. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0011916410007423>
- [28] G. H. Bagheri, C. Bonadonna, I. Manzella, and P. Vonlanthen, “On the characterization of size and shape of irregular particles,” *Powder Technology*, vol. 270, pp. 141–153, Jan. 2015. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032591014008651>
- [29] H. Lee, D.-B. Kwak, S. C. Kim, and D. Y. H. Pui, “Characterization of colloidal nanoparticles in mixtures with polydisperse and multimodal size distributions using a particle tracking analysis and electrospray-scanning mobility particle sizer,” *Powder Technology*, vol. 355, pp. 18–25, Oct. 2019. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032591019305212>
- [30] T. P. J. Linsinger, T. Gerganova, V. Kestens, and J. Charoud-Got, “Preparation and characterisation of two polydisperse, non-spherical materials as certified reference materials for particle size distribution by static image analysis and laser diffraction,” *Powder Technology*, vol. 343, pp. 652–661, Feb. 2019. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032591018309896>
- [31] C. Ferreira, J. Cardona, O. Agimelen, C. Tachtatzis, I. Andonovic, J. Sefcik, and Y.-C. Chen, “Quantification of particle size and concentration using in-line techniques and multivariate analysis,” *Powder Technology*, vol. 376, pp. 1–11, Oct. 2020. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032591020307609>
- [32] D. Royer and E. Dieulesaint, “Acoustique - Équations générales,” Oct. 2000.
- [33] F. H. Fisher and V. P. Simmons, “Sound absorption in sea water,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 62, no. 3, pp. 558–564, Sep. 1977. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.381574>
- [34] R. E. Francois and G. R. Garrison, “Sound absorption based on ocean measurements. Part II : Boric acid contribution and equation for total absorption,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 72, no. 6, pp. 1879–1890, Dec. 1982. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.388673>
- [35] —, “Sound absorption based on ocean measurements : Part I : Pure water and magnesium sulfate contributions,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 72, no. 3, pp. 896–907, Sep. 1982. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.388170>
- [36] M. A. Ainslie and J. G. McColm, “A simplified formula for viscous and chemical absorption in sea water,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 103, no. 3, pp. 1671–1672, Mar. 1998. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.421258>
- [37] A. S. Dukhin and P. J. Goetz, “Bulk viscosity and compressibility measurement using acoustic spectroscopy,” *The Journal of Chemical Physics*, vol. 130, no. 12, p. 124519, Mar. 2009. [Online]. Available : <https://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.3095471>

- [38] D. Laux, M. Valente, J.-Y. Ferrandis, N. Talha, O. Gibert, and A. Prades, “Shear Viscosity Investigation on Mango Juice with High Frequency Longitudinal Ultrasonic Waves and Rotational Viscosimetry,” *Food Biophysics*, vol. 8, no. 4, pp. 233–239, Dec. 2013. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/s11483-013-9291-6>
- [39] C. J. T. Sewell, “VII. The extinction of sound in a viscous atmosphere by small obstacles of cylindrical and spherical form,” *Phil. Trans. R. Soc. Lond. A*, vol. 210, no. 459-470, pp. 239–270, Jan. 1911. [Online]. Available : <http://rsta.royalsocietypublishing.org/content/210/459-470/239>
- [40] G. K. Hartmann and A. B. Focke, “Absorption of Supersonic Waves in Water and in Aqueous Suspensions,” *Physical Review*, vol. 57, no. 3, pp. 221–225, Feb. 1940. [Online]. Available : <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.57.221>
- [41] H. Lamb, in *Hydrodynamics*. New York, : Dover publications, 1945, pp. 654–661. [Online]. Available : <http://archive.org/details/hydrodynamics00lamb>
- [42] Philip M. Morse, *Vibration and Sound*, 1948. [Online]. Available : <http://archive.org/details/VibrationAndSound>
- [43] V. C. Anderson, “Sound Scattering from a Fluid Sphere,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 22, no. 4, pp. 426–431, Jul. 1950. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.1906621>
- [44] R. K. Johnson, “Sound scattering from a fluid sphere revisited,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 61, no. 2, pp. 375–377, Feb. 1977. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.381326>
- [45] J. Sheng and A. E. Hay, “An examination of the spherical scatterer approximation in aqueous suspensions of sand,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 83, no. 2, pp. 598–610, Feb. 1988. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.396153>
- [46] P. S. Epstein, in *On the absorption of sound waves in suspensions and emulsions*, ser. Theodore von Karman Anniversary Volume. California Institute of Technology, Pasadena, CA, 1941, pp. 162–188.
- [47] P. S. Epstein and R. R. Carhart, “The Absorption of Sound in Suspensions and Emulsions. I. Water Fog in Air,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 25, no. 3, pp. 553–565, May 1953. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.1907107>
- [48] “ISO 20998-1 :2006 Measurement and characterization of particles by acoustic methods — Part 1 : Concepts and procedures in ultrasonic attenuation spectroscopy,” 2006. [Online]. Available : <https://www.iso.org/cms/render/live/en/sites/isoorg/contents/data/standard/03/98/39869.html>
- [49] “ISO 20998-2 :2013 Measurement and characterization of particles by acoustic methods — Part 2 : Guidelines for linear theory,” 2013. [Online]. Available : <https://www.iso.org/cms/render/live/en/sites/isoorg/contents/data/standard/04/34/43468.html>
- [50] J. R. Allegra and S. A. Hawley, “Attenuation of Sound in Suspensions and Emulsions : Theory and Experiments,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 51, no. 5B, pp. 1545–1564, May 1972. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.1912999>

-
- [51] N. R. Brown, T. G. Leighton, S. D. Richards, and A. D. Heathershaw, "Measurement of viscous sound absorption at 50–150 kHz in a model turbid environment," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 104, no. 4, pp. 2114–2120, Oct. 1998. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.423725>
 - [52] P. D. Thorne and D. M. Hanes, "A review of acoustic measurement of small-scale sediment processes," *Continental Shelf Research*, vol. 22, no. 4, pp. 603–632, Mar. 2002. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0278434301001017>
 - [53] S. D. Richards, A. D. Heathershaw, and P. D. Thorne, "The effect of suspended particulate matter on sound attenuation in seawater," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 100, no. 3, pp. 1447–1450, Sep. 1996. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.415991>
 - [54] S. D. Richards, "The effect of temperature, pressure, and salinity on sound attenuation in turbid seawater," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 103, no. 1, pp. 205–211, Jan. 1998. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.421088>
 - [55] M. N. Landers, "Review of methods to estimate fluvial suspended sediment characteristics from acoustic surrogate metrics," 2010.
 - [56] W. O. Carpenter, B. T. Goodwiller, J. P. Chambers, D. G. Wren, and R. A. Kuhnle, "Acoustic measurement of suspensions of clay and silt particles using single frequency attenuation and backscatter," *Applied Acoustics*, vol. 85, pp. 123–129, Nov. 2014. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0003682X14001108>
 - [57] J.-P. Lefebvre and P. Lasaygue, "L'acoustique ultrasonore et ses applications 1 re partie," *Acoustique & Technique*, vol. 36, pp. 4–11, 2004.
 - [58] L. Xavier, *Acoustique sous-marine. Présentation et applications*, ifremer ed., ser. Ingenierie - Technologie. IFREMER, 1998.
 - [59] L. M. Brekhovskikh and Y. P. Lysanov, "Scattering of Sound at Rough Surfaces," in *Fundamentals of Ocean Acoustics*, ser. Springer Series on Wave Phenomena, L. M. Brekhovskikh and Y. P. Lysanov, Eds. Berlin, Heidelberg : Springer, 1991, pp. 182–225. [Online]. Available : https://doi.org/10.1007/978-3-662-07328-5_9
 - [60] L. Bjørnø, "Chapter 5 - Scattering of Sound," in *Applied Underwater Acoustics*, T. H. Neighbors and D. Bradley, Eds. Elsevier, Jan. 2017, pp. 297–362. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128112403000059>
 - [61] G. Lévêque, E. Rosenkrantz, and D. Laux, "Correction of diffraction effects in sound velocity and absorption measurements," *Measurement Science and Technology*, vol. 18, no. 11, pp. 3458–3462, Sep. 2007. [Online]. Available : <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0957-0233/18/11/028>
 - [62] P. D. Thorne, P. J. Hardcastle, and R. L. Soulsby, "Analysis of acoustic measurements of suspended sediments," *Journal of Geophysical Research : Oceans*, vol. 98, no. C1, pp. 899–910, Jan. 1993. [Online]. Available : <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/92JC01855>
 - [63] P. D. Thorne and P. J. Hardcastle, "Acoustic measurements of suspended sediments in turbulent currents and comparison with in-situ samples," *The Journal of the*

- Acoustical Society of America*, vol. 101, no. 5, pp. 2603–2614, May 1997. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/abs/10.1121/1.418501>
- [64] G. P. Holdaway and P. D. Thorne, “Determination of a fast and stable algorithm to evaluate suspended sediment parameters from high resolution acoustic backscatter systems,” in *Seventh International Conference on Electronic Engineering in Oceanography, 1997. 'Technology Transfer from Research to Industry.'*, Jun. 1997, pp. 86–92.
- [65] L. Bjørnø and M. J. Buckingham, “Chapter 1 - General Characteristics of the Underwater Environment,” in *Applied Underwater Acoustics*, T. H. Neighbors and D. Bradley, Eds. Elsevier, Jan. 2017, pp. 1–84. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128112403000011>
- [66] L. Bjørnø, “Chapter 10 - Sonar Systems,” in *Applied Underwater Acoustics*, T. H. Neighbors and D. Bradley, Eds. Elsevier, Jan. 2017, pp. 587–742. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128112403000102>
- [67] G. M. Wenz, “Acoustic Ambient Noise in the Ocean : Spectra and Sources,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 34, no. 12, pp. 1936–1956, Dec. 1962, publisher : Acoustical Society of America. [Online]. Available : <https://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.1909155>
- [68] D. R. Barclay and M. J. Buckingham, “On the spatial properties of ambient noise in the Tonga Trench, including effects of bathymetric shadowing,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 136, no. 5, pp. 2497–2511, Nov. 2014. [Online]. Available : <http://asa.scitation.org/doi/10.1121/1.4896742>
- [69] A. B. Coppen and J. V. Sanders, “An introduction to the sonar equations with applications (revised),” Calhoun : The NPS Institutional Archive - DSpace Repository, Monterey, California. Naval Postgraduate School, Tech. Rep., 1979. [Online]. Available : <http://hdl.handle.net/10945/15240>
- [70] “2019 Embedded Markets Study - Integrating IoT and Advanced Technology Designs, Application Development & Processing Environments,” ASPENCORE, EETimes, Embedded.com, Tech. Rep. [Online]. Available : https://www.embedded.com/wp-content/uploads/2019/11/EETimes_Embedded_2019_Embedded_Markets_Study.pdf

TITRE : Bouclier acoustique pour robot d'exploration karstique

RESUME : L'exploration des réseaux karstiques immergés par des robots sous-marins nécessite le développement d'un équipement spécifique qui sera en mesure de faire face aux fortes contraintes de l'environnement. Le robot doit être doté d'un système acoustique de détection d'obstacles qui assurera sa sécurité contre toute collision, qui l'aidera à la navigation et qui collectera des données pour la cartographie des grottes. L'aspect confiné du milieu, ses parois complexes et la turbidité de l'eau sont des contraintes qui ont rendu donc nécessaire de développer un système dédié : le bouclier acoustique. En parallèle, dans le but de collecter des informations sur la qualité de l'eau au cours de l'exploration, nous avons étudié la faisabilité d'un système de caractérisation des eaux turbides par mesure acoustique. Ce deuxième système servira également comme complément au bouclier acoustique en l'informant sur le niveau de turbidité, afin que le système de détection puisse connaître ses limites de portée. Nous avons donc mené un travail d'étude, de recherche et de développement de deux systèmes. Pour le système de caractérisation des eaux turbides, plus précisément les sédiments en suspension, nous avons développé un système de mesure du coefficient d'atténuation à des fréquences allant de 1,5 *MHz* à 16 *MHz*. Nous avons ensuite procédé à des essais de caractérisation avec des billes de verre de 45 μm à 200 μm de diamètre, de la poudre d'argile tamisée à 40 μm et des sédiments karstiques, en ajustant les mesures avec un modèle théorique spécialement sélectionné. Les résultats ont montré une efficacité dans l'estimation de la taille et de la concentration des sédiments en suspension. Pour le système de détection d'obstacles, nous avons conçu et développé la chaîne instrumentale du système en allant des capteurs jusqu'à la donnée valide de la distance. Cela a été fait par l'intermédiaire d'une électronique de conditionnement de signal et d'un microcontrôleur intégrant un algorithme de gestion de capteurs et de reconfiguration par le biais d'un système d'exploitation temps réel, afin de rendre le fonctionnement du système autonome et intelligent. Nous avons testé ce système de détection acoustique avec deux différentes répartitions de capteurs fonctionnant à 1 *MHz*, face à des parois rocheuses irrégulières représentatives des karsts. Les résultats ont montré une haute capacité d'adaptation du système en fonction des variations morphologiques. De plus, il a pu assurer une détection quasi totale dans la zone testée, qui allait de 0,25 *m* à 1,5 *m* avec une plage angulaire allant de $-7,5^\circ$ à $+7,5^\circ$.

Mots clés : Acoustique, Ultrasons, Sédiments en suspension, Sonar, Electronique embarquée, OS temps réel.

UNIVERSITE DE MONTPELLIER

Institut d'Electronique et des Systèmes - UMR CNRS 5214
860 Rue Saint Priest, 34095 Montpellier

TITLE : An acoustic shield for karstic exploration with underwater robot

ABSTRACT : The exploration of flooded karst networks by underwater robots requires the development of specific equipment such as an acoustic obstacle detection system to ensure the safety of the robots against any collision, to help it to navigate and to collect data for the mapping of the caves. The confined nature of this environment, its complex walls and the water turbidity are constraints that have made commercial underwater systems unsuitable. Therefore, it was necessary to develop our own system : the acoustic shield. In parallel, in order to collect information on the water quality during the exploration, we studied the feasibility of a system of characterization of turbid waters by acoustic attenuation measurement for different frequencies from 1.5 *MHz* to 16 *MHz*. This second system will be also help to the acoustic shield by measuring it on the turbidity level, so that the detection system can know its effective detection range. Therefore, we have studied and developed two systems. For the system of characterization of suspended sediments, we made the choice of a simplified theoretical model. We proceeded with the characterization of different types of sediments by proposing a simplified experimental approach for which the results showed an efficiency in the estimation of the size and concentration of suspended sediments. For the obstacle detection system, we designed and developed all the data acquisition system including sensors, signal conditioners and microcontroller integrating an algorithm for sensor management and reconfiguration, based on a real-time operating system in order to make the system autonomous and intelligent. We tested this acoustic detection system with different sensor distributions in front of irregular rocky surfaces, similar to karst walls. The results showed a high capacity of adaptation of the system to the morphological variations. Moreover, it was able to ensure an almost total coverage of the tested area ranging from 0.25 *m* to 1.5 *m* with an angular range from -7.5° to $+7.5^\circ$.

Keywords : Acoustic, Suspended sediments, Sonar, Embedded system, RTOS.

UNIVERSITE DE MONTPELLIER

Institut d'Electronique et des Systèmes - UMR CNRS 5214
860 Rue Saint Priest, 34095 Montpellier