



**HAL**  
open science

# Emissions codées simultanées en synthèse d'ouverture pour l'imagerie ultrasonore

Frank Nicolet

► **To cite this version:**

Frank Nicolet. Emissions codées simultanées en synthèse d'ouverture pour l'imagerie ultrasonore. Imagerie médicale. INSA de Lyon, 2023. Français. NNT : 2023ISAL0079 . tel-04358035v2

**HAL Id: tel-04358035**

**<https://hal.science/tel-04358035v2>**

Submitted on 22 May 2024

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



# INSA

NNT : 2023ISAL0079

## THESE de DOCTORAT DE L'INSA LYON, membre de l'Université de Lyon

Ecole Doctorale N° 160  
Électronique, Électrotechnique, Automatique

**Spécialité/ discipline de doctorat :**

**Traitement du signal et de l'image**

Soutenue publiquement le 17/10/2023, par :  
**Frank Nicolet**

---

# Emissions codées simultanées en synthèse d'ouverture pour l'imagerie ultrasonore

---

Devant le jury composé de :

Masson, Patrice  
Kouamé, Denis  
Bonnefous, Odile  
Bera, Jean-Christophe

Professeur, Université de Sherbrooke  
Professeur, IRIT, Université de Toulouse  
Principal Scientist, Philips Healthcare  
Professeur, LabTAU, INSERM

Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur

Nicolas, Barbara  
Liebgott, Hervé  
Carcreff, Ewen

Directrice de recherche CNRS, CREATIS  
Professeur, CREATIS, Université de Lyon  
Ingénieur R&D, TPAC

Directrice de thèse  
Directeur de thèse  
Invité



## Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
<b>CHIMIE</b>	<b>CHIMIE DE LYON</b> <a href="https://www.edchimie-lyon.fr">https://www.edchimie-lyon.fr</a> Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage secretariat@edchimie-lyon.fr	<b>M. Stéphane DANIELE</b> C2P2-CPE LYON-UMR 5265 Bâtiment F308, BP 2077 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69616 Villeurbanne <a href="mailto:directeur@edchimie-lyon.fr">directeur@edchimie-lyon.fr</a>
<b>E.E.A.</b>	<b>ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE</b> <a href="https://edeea.universite-lyon.fr">https://edeea.universite-lyon.fr</a> Sec. : Stéphanie CAUVIN Bâtiment Direction INSA Lyon Tél : 04.72.43.71.70 secretariat.edeea@insa-lyon.fr	<b>M. Philippe DELACHARTRE</b> INSA LYON Laboratoire CREATIS Bâtiment Blaise Pascal, 7 avenue Jean Capelle 69621 Villeurbanne CEDEX Tél : 04.72.43.88.63 <a href="mailto:philippe.delachartre@insa-lyon.fr">philippe.delachartre@insa-lyon.fr</a>
<b>E2M2</b>	<b>ÉVOLUTION, ÉCOSYSTÈME, MICROBIOLOGIE, MODÉLISATION</b> <a href="http://e2m2.universite-lyon.fr">http://e2m2.universite-lyon.fr</a> Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.e2m2@univ-lyon1.fr	<b>Mme Sandrine CHARLES</b> Université Claude Bernard Lyon 1 UFR Biosciences Bâtiment Mendel 43, boulevard du 11 Novembre 1918 69622 Villeurbanne CEDEX <a href="mailto:sandrine.charles@univ-lyon1.fr">sandrine.charles@univ-lyon1.fr</a>
<b>EDISS</b>	<b>INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTÉ</b> <a href="http://ediss.universite-lyon.fr">http://ediss.universite-lyon.fr</a> Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.ediss@univ-lyon1.fr	<b>Mme Sylvie RICARD-BLUM</b> Institut de Chimie et Biochimie Moléculaires et Supramoléculaires (ICBMS) - UMR 5246 CNRS - Université Lyon 1 Bâtiment Raulin - 2ème étage Nord 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69622 Villeurbanne Cedex Tél : +33(0)4 72 44 82 32 <a href="mailto:sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr">sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr</a>
<b>INFOMATHS</b>	<b>INFORMATIQUE ET MATHÉMATIQUES</b> <a href="http://edinfomaths.universite-lyon.fr">http://edinfomaths.universite-lyon.fr</a> Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage Tél : 04.72.43.80.46 infomaths@univ-lyon1.fr	<b>M. Hamamache KHEDDOUCI</b> Université Claude Bernard Lyon 1 Bât. Nautibus 43, Boulevard du 11 novembre 1918 69 622 Villeurbanne Cedex France Tél : 04.72.44.83.69 <a href="mailto:hamamache.kheddouci@univ-lyon1.fr">hamamache.kheddouci@univ-lyon1.fr</a>
<b>Matériaux</b>	<b>MATÉRIAUX DE LYON</b> <a href="http://ed34.universite-lyon.fr">http://ed34.universite-lyon.fr</a> Sec. : Yann DE ORDENANA Tél : 04.72.18.62.44 yann.de-ordenana@ec-lyon.fr	<b>M. Stéphane BENAYOUN</b> Ecole Centrale de Lyon Laboratoire LTDS 36 avenue Guy de Collongue 69134 Ecully CEDEX Tél : 04.72.18.64.37 <a href="mailto:stephane.benayoun@ec-lyon.fr">stephane.benayoun@ec-lyon.fr</a>
<b>MEGA</b>	<b>MÉCANIQUE, ÉNERGÉTIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE</b> <a href="http://edmega.universite-lyon.fr">http://edmega.universite-lyon.fr</a> Sec. : Stéphanie CAUVIN Tél : 04.72.43.71.70 Bâtiment Direction INSA Lyon mega@insa-lyon.fr	<b>M. Jocelyn BONJOUR</b> INSA Lyon Laboratoire CETHIL Bâtiment Sadi-Carnot 9, rue de la Physique 69621 Villeurbanne CEDEX <a href="mailto:jocelyn.bonjour@insa-lyon.fr">jocelyn.bonjour@insa-lyon.fr</a>
<b>ScSo</b>	<b>ScSo*</b> <a href="https://edsciencessociales.universite-lyon.fr">https://edsciencessociales.universite-lyon.fr</a> Sec. : Mélina FAVETON INSA : J.Y. TOUSSAINT Tél : 04.78.69.77.79 melina.faveton@univ-lyon2.fr	<b>M. Bruno MILLY</b> Université Lumière Lyon 2 86 Rue Pasteur 69365 Lyon CEDEX 07 <a href="mailto:bruno.milly@univ-lyon2.fr">bruno.milly@univ-lyon2.fr</a>

\*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

**ECOLES DOCTORALES – DISCIPLINES**  
**A REMPLIR LORS DE VOTRE INSCRIPTION**

**Doctorant :**

Nom : Nicolet

Prénom : Frank

**Signature :**



**Directeur de thèse :**

Nom : Nicolas

Prénom : Barbara

**Signature :**



**UNE SEULE DISCIPLINE POSSIBLE, à choisir parmi la liste suivante :**

ECOLES DOCTORALES n° code national	DISCIPLINES	Cocher la case correspondante
<b>ED CHIMIE DE LYON</b> (Chimie, Procédés, Environnement) EDA206	Chimie Procédés Environnement	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
<b>HISTOIRE, GEOGRAPHIE, AMENAGEMENT, URBANISME, ARCHEOLOGIE, SCIENCE POLITIQUE, SOCIOLOGIE, ANTHROPOLOGIE</b> (ScSo) EDA483	Géographie – Aménagement - Urbanisme	<input type="checkbox"/>
<b>ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE</b> (E.E.A.) EDA160	Automatique Génie Electrique Electronique, micro et nanoélectronique, optique et laser Ingénierie pour le vivant Traitement du Signal et de l'Image	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input checked="" type="checkbox"/>
<b>EVOLUTION, ECOSYSTEMES, MICROBIOLOGIE, MODELISATION</b> (E2M2) EDA 341	Paléoenvironnements et évolution Micro-organismes, interactions, infections Biologie Evolutive, Biologie des Populations, écophysiologie Biomath-Bioinfo-Génomique évolutive Ecologie des communautés, fonctionnement des écosystèmes, écotoxicologie	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
<b>INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES DE LYON</b> (InfoMaths) EDA 512	Informatique Informatique et applications Mathématiques et applications Génie Industriel	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
<b>INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE</b> (EDISS) EDA205	Biochimie Physiologie Ingénierie biomédicale	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
<b>ED MATERIAUX DE LYON</b> EDA 034	Matériaux	<input type="checkbox"/>
<b>MEGA DE LYON</b> (MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE) (MEGA) EDA162	Mécanique des Fluides Génie Mécanique Biomécanique Thermique Energétique Génie Civil Acoustique	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>

## **Remerciements**

Tout d'abord, un grand merci aux membres du jury d'avoir accepté d'étudier mon travail. Ainsi, je remercie profondément les rapporteurs, Patrice MASSON et Denis KOUAME, d'avoir pris le temps d'évaluer le manuscrit en détail, ainsi que les examinateurs, Odile BONNEFOUS et Jean-Christophe BERA.

Comment pourrais-je ne pas remercier mes encadrants, Hervé, Barbara et Ewen ?! Merci à vous de m'avoir donné l'opportunité de faire ma thèse à Creatis en collaboration avec DB. Hervé, tu as de grandes qualités scientifiques, mais ce que j'emporterai sont tes qualités humaines. Tu fais partie des personnes que je suis fier d'avoir côtoyé, et je ne te remercierais jamais assez pour ta confiance. Barbara, ta rigueur sans faille, ta curiosité et ta patience font de toi une superbe encadrante de thèse. Je suis reconnaissant du temps que tu as passé à t'investir pour que tout se passe au mieux, et te remercie pour les différentes discussions qu'on a pu avoir. Ewen, je te remercie pour ta gentillesse et ton calme qui font que c'est très agréable de travailler à tes côtés. Mais aussi pour ta rigueur mathématique à toute épreuve, l'accueil toujours chaleureux à Nantes, ton support sur ARIA ainsi que lors des manips à Nantes ou à Lyon. Ça a été un réel plaisir de passer du temps avec toi et je t'en remercie ! Enfin, je remercie Dominique Braconnier pour sa confiance et son soutien. Finalement, je remercie du fond du cœur l'ensemble de ces personnes de m'avoir laissé réaliser ma dernière année de thèse sur le Plateau des petites roches, la vue sur le massif de Belledonne a été d'une grande aide pendant la rédaction.

Je tiens à exprimer ma gratitude envers certains de mes anciens professeurs, notamment Jean Christophe Bera, Bruno Gilles et Claude Inserra, pour m'avoir fait découvrir et apprécier la recherche, ainsi que pour m'avoir donné le goût des applications de l'acoustique dans le domaine médical. Je remercie également Claude Duvannaud et Fabrice Wateau pour m'avoir enseigné l'acoustique, le traitement du signal, et m'avoir donné envie de continuer en master. Je remercie aussi mes plus anciens professeurs qui ont cru en moi et m'ont soutenu à une époque où peu auraient pensé que je ferais de « longues » études, en particulier Christelle Beauvair.

Je remercie les nombreux collègues de labo qui participent grandement au fait que c'est un vrai plaisir de faire sa thèse à Creatis (même si je n'étais plus trop là la dernière année). Baptiste, le coolègue de manip par excellence. Je te remercie pour ta bonne humeur et ta passion de la recherche. Je n'oublierai pas qu'on s'est rencontré autour d'un bon Busta Flex, ni la grimpe et autres chouettes choses qu'on a pu faire en dehors du labo. Je remercie Anne Lise, sans qui je n'aurais tout simplement pas fait ma thèse ici. Merci d'avoir pris du temps pour m'expliquer les maths et la méca en master, à une époque où le concept de vecteur me semblait être bien compliqué... Je remercie également mes collègues de bureau, benoit aka le 100, pour l'élevage de saumon, la piquette au ping et les discussions conneries qui font du bien dans la journée. Je remercie aussi Valentine aka la plus grosse bosseuse du labo. Ça a été un plaisir de passer du temps à tes côtés, je te souhaite le meilleur pour la fin de la thèse et la suite !

Je remercie les collègues de la team ultrasons : Pierre Ecarlat (bonne continuation à toi !), Mohamed le roi des codes, Nolann (RIP), axel qui va pousser loin les émissions continues, Alexandre l'italiano, valentin, Samaneh (et Mehdi biensur !), Raphael, YamiL, JB, et biensur Cyril le bg de l'équipe.

Je remercie les collègues qui ont finis avant moi : Louise, Suzanne, my man Seb Crombez le vertacomoricorien, Théo la machine, Audrey, Nina la montréalaise, Antonio « big wipes » Lorente pour toutes les discussions pro (mais surtout pas pro) qu'on a pu avoir, Max Dif, PJ, Florian, Arthur, Ludmilla, Noélie, l'ancien gars sur du bureau Charles et tous ceux que j'ai oublié de citer.

Je remercie les collègues du gouter que je n'ai pas cités avant : Pierre aka mr pompes a une main (never give up pote), Morgane pour ton smile et ta positivité, Juliette les bons plats, Nicolas Pinon (je voterai pour toi aux élections présidentielles), Julia, Marta, Tisma, Valentin, Maylis, Gaspard akasha, Shusong et tous ceux que j'ai oublié. Les vizir, les princes, les pots de beurre de cacahuètes et autres délices gourmands n'auraient pas eu la même saveur sans vous !

Je remercie les permanents du labo avec qui j'ai passé de chouettes moments : Adeline la reine des manips, Nico Ducros, Anthony sans qui le labo ne tiendrait pas 2 jours (« y'a rien qui fait plus plaisir qu'un doctorant qui se fait plaisir »), Fabien pour son inspiration podale et son gout de l'open source, Damien et Maciej pour les discussions montagne, Carole Frindel pour les (hélas trop peu nombreuses) discussions, François le roi des expès, Laurent de pilot pour ton smile, Manu, Mickael, Pauline, Odysée...

Je remercie chaleureusement les collègues de chez DB : Nans, Ralph, Julien, Mathieu et tous ceux avec qui j'ai eu la chance de passer de chouettes moments, sans oublier Alexandre Falanga !

Je remercie évidemment mes amis, sans qui la vie ne serait pas ce qu'elle est. Mon ami Thomas, on se connaît depuis la maternelle, je suis fier de tous ces moments passés avec toi, en montagne, en grimpe, en alpi, en rando, en triathlon ou même si c'est plus rare, simplement posé à passer du bon temps. Tu es une personne inspirante et je suis fier d'être ton ami ! Je remercie les potos que je ne vois pas assez (loin des yeux près du cœur qu'on dit...) c'est-à-dire Aleks, Yann, Léo, Arno les bons tuyaux, Valent, Dill, Clara, Nikolas, Roro, Léa, Adri, Guillaume (je te souhaite de faire une thèse mon ami), Albuche, Iannis, JN, PV... Je remercie Jeanne sans qui j'aurais probablement arrêté les études depuis de nombreuses années, Hervé et Françoise pour m'avoir soutenu et Gaëlle pour tout ce que tu m'as apporté. Je remercie évidemment mes collocs qui ont réussi à me supporter pendant la rédaction ! Bastos, toujours un plaisir de refaire le monde à tes côtés, Alexia et le Julio, restez comme vous êtes ! Je remercie les anciens collègues de bac pro, de BTS, de licence pro et de master : Norick, Lucas, Hugo le parapentiste, Aurélien, Pabloko, Valou, Florent le roi du zouk, sans oublier Julio, Abhinav, Victor, Chirine, Jawaher et mon ami Zouhair ! Les anciens de Montréal : les 2 Guillaume, Boris, Julia, Marc et tout ceux qui ont fait de mon passage là-bas un vrai plaisir !

Finalement, je tiens à remercier ma famille. Tout d'abord mon frère Vincent à qui je souhaite le meilleur pour la suite ! Mes cousins et cousines que je ne vois pas assez, Léonie, Célia, Alix, Anne-Sophie, Manuel, Julie et Juliette, mes tantes Brigitte, Irène et Maryse, tonton Jo et Jean Marie, ainsi que la famille italienne que j'ai rencontrée en allant en conf<sup>o</sup> à Venice. Enfin, plus que tout, je remercie ma mère de m'avoir soutenu et épaulé durant toutes ces années, même les plus difficiles. A défaut de pouvoir te remercier plus, je te dédie cette thèse maman.

# Table des matières

Chapitre I : Introduction .....	1
Chapitre II : Principes généraux de l'imagerie ultrasonore.....	3
a. L'imagerie ultrasonore.....	3
b. Principe physique de la propagation linéaire des ondes ultrasonores .....	5
c. Aparté sur l'atténuation des ondes ultrasonores lors de leur propagation.....	7
d. Imagerie ultrasonore focalisée .....	8
e. Imagerie ultrasonore « ultrarapide » .....	9
i. Imagerie par ondes planes .....	10
ii. Imagerie par ondes divergentes .....	10
iii. Imagerie par ouverture synthétique .....	11
iv. Transmission par lignes multiples (MLT) .....	12
f. Formation d'image.....	13
g. Evaluation des performances en imagerie échographique .....	14
i. Résolution spatiale.....	14
ii. Contraste.....	15
iii. Rapport signal sur bruit de crête.....	16
iv. Rapport entre le lobe principal et les lobes secondaires .....	16
v. Différence d'intensité entre le pic et le centre.....	16
vi. Profondeur de pénétration.....	16
h. Conclusion .....	17
Chapitre III : Emissions codées pour l'imagerie ultrasonore .....	19
a. Introduction aux émissions codées .....	19
b. Description des signaux codés .....	21
c. Propriétés d'orthogonalités des séquences codées.....	23
d. Filtres de décodage conventionnels .....	24
i. Filtre adapté.....	25
ii. Filtre de Wiener.....	25
iii. Autres filtres de décodage.....	26
e. Excitations codées usuelles.....	27
i. Codes de Barker.....	27
ii. Codes de Golay.....	27
iii. Signaux à modulation continue de fréquence.....	28
iv. Codes de Gold .....	29
v. Codes de Kasami .....	29
vi. Autres séquences .....	29



f.	Définition de la zone aveugle en imagerie pulse-écho.....	30
g.	Excitations codées pour l'augmentation de la cadence d'image ultrasonore .....	31
h.	Comparaison de l'imagerie simultanée pour les acquisitions radar et ultrasonores.....	32
i.	Conclusion .....	33
<b>Chapitre IV : Méthodologie - Imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture simultanée codée</b>		
<b>34</b>		
a.	Principe d'acquisition par synthèse d'ouverture simultanée codée.....	34
b.	Modélisation du problème direct .....	36
c.	Description de la configuration expérimentale .....	38
d.	Sur la nécessité de séparer émetteurs et récepteurs pour s'affranchir de la zone aveugle.....	39
e.	Description de la configuration simulée .....	44
f.	Présentation des différents codes étudiés.....	45
g.	Protocole d'évaluation des performances des séquences codées .....	46
i.	Corrélation de séquences deux à deux.....	47
ii.	Orthogonalité de plusieurs séquences.....	48
iii.	Largeur du pic principal des signaux décodés.....	49
h.	Performances des séquences codées en simulations numériques.....	49
i.	Orthogonalité des séquences deux à deux .....	49
ii.	Influence de la conversion 3-états sur l'orthogonalité des séquences.....	52
iii.	Orthogonalité des ensembles de séquences.....	53
iv.	Largeur du lobe principal des signaux décodés ( <i>Lac</i> ).....	54
i.	Performances des séquences codées lors d'acquisitions expérimentales .....	55
j.	Cadence d'image atteignable en imagerie STA simultanée.....	56
i.	A propos de la cadence d'image atteignable.....	56
ii.	Gain relatif de cadence d'image entre les acquisitions CS-STA et STA .....	57
k.	Conclusion .....	60
<b>Chapitre V : Résultats obtenus en imagerie par synthèse d'ouverture simultanée codée .....</b>		
<b>61</b>		
a.	Influence des différents paramètres sur un milieu composé d'un unique diffuseur .....	61
i.	Description de l'expérience .....	61
ii.	Influence du nombre de symboles par séquences .....	61

iii.	Influence du nombre de zéros $N_z$ .....	65
iv.	Influence du code modulant.....	66
v.	Influence du nombre d'émetteurs simultanés .....	68
vi.	Conclusion.....	70
b.	Résultats expérimentaux sur un milieu composé de 5 diffuseurs .....	71
i.	Description de l'expérience .....	71
ii.	Influence des différents paramètres sur la qualité d'image.....	72
iii.	Réduction du bruit par application du facteur de cohérence .....	74
iv.	Conclusion.....	77
c.	Conclusion .....	77
<b>Chapitre VI : Imagerie par ondes planes simultanées codées .....</b>		<b>79</b>
a.	Modélisation du problème direct .....	79
b.	Elaboration du problème inverse .....	82
c.	Description des séquences utilisées .....	82
d.	Paramètres d'expérience .....	83
i.	Configurations expérimentale et simulée .....	83
ii.	Acquisitions de références.....	83
iii.	Milieux imagés.....	84
e.	Cadence d'image atteignable .....	84
f.	Evaluation des performances en simulations numériques.....	85
g.	Preuve de concept expérimentale.....	86
i.	Milieu parcimonieux.....	87
ii.	Milieu dense .....	87
h.	Conclusion .....	88
<b>Chapitre VII : Conclusion et perspectives.....</b>		<b>90</b>
<b>Bibliographie.....</b>		<b>92</b>
<b>Liste des publications.....</b>		<b>101</b>

## Chapitre I : Introduction

L'imagerie médicale dans son ensemble (radiographie, échographie, IRM, etc.) représente la plus grande catégorie d'actes médicaux effectués en France, soit environ 45 % ces dernières années (Roziere, 2018) (Boulan, 2022). L'imagerie ultrasonore, plus communément appelée échographie, est la technique d'imagerie dont la proportion croît le plus ces dernières années, avec plus de 30 millions d'actes et 1,4 milliard d'euros de dépenses en 2016 (Roziere, 2018). Aux États-Unis, sur la période 2000-2016, près de 50 % des procédures d'imagerie réalisées étaient des échographies (Smith-Bindman, et al., 2019). Cela peut être expliqué par ses avantages, que sont notamment l'imagerie temps réel, un coût relativement faible, la transportabilité des appareils pour la médecine d'urgence ou au chevet du patient, ainsi que le caractère non ionisant et indolore des ultrasons.

Ce travail s'intéresse à l'augmentation de la cadence d'image en imagerie ultrasonore. Dans sa forme conventionnelle, l'imagerie focalisée, la cadence d'image est limitée à quelques dizaines d'images par seconde. Durant les deux dernières décennies, l'imagerie ultrasonore a connu une véritable révolution avec l'apparition de l'imagerie dite ultrarapide, permettant d'imager avec des cadences d'images de plusieurs milliers d'images par seconde (Fink & Tanter, 2014). Cette augmentation de la cadence d'image a permis l'émergence de nouveaux modes d'imagerie ultrasonores tels que l'imagerie fonctionnelle ou paramétrique, proposant de nouveaux outils de diagnostic pour les cliniciens (Macé, *et al.*, 2011) (Rognin, *et al.*, 2010). Cependant, toutes les méthodes d'imagerie ultrasonore ultrarapide souffrent d'un compromis entre cadence et qualité d'image (Fink & Tanter, 2014).

Dans ce contexte, l'objectif principal de cette thèse est de développer des méthodes d'acquisition et de reconstruction d'images ultrasonore permettant d'optimiser la cadence d'image sans dégradation de la qualité. Pour cela, les émissions codées, dérivées des télécommunications et de l'imagerie RADAR, sont utilisées (Misaridis & Jensen, 2005a). L'axe principal de cette thèse concerne l'augmentation de la cadence d'image en imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture (STA). Classiquement, cette méthode d'imagerie permet d'atteindre une grande qualité d'image mais souffre d'une cadence d'image réduite (Karaman, *et al.*, 1995). Le principe développé dans cette thèse consiste à activer simultanément plusieurs émetteurs en appliquant un encodage spatio-temporel à ces derniers. En utilisant cette méthode, nous montrons dans le chapitre V qu'un gain en cadence d'image d'un facteur 5 peut être atteint lors d'acquisitions expérimentales, sans dégradation de la qualité d'image. Un second axe investigué dans cette thèse consiste à augmenter la cadence d'image en imagerie par ondes planes (PWI) par l'émission simultanée de plusieurs ondes planes codées (Montaldo, et al., 2009) (Bujoreanu, et al., 2017). Cet axe est décrit dans le chapitre VI. Un modèle direct est décrit et utilisé pour résoudre le problème inverse associé afin de reconstruire le milieu imagé. Dans ce chapitre, nous montrons que cette méthode permet d'améliorer simultanément la cadence et la qualité d'image lors d'acquisitions expérimentales.

Le plan de cette thèse est le suivant :

Le premier chapitre constitue l'introduction de cette thèse. Le contexte scientifique, les objectifs et le plan du manuscrit de thèse y sont détaillés.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les principes fondamentaux d'acoustique et d'imagerie ultrasonore qui sont essentiels pour comprendre les contributions proposées. Nous présentons les différentes méthodes d'imagerie ultrasonore ainsi que les métriques utilisés pour évaluer la qualité des images reconstruites.

Dans le troisième chapitre, nous explorons le domaine des émissions codées. Nous commençons par retracer les premiers développements des émissions codées dans le contexte des télécommunications, puis nous examinons leurs applications dans le domaine de l'imagerie ultrasonore aujourd'hui. Les différents signaux codés ainsi que les différents filtres de décodage classiquement utilisés sont décrits. Nous examinons en détail la notion de zone aveugle inhérente à l'imagerie ultrasonore pulse-écho. Enfin, le cas particulier de l'utilisation des émissions codées pour l'amélioration de la cadence d'image en imagerie ultrasonore est discuté.

Le quatrième chapitre présente les aspects méthodologiques et les choix techniques utilisés dans la première contribution de cette thèse, relative à l'augmentation de la cadence d'image en imagerie par synthèse d'ouverture. La configuration expérimentale utilisée est décrite. Nous proposons une solution pour s'affranchir de la zone aveugle reposant sur l'utilisation de deux sondes distinctes. Les différentes séquences étudiées sont évaluées par

## Chapitre I : Introduction

le biais de simulations numériques et d'acquisitions expérimentales. Enfin, le gain en cadence d'image apporté par la méthode proposée est investigué de façon théorique.

Le cinquième chapitre détaille les résultats expérimentaux obtenus avec la méthode proposée de synthèse d'ouverture simultanée codée du chapitre IV. Ainsi, il est montré qu'un gain en cadence d'image d'un facteur 5 peut être atteint sans dégrader la qualité d'image sur un milieu parcimonieux composé de fils de nylon. Certains de ces résultats ont été présentés à la conférence IEEE International Ultrasonics Symposium 2022 (Nicolet, *et al.*, 2022a)

Le sixième chapitre présente la seconde contribution de cette thèse (Nicolet, *et al.*, 2022b) et décrit l'application des émissions codées pour l'augmentation de la cadence d'image lors d'acquisitions par ondes planes. Plusieurs ondes planes angulées codées sont émises simultanément afin de maximiser la cadence d'image sans dégrader la qualité. Nous démontrons l'applicabilité de cette méthode expérimentalement en émettant trois ondes planes angulées encodées avec des signaux modulés en fréquence.

Finalement, le septième chapitre conclut l'ensemble des travaux réalisés et décrit les perspectives associées.

## Chapitre II : Principes généraux de l'imagerie ultrasonore

L'objectif de ce chapitre est de présenter les bases de l'imagerie ultrasonore dans le domaine médical. Tout d'abord, les différents domaines d'application et les bases physiques nécessaires à la compréhension de l'imagerie ultrasonore sont développés. Les différentes méthodes d'acquisition sont décrites, des méthodes conventionnelles aux méthodes dites « ultrarapides », ainsi que l'imagerie par synthèse d'ouverture. Les méthodes de reconstruction d'images ainsi que les différentes métriques utilisées pour l'évaluation des performances des méthodes d'imagerie sont détaillées. Tout au long de ce chapitre, le compromis entre cadence et qualité d'image, inévitable dans chacune des méthodes d'acquisition, est mis en lumière.

### a. L'imagerie ultrasonore

L'imagerie ultrasonore (US) est une technique d'imagerie qui repose sur la propagation d'ondes acoustiques. Les ondes acoustiques sont des ondes mécaniques qui se propagent de proche en proche dans un milieu, tel que l'air, l'eau ou un solide. Elles sont générées par diverses sources, telles que les instruments de musique, cordes vocales, machines, etc., et sont détectées par différents capteurs, tels que les microphones, tympanes ou encore les hydrophones. Les ultrasons correspondent aux ondes acoustiques dont la fréquence est supérieure à la limite supérieure de l'audition humaine, soit plus de 20 kHz. Les fréquences utilisées pour l'imagerie ultrasonore médicale sont comprises entre 500 MHz et 20 MHz. En fonction de l'application visée, une fréquence plutôt basse ou plutôt haute sera choisie. Le spectre des différentes ondes acoustiques est représenté dans la figure 2.1.

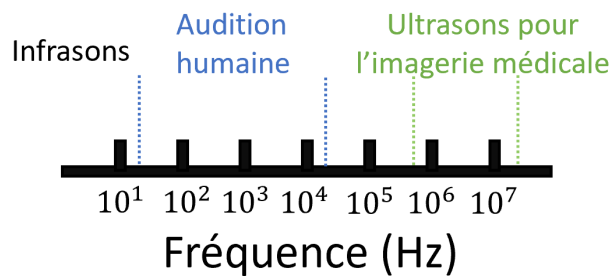


Figure 2.1 : Spectre des différentes ondes acoustiques. Les ultrasons utilisés pour l'imagerie ultrasonore sont généralement compris entre 500 MHz et 20 MHz.

L'imagerie US, également appelée échographie (dont l'étymologie suggère qu'il s'agit d'une représentation visuelle des échos), est une technique d'imagerie qui est non invasive, massivement disponible, indolore et présentant peu ou pas de risques pour les patients. Les images produites par échographie sont généralement acquises et visualisées en temps réel par le clinicien.

Les principales applications médicales de l'imagerie US sont :

- Obstétrique et la gynécologie : l'échographie est utilisée pour visualiser l'utérus, les ovaires et le fœtus pendant la grossesse, et pour surveiller la croissance et le développement du fœtus. L'échographie peut également être utilisée pour diagnostiquer différentes pathologies gynécologiques, telles que les fibromes, les polypes et les kystes (Gilles & Frédéric, 2012).
- Cardiologie : l'échographie est utilisée pour visualiser et évaluer les caractéristiques du cœur (échocardiographie), soit les différentes chambres, valves et vaisseaux sanguins. L'échographie peut être utilisée pour diagnostiquer et surveiller les maladies cardiovasculaires, comme les maladies coronariennes et les troubles valvulaires (Cohen & Soulat-Dufour, 2017) (Tribouilloy, *et al.*, 2021).
- Gastro-entérologie : l'échographie est utilisée pour visualiser et évaluer les organes abdominaux, notamment le foie, la vésicule biliaire, le pancréas, la rate et les reins. L'échographie est utilisée pour diagnostiquer et surveiller différentes pathologies tels que les hépatites, les calculs biliaires et la pancréatite (El Fakir, 2015) (Danse, 2017).

- Urologie : l'échographie est utilisée pour visualiser et évaluer le système urinaire. Elle peut être utilisée pour diagnostiquer et surveiller les troubles urologiques, tels que les calculs rénaux et le cancer de la prostate (Hélénon, 2015) (Weill, 1996).



Figure 2.2: Différents exemples d'images échographiques. À gauche, imagerie prénatale d'un fœtus. Au centre, imagerie d'un foie humain sain. A droite, imagerie d'un rein humain. Sources : <https://www.babycenter.in/c1003016/ultrasound-scans>; <https://www.itnonline.com/content/enhanced-ultrasound-imaging-beats-ct-and-mr-diagnosing-some-liver-cancers>; <https://www.youtube.com/watch?v=fiNktDYd4kg>

En échographie, des ondes ultrasonores sont transmises dans le milieu d'intérêt à l'aide d'un dispositif appelé sonde, et les échos renvoyés par le milieu sont captés par la sonde afin de réaliser des images. Une sonde est composée de plusieurs transducteurs. Les transducteurs sont constitués d'un matériau piézoélectrique, tel que le quartz, qui convertit l'énergie électrique en ondes sonores et vice versa. Lorsqu'un signal électrique est appliqué au matériau piézoélectrique, celui-ci se déforme et produit une onde sonore. Inversement, lorsqu'une onde sonore parvient au matériau, celui-ci produit un signal électrique qui peut être enregistré. Les principales caractéristiques d'une sonde ultrasonore sont le nombre d'éléments noté  $N_e$ , la taille totale de la sonde notée  $L$ , l'espacement inter-éléments noté  $p$  pour pitch, la directivité des éléments, ainsi que la bande passante fréquentielle des éléments. La taille et la forme de la sonde varient en fonction de l'application, de quelques millimètres à quelques centimètres pour les plus larges. L'espacement des éléments au sein de la sonde détermine en partie la qualité d'image car cela influe sur la résolution de l'image et certains artefacts de reconstruction. La fréquence des ondes influe également sur la qualité d'image, une fréquence plus élevée améliore la qualité en permettant une meilleure résolution spatiale mais décroît la profondeur maximale d'utilisation. Une représentation des différents paramètres géométriques d'une sonde linéaire est visible dans la figure 2.3.

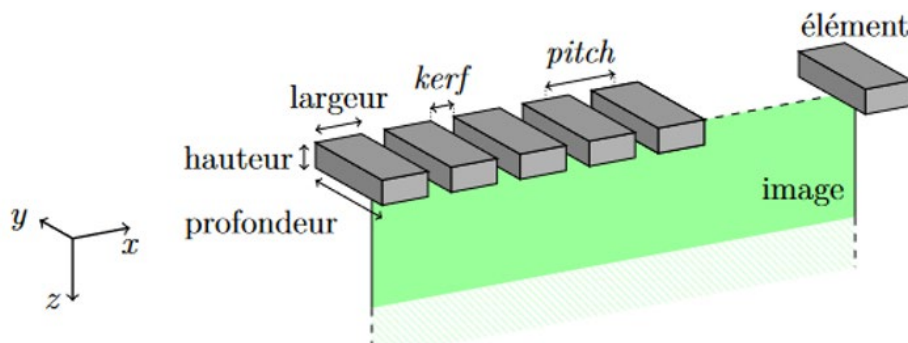


Figure 2.3 : Représentation schématique d'une sonde ultrasonore linéaire. Les différents éléments piézo-électriques sont représentés par les rectangles gris. Les différentes notations à propos des éléments piézo-électriques sont introduites, tels la largeur, la hauteur, la profondeur et l'espacement inter-éléments. Source : (Le Moign, 2022).

## b. Principe physique de la propagation linéaire des ondes ultrasonores

L'imagerie ultrasonore repose sur la propagation d'ondes ultrasonores dans un milieu d'intérêt. Les ondes ultrasonores sont transmises sous forme d'ondes de compression longitudinales, ce qui signifie que lorsqu'une onde ultrasonore traverse un milieu, les particules de celui-ci sont localement comprimées, puis raréfiées au passage de l'onde. Ce mouvement vibratoire est cyclique et dépend de la fréquence  $f_0$  de l'onde, mesurée en Hz, et de la vitesse de propagation (célérité)  $c_0$ , mesurée en m/s. La fréquence  $f_0$  correspond au nombre de cycles de vibrations effectués en une seconde. De la fréquence, il est possible de déduire la période  $T_0$ , qui correspond à la durée d'un cycle vibratoire, défini par la relation  $T_0 = 1/f_0$ , ainsi que la longueur d'onde  $\lambda$  qui caractérise la dimension spatiale d'un cycle. La longueur d'onde dépend de la fréquence et de la célérité, telle que  $\lambda = c_0/f_0$ .

La vitesse des ultrasons dans un milieu est déterminée par les propriétés acoustiques du milieu, telles que sa densité  $\rho_0$  et son module d'élasticité  $K_0$ . Le module d'élasticité, également connu sous le nom de module de Young, est une mesure de la rigidité d'un milieu, c'est-à-dire la résistance du milieu à la déformation élastique sous contrainte (Kittel, 2019). Le module de Young. La densité est une mesure de la quantité de masse présente dans un milieu donné par unité de volume. L'équation simplifiée de la vitesse des ultrasons dépendant de ces deux paramètres est donnée par  $c_0 = \sqrt{K/\rho_0}$  (Vray, *et al.*, 2014). La vitesse des ultrasons est également influencée par la température du milieu, qui augmente lorsque la température augmente. Les valeurs typiques de  $c_0$  dans différents organes du corps humain ainsi que l'eau distillée sont données dans le tableau 2.1 (Vray, *et al.*, 2014).

Milieu	Célérité $c_0$ (m/s)
Graisse	1445
Muscle	1580
Sang	1560
Os	4000
Cerveau	1550
Foie	1550
Rein	1560
Poumon	650
Eau distillée	1480

Tableau 2.1 : Célérité des ondes acoustiques dans différents organes du corps humain ainsi que dans l'eau distillée à 20°.

Afin de réaliser une image d'un milieu, une partie de l'onde ultrasonore doit être renvoyée en direction de la sonde sous forme d'échos. Les échos reçus par la sonde sont principalement induits par diffusion et réflexion (Hill, *et al.*, 1986). La diffusion de l'onde se produit lorsque les inhomogénéités d'impédance acoustique au sein du milieu sont de petites dimensions comparé à la longueur d'onde, telles que des cellules ou de petits vaisseaux (Shung & Thieme, 1992). Dans ce cas, les inhomogénéités agissent comme de petits réflecteurs ponctuels qui diffusent l'onde de manière omnidirectionnelle. En incidence normale, les échos de diffusion sont perçus comme une onde sphérique par les éléments de la sonde. La réflexion se produit lorsque l'onde rencontre une différence d'impédance

acoustique entre deux milieux. L'impédance acoustique caractérise la résistance d'un milieu au passage de l'onde acoustique. Ainsi, lorsque la différence d'impédance acoustique entre deux milieux est importante, l'onde est fortement réfléchiée et ne transmet qu'une faible partie de son énergie (Vray, *et al.*, 2014). L'interface entre les tissus mous et l'air, ou entre les tissus mous et l'os, présente une forte différence d'impédance acoustique. L'imagerie des poumons et du cerveau est par conséquent difficilement réalisables en échographie, car les ultrasons sont fortement réfléchis et l'onde transmise très atténuée. Ce phénomène est schématisé dans la figure 2.4.

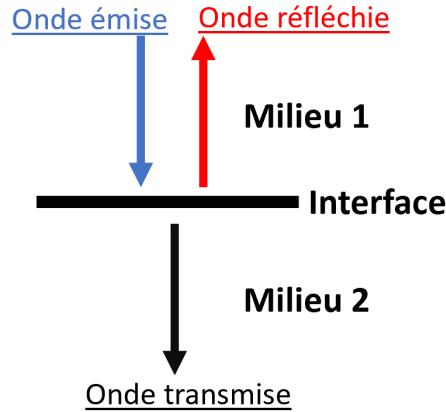


Figure 2.4 : Schéma simplifié de la propagation d'une onde ultrasonore rencontrant une interface acoustique. À l'interface, l'onde émise peut être réfléchiée et/ou transmise, en fonction de la taille de l'interface et de la différence d'impédance acoustique entre les deux milieux.

Le fonctionnement de base de l'imagerie ultrasonore consiste à enregistrer les échos renvoyés par un milieu d'intérêt, les analyser, et reconstruire une image à partir de ces échos. En considérant la vitesse des ultrasons  $c_0$  constante, il est possible de déterminer la distance  $d$  où se situe la structure qui a généré l'écho ultrasonore par la relation  $d = c_0 \Delta t / 2$ , où  $\Delta t$  correspond au temps écoulé entre la génération de l'onde et la réception de l'écho par la sonde. Le facteur 2 prend en compte le trajet aller-retour de l'onde depuis et vers la sonde. Classiquement, la vitesse du son est assumée constante. Lorsque les vitesses du son varient beaucoup à l'intérieur de la zone imagée ou que la vitesse du son estimée est différente de la vitesse réelle, cela conduit des artefacts de reconstruction dégradant la qualité d'image.

L'échographie utilise des ondes acoustiques à faible énergie pour insonifier un milieu supposé au repos (Jensen, 1991) (Schmerr, 2015). De ce fait, avant la génération de l'onde, chaque emplacement du milieu, représenté par le vecteur de position  $\vec{r} = \{x_r, y_r, z_r\}$ , est caractérisé par une pression moyenne  $P_0$  et une densité  $\rho_0(\vec{r})$  (Jensen, 1991). Une onde ultrasonore se propageant dans le milieu induit localement de petites perturbations qui se traduisent par des ondulations des champs de pression et de densité (Vray, *et al.*, 2014). Ces ondulations sont généralement très faibles et sont définies comme  $P_1(\vec{r}, t)$  et  $\rho_1(\vec{r}, t)$ . Ainsi, pour un point  $\vec{r}$ , la pression et la densité peuvent être écrites comme  $P(\vec{r}, t) = P_0 + P_1(\vec{r}, t)$  et  $\rho(\vec{r}, t) = \rho_0 + \rho_1(\vec{r}, t)$ , où  $P_1(\vec{r}, t) \ll P_0$  et  $\rho_1(\vec{r}, t) \ll \rho_0$ .

Si l'onde se propage sans qu'aucune énergie acoustique ne soit convertie en chaleur lors de la propagation, autrement dit si le processus de propagation est adiabatique, la relation suivante peut être écrite : (Jensen, 1991) (Chernov, 1960) :

$$\frac{dP(\vec{r}, t)}{dt} = c_0^2(\vec{r}) \frac{d\rho(\vec{r}, t)}{dt}, \quad (1)$$

où  $d$  représente la dérivée totale. Pour un milieu parfaitement homogène, l'équation d'onde qui régit la propagation de l'onde dans un milieu est la suivante (Hill, *et al.*, 1986) :



$$\nabla^2 p_1(\vec{r}, t) - \frac{1}{c_m^2} \frac{\partial^2 p_1(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = 0, \quad (2)$$

où  $\nabla$  représente l'opérateur Laplacien et  $\partial^2$  la dérivée partielle seconde.

Cette équation différentielle partielle linéaire du second ordre a une solution élémentaire connue, sous la forme d'une fonction de Green  $g_n^k(\vec{r}, t)$ . Celle-ci est utilisée pour modéliser la propagation en champ libre de l'onde ultrasonore dans un milieu homogène et est définie comme suit (Hill, *et al.*, 1986) :

$$g_n^k(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi(d_k(\vec{r}) + d_n(\vec{r}))^2} \delta\left(t - \frac{d_k(\vec{r}) + d_n(\vec{r})}{c_0}\right), \quad (3)$$

où l'indice  $k$  correspond à un émetteur situé à la position  $\vec{r}_k$  et l'indice  $n$  à un récepteur situé à la position  $\vec{r}_n$ .  $d_k(\vec{r})$  représente la distance entre l'émetteur  $k$  et un point quelconque du milieu  $\vec{r}$ .  $d_n(\vec{r})$  correspond à la distance entre le récepteur  $n$  et un point quelconque du milieu  $\vec{r}$ . L'opérateur  $\delta$  correspond à une fonction de Dirac. Le premier terme de l'équation représente la perte d'amplitude de l'onde due à sa propagation. Ce terme prend en compte le fait que, dans le cas d'un émetteur ponctuel, le front d'onde émis est sphérique, et donc l'énergie de l'onde se répartit sur une zone sphérique  $4\pi r^2$ . Le second terme représente le retard temporel lié à la propagation de l'onde dans le milieu, qui dépend de la distance parcourue par l'onde et de la célérité  $c_0$ . Ainsi, la fonction de Green  $g_n^k(\vec{r}, t)$  représente la réponse impulsionnelle spatiale entre l'émetteur  $k$ , un point du milieu  $\vec{r}$  et le récepteur  $n$ .

### c. Aparté sur l'atténuation des ondes ultrasonores lors de leur propagation

L'atténuation désigne l'affaiblissement d'une onde ultrasonore se propageant dans les tissus biologiques. L'atténuation est majoritairement due à l'absorption de l'onde ultrasonore, soit la conversion d'une partie de l'énergie de l'onde en chaleur en raison de la viscosité des tissus. Dans une moindre mesure, la diffusion de l'onde par les multiples réflecteurs constituant les tissus atténue également l'onde transmise. L'atténuation des ultrasons dans les tissus biologiques est un phénomène important qui régit la profondeur maximale pouvant être imagée. Celle-ci est communément mesurée en dB/cm/MHz car l'atténuation dépend de la longueur d'aller-retour de l'onde et de la fréquence  $f_0$  des ondes émises. Plus la fréquence  $f_0$  est élevée, plus l'onde ultrasonore subit d'atténuation.

L'atténuation varie en fonction des tissus. Les valeurs typiques sont de 0.2 dB/cm/MHz pour le sang, 0.5 dB/cm/MHz pour la graisse et le foie, 1 dB/cm/MHz pour les muscles et plus de 10 dB/cm/MHz pour les os (Laugier & Haiat, 2010) (Shankar, *et al.*, 2011). Les fréquences les plus élevées étant les plus atténuées, le support spectral des signaux reçus dans un milieu atténuant est modifié entre l'émission et la réception. Le spectre est globalement décalé vers les fréquences les moins élevées par l'atténuation des fréquences les plus élevées. Ce phénomène est illustré dans la figure 2.5.

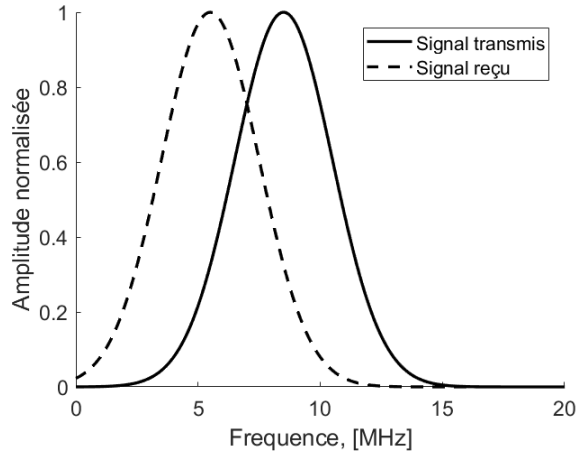


Figure 2.5 : Représentation schématique du décalage spectral entre le signal émis et le signal reçu dans un milieu atténuant. Les fréquences les plus élevées étant les plus atténuées, le spectre du signal reçu est décalé vers les fréquences les plus basses.

#### d. Imagerie ultrasonore focalisée

Maintenant que les principes physiques liés à la propagation des ondes ultrasonores ont été décrits, il convient d'expliquer comment ces principes peuvent être utilisés pour imager un milieu.

L'imagerie ultrasonore focalisée est la technique classique de formation d'images échographiques (Vray, *et al.*, 2014) (Schmerr, 2015). Elle est réalisée par une succession de cycles d'émission/réception. Pour chaque cycle d'émission, une onde ultrasonore est focalisée en un point spécifique du milieu (figure 2.6-a). L'onde ultrasonore focalisée est générée par l'application de retards temporels entre les différents éléments de la sonde (Szabo, 2004). Généralement, un sous-ensemble des éléments de la sonde est activé à l'émission. Les ondes focalisées sont émises à différentes positions latérales afin de balayer toute la zone à imager. Pour chaque insonification, les échos reçus sont utilisés pour reconstruire une « ligne », autrement dit une partie de l'image dans la direction latérale. Afin de maximiser la qualité d'image, il est courant de focaliser l'énergie en plusieurs profondeurs.

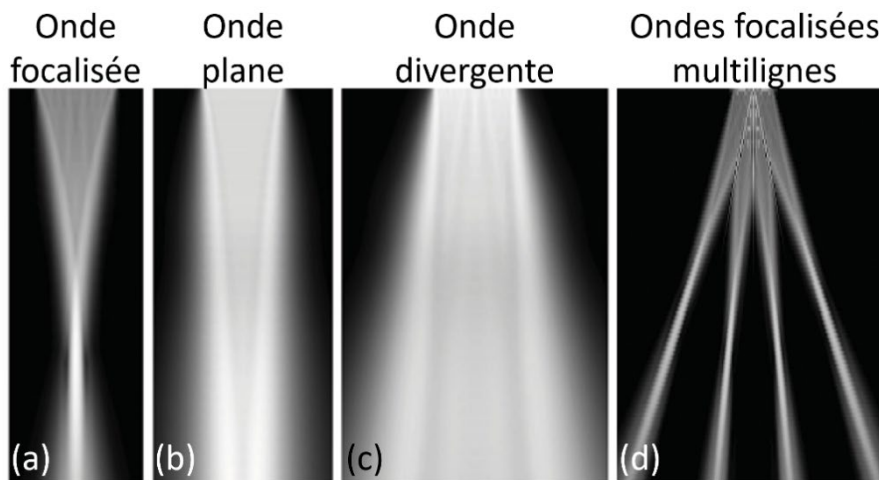


Figure 2.6 : Représentation visuelle des différents fronts d'ondes transmis lors d'une émission avec de multiples éléments de la sonde. (a) – Onde focalisée. (b) – Onde plane. (c) – Onde divergente. (d) – Ondes focalisées multilignes (MLT pour Multi-Line Transmit). Adapté de (Cikes, *et al.*, 2014).

L'imagerie focalisée est une méthode d'imagerie qui permet d'obtenir des images de très haute qualité. Cependant, de multiples insonifications successives sont nécessaires pour former une image complète, ce qui limite fortement la cadence d'image de cette méthode. En fonction du nombre de points focaux et de la profondeur d'imagerie maximale, la cadence d'image atteignable en imagerie ultrasonore focalisée est de quelques dizaines à une centaine

d'images par seconde. Cette limitation intrinsèque empêche la visualisation de certains phénomènes transitoires et rapides. La cadence d'image maximale atteignable est définie par la formule suivante :

$$FPS_{focused} = \frac{c_0}{2DN_lN_f}, \quad (4)$$

où  $D$  est la distance maximale de l'objet à imager,  $N_l$  le nombre de lignes dans l'image reconstruite,  $N_f$  le nombre de points focaux par lignes et où le facteur 2 correspond au trajet aller-retour de l'onde dans le milieu. La cadence d'image est exprimée en Hz. Le terme FPS est le sigle de Frame per Second, soit le nombre d'images pouvant être reconstruites en une seconde.

### e. Imagerie ultrasonore « ultrarapide »

Au cours des deux dernières décennies, l'émergence de nouvelles méthodes d'acquisition ultrasonores ont permis progressivement de passer de quelques dizaines à quelques milliers d'images par seconde (Sandrin, *et al.*, 1999) (Montaldo, *et al.*, 2009). Ces méthodes d'imagerie ultrasonore à haute cadence d'image, appelées imagerie ultrarapide, ont permis le développement de techniques émergentes telles que l'élastographie par ondes de cisaillement, le Doppler ultrarapide, l'imagerie de contraste ultrarapide et l'imagerie fonctionnelle du cerveau (Fink & Tanter, 2014). Deux illustrations d'applications rendues possibles par l'imagerie ultrarapide sont visibles dans la figure 2.7. La partie gauche (figure 2.7a-c) montre un exemple d'élastographie ultrasonore dans le foie d'un volontaire sain. Une onde de cisaillement est générée à l'intérieur du foie par focalisation d'une onde ultrasonore de haute énergie. L'onde de cisaillement est suivie grâce à l'imagerie ultrarapide (figure 2.7-b), ce qui permet d'estimer des informations quantitatives sur les propriétés viscoélastiques du milieu. Finalement, un élastogramme, autrement dit une cartographie de la rigidité du milieu (module de Young, exprimé en kPa), est superposée à l'image ultrasonore, permettant le diagnostic de pathologies hépatiques (figure 2.7-c). Dans la partie droite (figure 2.7-d), l'imagerie ultrarapide est utilisée pour cartographier les vaisseaux sanguins dans le cerveau humain d'un patient avec une résolution extrêmement fine. Cette cartographie est rendue possible par l'injection de microbulles hyper-échoïques dont les déplacements sont suivis par imagerie ultrarapide. Dans cette image, l'échelle de couleur représente la densité relative de microbulles par pixels, les couleurs les plus claires indiquant une plus forte densité. Ces différentes applications sont rendues possibles par l'imagerie à haute cadence d'image. L'imagerie ultrarapide présente donc un grand potentiel pour développer de nouveaux outils et améliorer le diagnostic clinique. Les principales techniques d'acquisition d'images ultrarapides sont présentées ci-dessous.

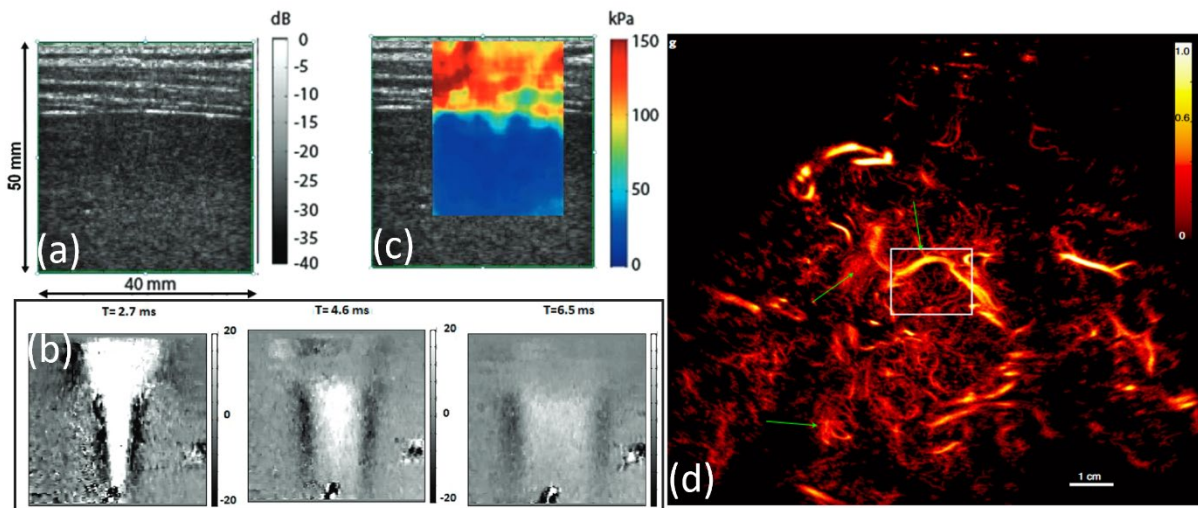


Figure 2.7: Exemples de nouveaux modes d'imagerie rendus possible par l'imagerie ultrasonore ultrarapide. (a) – Elastographie par ondes de cisaillement. Cette technique permet d'accéder aux propriétés viscoélastiques des tissus biologiques. Source : (Fink & Tanter, 2014). (b) – Microscopie de localisation acoustique. Cette technique permet de cartographier les vaisseaux sanguins avec une résolution inférieure à la longueur d'onde. Source : (Demené, et al., 2021).

i. Imagerie par ondes planes

L'imagerie par ondes planes (PWI pour Plane Wave Imaging) est une technique d'imagerie où les éléments de la sonde émettent simultanément une onde sphérique, ce qui conduit à un large front d'onde plan, non focalisé (figure 2.6-b) (Montaldo, *et al.*, 2009). Les ondes planes peuvent être arbitrairement angulées par l'application d'un certain retard temporel pour chaque élément de la sonde. De cette façon, de multiples ondes planes peuvent être émises successivement avec différents angles pour acquérir des réalisations différentes du même milieu (figure 2.8). Afin d'émettre une onde plane angulée, les retards temporels  $t_{PWI,k}$  sont calculés à l'aide de la formule suivante :

$$t_{PWI,k} = (k - 1)p \frac{\tan(\theta)}{c_0}, \quad (5)$$

où  $t_{PWI,k}$  correspond au retard à l'émission pour l'élément  $k$ ,  $p$  correspond à l'espacement entre les éléments de la sonde (pitch),  $\tan(\theta)$  à la tangente de l'angle choisi en émission et  $c_0$  est la vitesse du son dans le milieu.

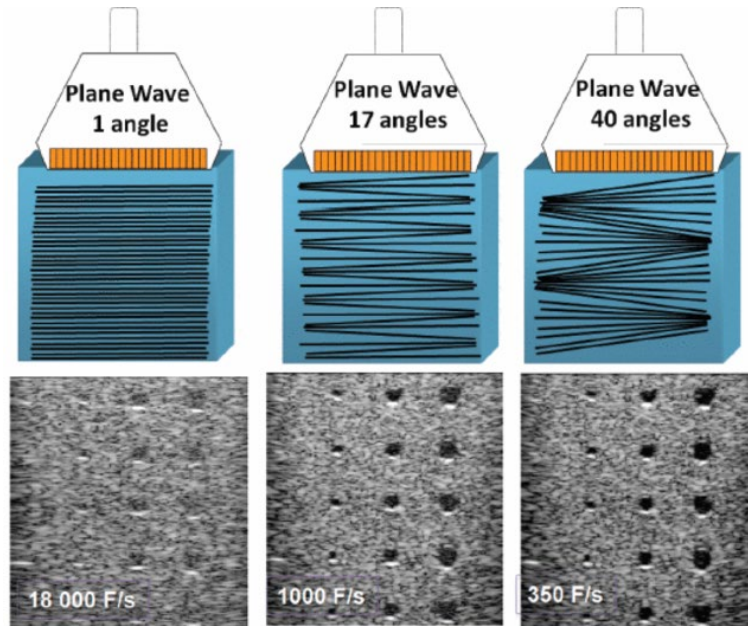


Figure 2.8 : Représentation schématique de l'imagerie ultrarapide par ondes planes avec 1, 17 et 40 angles. L'imagerie ultrarapide, ici réalisée par l'émission d'ondes planes, permet d'atteindre des cadences d'images beaucoup plus importantes que l'imagerie focalisée. Cependant, il existe un compromis entre cadence et qualité d'image puisque plusieurs ondes planes émises successivement sont nécessaires pour améliorer la qualité d'image. Source : (Fink & Tanter, 2014).

En l'absence de focalisation du faisceau d'émission, la qualité de l'image est dégradée en imagerie PWI ; la focalisation n'est effectuée qu'à la réception, pendant la formation de l'image. Une image « basse qualité » est reconstruite pour chacune des réalisations. Afin de former une image de haute qualité, l'ensemble des images « basse qualité » est sommé de manière cohérente. Il existe donc un compromis entre la qualité et la cadence d'image. L'augmentation du nombre d'ondes planes angulées conduit à une meilleure qualité de l'image finale, mais décroît la cadence d'image. La cadence d'image maximale atteignable en imagerie PWI est définie par la formule suivante :

$$FPS_{PWI} = \frac{c_0}{2DN_{PWI}}, \quad (6)$$

où  $D$  est la distance maximale de l'objet à imager,  $N_{PWI}$  le nombre d'ondes planes successivement émises, le facteur 2 correspond au trajet aller-retour de l'onde dans le milieu et  $c_0$  est la vitesse du son dans le milieu. Pour une profondeur d'imagerie fixe, la cadence d'images est limitée par le nombre d'ondes planes émises successivement et la vitesse du son dans le milieu.

ii. Imagerie par ondes divergentes

Les ondes divergentes désignent un front d'onde dont la propagation dans la direction axiale, perpendiculaire à l'axe de la sonde, est sphérique. Un tel front d'onde peut être généré par l'utilisation d'une sonde de forme convexe qui produit naturellement une onde divergente lors d'une émission non focalisée avec l'ensemble des éléments (Hasegawa & Kanai, 2001), où par application de retards temporels à différents éléments d'une sonde linéaire (figure 2.6-c). L'activation d'un unique élément de la sonde en émission génère également une onde sphérique (Karaman, *et al.*, 1995).

Lorsque de l'utilisation d'une sonde convexe en émission ou l'application de retards temporels appropriés à plusieurs éléments d'une sonde linéaire, le front d'onde généré couvre un champ de vue plus large qu'un front d'onde plan. Ce type de front d'onde est utilisé de façon analogue à l'imagerie PWI dans une méthode d'imagerie appelée DWI pour Diverging Wave Imaging. Tout comme dans l'imagerie PWI, lorsqu'une seule onde divergente est transmise, la qualité de l'image est dégradée, ce qui nécessite l'utilisation d'une combinaison cohérente de plusieurs acquisitions angulées pour obtenir une image de haute qualité.

La cadence d'image maximale atteignable pour l'imagerie par ondes divergentes est définie par :

$$FPS_{DWI} = \frac{c_0}{2DN_{DWI}}, \quad (7)$$

où  $N_{DWI}$  correspond au nombre d'ondes divergentes émises successivement. Pour une profondeur d'image fixe, la cadence d'image maximale est donc définie par le nombre d'ondes divergentes utilisées pour former une image finale et la vitesse du son dans le milieu. Il existe donc un compromis entre la qualité et la cadence d'image. L'augmentation du nombre d'ondes divergentes angulées conduit à une meilleure qualité de l'image finale, mais décroît la cadence d'image.

### iii. Imagerie par ouverture synthétique

Une autre approche d'imagerie par ondes divergentes est l'imagerie par ouverture synthétique (STA pour Synthetic Transmit Aperture). L'imagerie STA est une technique d'imagerie où chaque insonification du milieu est réalisée avec un unique émetteur (Karaman, *et al.*, 1995) (Trots, *et al.*, 2009) (Holmes, *et al.*, 2005). Classiquement, le processus d'acquisition d'un jeu de données STA peut être réalisé de deux façons :

- Chacun des éléments de la sonde insonifie le milieu de manière successive. Pour chaque insonification, les échos sont enregistrés avec l'ensemble des éléments de la sonde et une image « basse qualité » est reconstruite. Les images sont sommées de manière cohérente pour former une image de haute qualité. Dans ce cas, il y a autant d'insonifications successives  $N_{STA}$  que d'éléments  $N_e$  dans la sonde. Cette méthode est appelée STA complet, ou full STA.
- Un nombre réduit d'éléments insonifient le milieu de manière successive. Pour chaque insonification, les échos sont enregistrés avec l'ensemble des  $N_e$  éléments de la sonde et une image « basse qualité » est reconstruite. Les images sont sommées de manière cohérente pour former une image de haute qualité. Dans ce cas, le nombre d'insonifications successives  $N_{STA}$  est inférieur au nombre d'éléments  $N_e$  dans la sonde. Cette méthode est appelée STA parcimonieux, ou sparse STA.

L'imagerie full STA est représentée schématiquement dans la figure 2.9. Dans le cas d'une acquisition full STA, les images reconstruites sont d'excellente qualité car il est possible de focaliser l'énergie acoustique en tout point du milieu, en émission comme en réception (Jensen, *et al.*, 2006). Cependant, la cadence d'image est faible car un grand nombre d'insonifications successives sont requises. Les acquisitions sparse STA permettent d'augmenter la cadence d'image en diminuant  $N_{STA}$ , mais la qualité d'image est dégradée. De ce fait, il existe un compromis entre cadence et qualité d'image dans l'imagerie STA. La cadence d'image atteignable en imagerie STA est définie par :

$$FPS_{STA} = \frac{c_0}{2DN_{STA}}, \quad (8)$$

où  $D$  est la distance maximale de l'objet à imager,  $N_{STA} \leq N$  le nombre d'insonifications successives nécessaires pour former une image finale, soit classiquement le nombre d'éléments actifs utilisés en émission. La cadence d'image en imagerie STA peut être « ultrarapide » ou non, selon le nombre d'insonifications successives.

Comme une seule onde non focalisée est émise à la fois, la méthode d'imagerie par STA souffre d'un faible rapport signal/bruit par rapport aux ondes focalisées et aux méthodes PWI/DWI. Une approche courante dans la littérature est l'utilisation de plusieurs éléments pour simuler des sources virtuelles (Lockwood, *et al.*, 1998), qui consiste à appliquer des lois de retard appropriées pour créer une source sphérique virtuelle composée de multiples éléments (on a alors un schéma d'acquisition équivalent à l'imagerie DWI). Une autre approche consiste à utiliser les excitations codées pour augmenter le rapport signal sur bruit (Jensen, *et al.*, 2006) (Misaridis & Jensen, 2005a).

Un autre problème concerne le mouvement des tissus biologiques : comme de nombreuses insonifications successives sont utilisées, le mouvement des tissus peut affecter les données enregistrées, rendant non cohérente la sommation des images de basse qualité. Une solution pour pallier ce problème consiste à diminuer le nombre de sources actives  $N_{STA}$  (sparse STA), au prix d'une diminution de la qualité d'image. Différentes techniques de compensation de mouvement peuvent également être utilisées (Gammelmark & Jensen, 2003) (Yiu, *et al.*, 2008) (Joos *et al.*, 2018) (Porée, *et al.*, 2016). Une autre solution consiste à acquérir le jeu de données STA à l'aide de plusieurs émetteurs en simultanée afin de réduire le nombre d'acquisitions. Cette solution nécessite d'encoder spatio-temporellement le signal émis par les différents émetteurs afin de séparer la contribution de chacun (Jensen & Gran, 2008) (Kažys, *et al.*, 2000) (Misaridis, *et al.*, 2002) (Misaridis & Jensen, 2005c).

Malgré ces inconvénients, l'imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture (STA) est considérée comme l'une des techniques d'imagerie ultrasonore les plus performantes. En effet, la focalisation est possible en tout point du milieu lors d'une acquisition full STA ce qui permet d'obtenir une excellente qualité d'image. Le véritable inconvénient de l'imagerie STA est la faible cadence d'image. Un des objectifs de cette thèse consiste à améliorer la cadence sans dégrader la qualité d'image dans le cadre de l'imagerie STA par la transmission simultanée de plusieurs signaux codés.

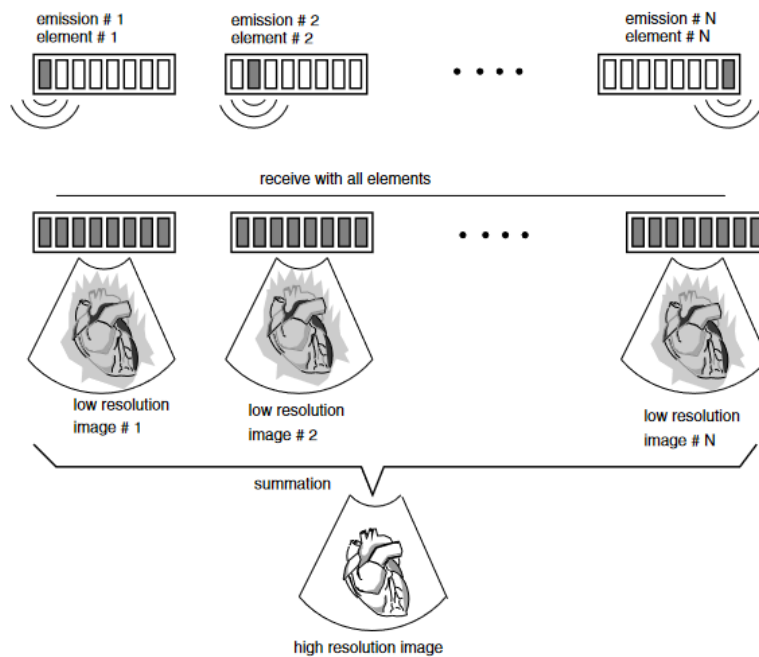


Figure 2.9: Représentation schématique de la méthode d'imagerie STA complet. L'émetteur 1 émet une onde sphérique dans le milieu puis, tous les éléments enregistrent les échos. Le processus est répété avec l'ensemble des éléments de la sonde. Des images de basse qualité sont formées à partir de chaque insonification, puis sommées de manière cohérente pour former une image finale de haute qualité. Source : (Trots, *et al.*, 2009).

#### iv. Transmission par lignes multiples (MLT)

La transmission par lignes multiples (MLT pour Multi-Line Transmit) consiste en l'émission simultanée de faisceaux focalisés dans différentes directions latérales (figure 2.6-d) (Mallart & Fink, 1992) (Tong, *et al.*, 2014). La MLT peut être considérée comme une extension de l'imagerie focalisée, où, pour chaque acquisition, de

multiples faisceaux focalisés sont émis simultanément. L'utilisation de la MLT permet de réduire le nombre total d'acquisitions nécessaires à la formation d'une image par rapport à une acquisition focalisée, et ainsi, d'augmenter la cadence d'image. Celle-ci est donnée par la formule suivante :

$$FPS_{MLT} = \frac{c_0 N_{MLT}}{2DN_l N_f}, \quad (9)$$

où  $N_{MLT}$  correspond au nombre de faisceaux focalisés transmis simultanément,  $N_l$  au nombre de lignes dans l'image reconstruite et  $N_f$  au nombre de faisceaux focalisés par ligne.

L'utilisation de la MLT permet d'améliorer la cadence d'image par rapport à l'imagerie focalisée. Cependant, celle-ci reste plus faible qu'en imagerie PWI ou DWI. L'utilisation de la MLT est susceptible de dégrader la qualité d'image par rapport à une acquisition focalisée (Badescu *et al.*, 2019).

## f. Formation d'image

Deux paramètres principaux sont utilisés pour la formation d'image : le temps d'arrivée et l'intensité des échos reçus. Quelle que soit la technique d'imagerie utilisée, la propagation sphérique des échos doit être compensée pour former une image. Cette étape est appelée formation de voies, ou *beamforming* en anglais. Avec la connaissance a priori des retards liés à la propagation (Equation 3), les lois de propagation sphériques sont estimées. Pour chaque point  $\vec{r}_p$  de l'image à reconstruire, le signal radiofréquence reçu par chacun des éléments de la sonde est retardé d'une durée  $\tau_n$  qui prend en compte le retard lié à la propagation de l'onde. Une apodisation spatiale peut être effectuée pour réduire les artefacts de reconstruction. Le signal de chacun des éléments est ensuite sommé pour obtenir la valeur de l'image en ce point. Cette étape de formation de voies est schématisée dans la figure 2.10.

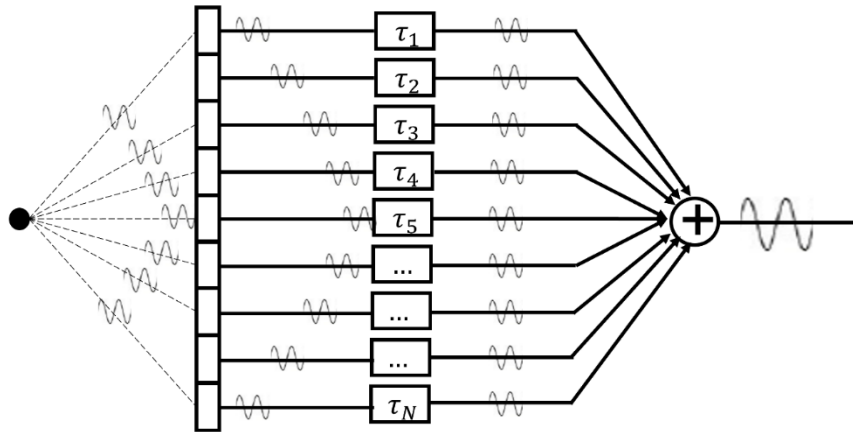


Figure 2.10 : Diagramme de formation de voies en utilisant la méthode de « délais et somme » (DAS) lors de la rétrodiffusion d'une onde sphérique par un diffuseur ponctuel (point noir à gauche). Les signaux radiofréquences (RF) reçus sont retardés d'un temps  $\tau_n$  avant d'être sommés, grâce à la connaissance a priori des retards liés à la propagation de l'onde. A noter qu'il est possible d'ajouter une étape de pondération des signaux avant retard ; cette étape est appelée apodisation spatiale et est généralement effectuée avec une fenêtre de pondération (Hanning, Tukey, etc.).

La formation d'image est décrite pour chacune des  $k$  insonifications par :

$$\mathbf{o}^k(\vec{r}_p) = \sum_{n=1}^{N_e} w_n y_n^k \left( \frac{|\vec{r}_p - \vec{r}_k| + |\vec{r}_n - \vec{r}_p|}{c_0} \right), \quad (10)$$

où  $\mathbf{o}^k$  correspond à l'image reconstruite pour l'onde  $k$ ,  $\vec{r}_p$  correspond à la position d'un pixel dans la grille de l'image reconstruite,  $w_n$  est une fonction d'apodisation spatiale en réception,  $y_n^k$  correspond aux données radiofréquences reçues par l'élément  $n$  lors d'une insonification par l'élément  $k$ ,  $|\vec{r}_p - \vec{r}_k|$  est la distance entre l'émetteur  $k$  et le point du milieu  $\vec{r}_p$  et  $|\vec{r}_n - \vec{r}_p|$  est la distance entre le point du milieu  $\vec{r}_p$  et le récepteur  $n$ .

A partir de l'ensemble des insonifications, il est possible de focaliser l'énergie acoustique en chaque point de la grille de reconstruction pour former une image de haute qualité  $\mathbf{o}(\vec{r}_p)$ . L'amplitude en un point  $r_p$  de l'image est donnée par :

$$\mathbf{o}(\vec{r}_p) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_e} w_k w_n y_n^k \left( \frac{|\vec{r}_p - \vec{r}_k| + |\vec{r}_n - \vec{r}_p|}{c_0} \right). \quad (11)$$

Ainsi, la valeur de  $\mathbf{o}(\vec{r}_p)$  dépend de la position des émetteurs et des récepteurs, des inhomogénéités du milieu imagé, de la vitesse du son dans le milieu, de la fonction de pondération en émission  $w_k$  et de la fonction de pondération en réception  $w_n$ . La technique de formation de voies présentée ici est appelée « Delay And Sum », plus communément abrégée en DAS (Perrot, et al., 2021). Cette technique de reconstruction est la plus utilisée. Il existe de nombreuses autres méthodes que le DAS pour la reconstruction d'images ultrasonores tels que la migration f-k (Garcia, et al., 2013), DMAS (Delay Multiply and Sum) (Matrone, et al., 2015), p-DAS (Polichetti et al., 2017), Capon (Vignon & Burcher, 2008) ou encore BB-pDAS (Ecarlat, et al., 2022). Une fois la formation d'image effectuée, une détection d'enveloppe est effectuée sur  $\mathbf{o}(\vec{r}_p)$  (Perrot, et al., 2021).

Enfin, il est courant que l'amplitude des échos les plus forts soit 1 000 fois plus élevée que celle des plus faibles, ce qui correspond à un rapport de 60 dB. Pour pallier cela, en pratique, les signaux reçus  $y_n^k$  sont amplifiés en fonction de la profondeur d'imagerie avant la formation de voies. On parle alors de compensation du gain temporel (TGC pour Time Gain Compensation). Finalement, une compression logarithmique est effectuée sur l'image reconstruite  $\mathbf{o}(\vec{r}_p)$  afin de mieux visualiser les différences d'intensité :

$$\mathbf{o}_{dB}(\vec{r}_p) = 20 \log_{10} \left( \frac{\mathbf{o}(\vec{r}_p)}{\max(\mathbf{o}(\vec{r}_p))} \right). \quad (12)$$

## g. Evaluation des performances en imagerie échographique

Afin de permettre la comparaison entre différentes méthodes d'imagerie, il est nécessaire de définir des métriques quantitatives (Liebgott, et al., 2016). L'objectif de cette partie est de décrire les différentes métriques couramment utilisées pour quantifier la qualité des images ultrasonores. Celles-ci seront utilisées pour analyser les contributions proposées dans cette thèse.

### i. Résolution spatiale

La résolution spatiale est une mesure de la capacité d'une méthode d'imagerie à distinguer deux diffuseurs adjacents (Vray, et al., 2014). La résolution spatiale est mesurée axialement, dans la direction de propagation de l'onde ultrasonore, et latéralement, dans le plan auquel la direction de propagation est perpendiculaire. La résolution spatiale est un indicateur de la largeur du faisceau principal de la fonction d'étalement d'un diffuseur ponctuel (PSF pour Point Spread Function). La résolution spatiale est mesurée directement dans l'image reconstruite  $\mathbf{o}_{dB}(\vec{r}_p)$  par l'analyse de la largeur de la PSF à demi-amplitude en l'échelle linéaire (Full Width at Half Maximum, FWHM), ce qui correspond à une décroissance de -6 dB en échelle logarithmique. La fonction d'étalement du point et la mesure de la résolution spatiale sont représentées dans la figure 2.11. Dans l'imagerie ultrasonore conventionnelle, le signal d'excitation est généralement d'une faible durée. Plus le signal transmis est court, plus la résolution axiale est maximisée.



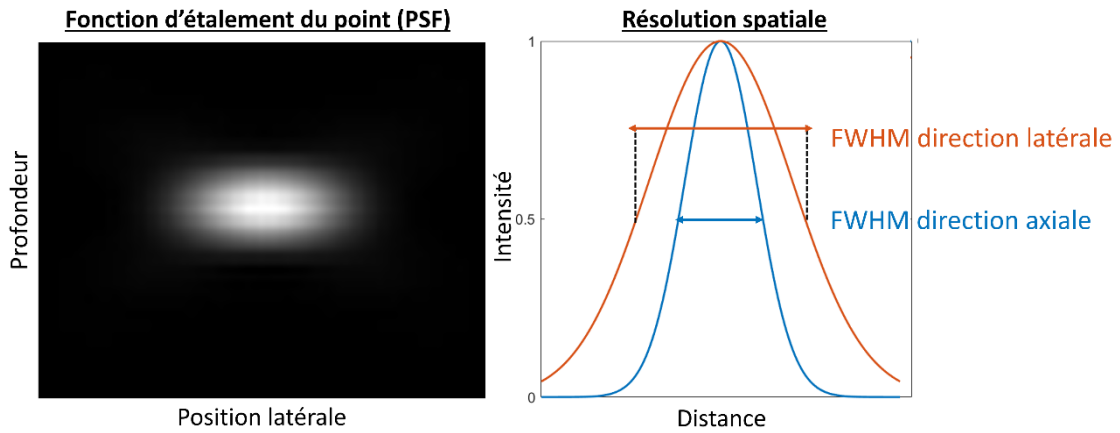


Figure 2.11. Gauche : exemple de fonction d'étalement du point (PSF) d'une méthode d'imagerie ultrasonore (gauche). Droite : Mesure de la résolution spatiale dans la direction axiale et latérale à mi-amplitude (FWHM).

## ii. Contraste

Le contraste mesure la différence de signal entre deux zones de l'image  $O(\vec{r}_p)$ . Plus le contraste est élevé, plus les deux zones étudiées sont distinctes. Le contraste est déterminé par le rapport entre le signal d'une zone échogène et homogène (par exemple, l'interface entre les tissus mous et osseux) et le signal d'une zone supposée anéchoïque, par exemple une lésion. Définissons un tissu homogène contenant une lésion anéchoïque où L correspond à la zone de lésion et T à une zone de tissu sain à l'extérieur de la lésion. Les quantités calculées dans chacune des zones sont respectivement indicées par l et t. Une représentation visuelle d'un tel milieu est visible dans la figure 2.12. Premièrement, le CR, pour Contrast Ratio, est présenté. Cette métrique est calculée comme le rapport entre l'intensité de la zone de lésion et de tissu sain (Smith, *et al.*, 1985), tel que :

$$CR = 20 \log_{10} \left( \frac{\mu_l}{\mu_t} \right),$$

où  $\mu_l$  et  $\mu_t$  correspondent respectivement à la moyenne d'intensité dans la zone de lésion et dans la zone de tissu.

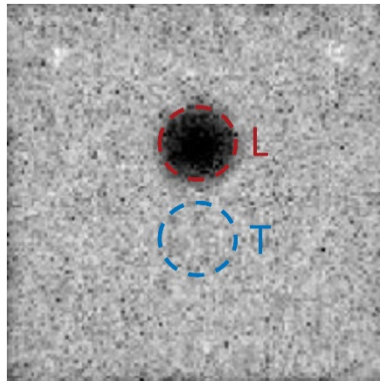


Figure 2.12 : Image reconstruite d'un tissu homogène contenant une lésion anéchoïque. La zone de lésion, L, est entourée en rouge ; une zone de tissu sain, T, est entourée en bleu.

D'autres métriques couramment utilisées pour quantifier le contraste sont le rapport contraste sur bruit (CNR pour Contrast-to-Noise Ratio) et le rapport contraste sur bruit généralisé (gCNR pour Generalized Contrast-to-Noise Ratio) (Rodriguez-Molares, *et al.*, 2020). Le CNR est calculé sur l'image reconstruite  $O(\vec{r}_p)$  et s'exprime de la façon suivante (Patterson & Foster, 1983) :

$$\text{CNR} = 20 \log_{10} \left( \frac{|\mu_l - \mu_t|}{\sqrt{\frac{\sigma_l^2 + \sigma_t^2}{2}}} \right), \quad (14)$$

où  $\mu_l$  et  $\sigma_l$  correspondent respectivement à la moyenne et à l'écart-type dans la zone de lésion,  $\mu_t$  et  $\sigma_t$  à la moyenne et à l'écart-type dans la zone de tissu. Le gCNR permet de s'affranchir d'un certain nombre de contraintes liées à CR et CNR. Par exemple, lorsque la plage dynamique des images reconstruites est altérée par des techniques de post-traitement, des valeurs de CNR et CR arbitrairement élevées peuvent être mesurées sans effet réel sur la détectabilité des lésions. Le gCNR résout ces problème en attribuant une probabilité de détection basée sur le pourcentage de pixels correctement classés comme tissus et comme lésion :

$$\text{gCNR} = 1 - \int \min\{p_t(x), p_l(x)\} dx, \quad (15)$$

où  $p_t(x)$  et  $p_l(x)$  désignent les fonctions de densité de probabilité de l'intensité des pixels à l'intérieur des régions de tissu et de lésion.

### iii. Rapport signal sur bruit de crête

Le rapport signal/bruit de crête (pSNR pour Peak Signal to Noise Ratio) est un indicateur de la qualité d'image en imagerie ultrasonore (Choi, *et al.*, 2015) (Yadav, *et al.*, 2015). Plus le pSNR est élevé, plus l'image est de bonne qualité et moins il y a de bruit. Dans le cas d'un milieu parcimonieux, le pSNR est défini comme le rapport entre le signal utile (les échos ultrasonores réfléchis par les diffuseurs ponctuels) et l'écart type du bruit, tel que :

$$\text{pSNR} = 20 \log_{10} \left( \frac{\max(|sig|)}{\sigma_{noise}} \right), \quad (13)$$

où  $\max(|sig|)$  correspond à l'amplitude maximale mesurée dans l'image  $\mathcal{O}(\vec{r}_p)$  et  $\sigma_{noise}$  correspond à l'écart type calculé dans une zone de bruit.

### iv. Rapport entre le lobe principal et les lobes secondaires

Dans le cas d'un milieu parcimonieux, le rapport entre le lobe principal et les lobes secondaires (PSL pour Peak to Sidelobes Level) mesure la différence d'intensité entre le signal d'un diffuseur et les artefacts dans l'image reconstruite. Le PSL est défini de la manière suivante :

$$\text{PSL} = 20 \log_{10} \left( \frac{\max(|sig|)}{\max(|noise|)} \right), \quad (14)$$

où  $\max(|noise|)$  correspond à l'amplitude maximale mesurée dans en dehors des diffuseurs ponctuels dans l'image  $\mathcal{O}(\vec{r}_p)$ , avant compression logarithmique.

### v. Différence d'intensité entre le pic et le centre

La différence d'intensité entre le pic et le centre (PCID pour Peak to Center Intensity Difference) quantifie la capacité à séparer deux diffuseurs dans l'image reconstruite (Fan, *et al.*, 2014) (Laroche, *et al.*, 2020). La PCID est une mesure de la valeur minimale de l'intensité dans les pixels qui séparent deux maxima correspondant aux diffuseurs. Deux diffuseurs sont considérés comme séparés si le PCID est au moins égal à -6 dB. Le PCID est calculé à la fois axialement et latéralement dans les images reconstruites  $\mathcal{O}_{dB}(\vec{r}_p)$ .

### vi. Profondeur de pénétration

La profondeur de pénétration en imagerie ultrasonore est la distance maximale à laquelle les ondes ultrasonores peuvent pénétrer dans les tissus et renvoyer des échos au transducteur avant d'être complètement atténuées (Schmerr, 2015). Elle dépend de plusieurs facteurs, tels que la fréquence  $f_0$  et les propriétés des tissus traversés. Les ondes ultrasonores de haute fréquence ont une faible profondeur de pénétration, car elles sont plus vite atténuées par les tissus. Inversement, les ondes ultrasonores de basse fréquence ont une plus grande profondeur de pénétration. Il existe donc un compromis entre la qualité d'image et la profondeur de pénétration. Ce phénomène est illustré dans la figure 2.13.

La profondeur de pénétration, notée  $P_{\max}$  est directement mesurée dans l'image reconstruite.

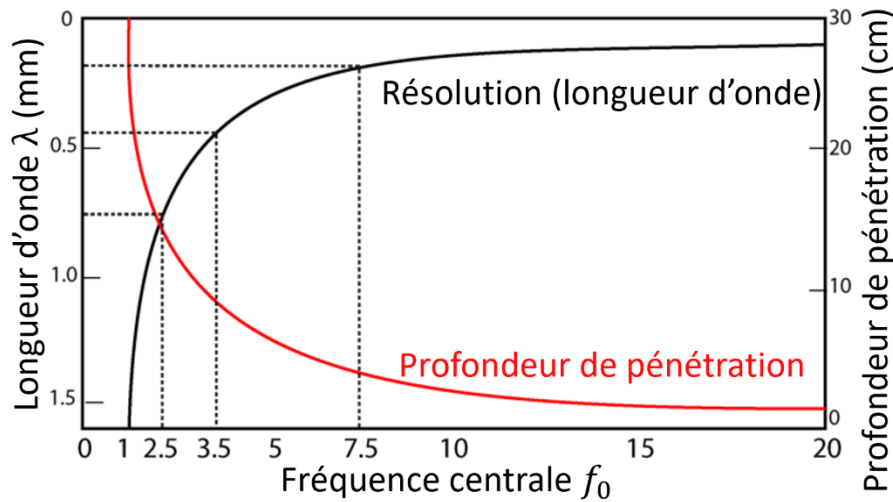


Figure 2.13 : Mise en évidence du compromis entre résolution (qualité d'image) et profondeur de pénétration. Les fréquences élevées sont plus atténuées que les fréquences graves, cependant les fréquences élevées donnent accès à meilleures images.

## h. Conclusion

Dans ce chapitre, les notions fondamentales concernant le fonctionnement de l'imagerie ultrasonore ont été détaillées. Les principes physiques de la propagation des ondes ultrasonores et différents schémas d'imagerie ont été décrits. Le compromis entre qualité et cadence d'image a été développé tout au long de ce chapitre. En effet, la meilleure qualité d'image est obtenue dans le cas d'acquisitions focalisées, qui est également le schéma d'acquisition avec la plus faible cadence d'image. Les acquisitions MLT permettent d'améliorer la cadence d'image des acquisitions focalisées, mais induisent une décroissance de la qualité d'image et permettent d'atteindre une cadence d'image relativement faible en comparaison des autres méthodes d'imagerie ultrarapides. L'imagerie PWI et DWI permet d'augmenter considérablement la cadence d'image, mais nécessite de réaliser plusieurs acquisitions successives pour former une image de haute qualité. Le compromis entre cadence et qualité d'image est donc toujours présent en imagerie ultrarapide. Enfin, l'imagerie STA permet de reconstruire des images avec une excellente qualité ; cependant la profondeur de pénétration et la cadence d'image sont plus faibles que dans les autres méthodes car un unique élément est utilisé pour chaque insonification. Un tableau récapitulatif des avantages et inconvénients des schémas d'imagerie présentées dans ce chapitre est proposé dans le tableau 2.2.

	Imagerie focalisée	MLT	PWI	DWI	STA
Res. Axiale	✓ ✓	✓	✓	✓	✓ ✓
Res. Latérale	✓ ✓	✓	✗	✗	✓ ✓
SNR	✓ ✓	✗	✗	✗	✗
CNR	✓ ✓	✗	✗	✗	✗
Pénétration	✓ ✓	✓	✓	✓	✗
Cadence d'image	✗ ✗	✗	✓ ✓	✓ ✓	✗

Tableau 2.2 : Représentation schématique des avantages et inconvénients des différentes techniques d'imagerie ultrasonore. L'imagerie focalisée permet d'obtenir des images de très bonne qualité, cependant la cadence d'image est trop faible pour observer de nombreux phénomènes transitoires. L'imagerie MLT permet d'accélérer l'imagerie focalisée, mais dégrade la qualité d'image, et la cadence d'image maximale reste peu élevée. Les méthodes d'imagerie par large front d'onde non focalisé (PWI et DWI) permettent d'atteindre des cadences d'images remarquables, mais souffrent d'un compromis entre cadence et qualité d'image. Enfin, l'imagerie STA permet d'obtenir une excellente qualité d'image, mais la profondeur de pénétration et la cadence d'image sont limitées.

Afin d'améliorer les méthodes existantes, il est nécessaire d'améliorer la cadence d'image sans dégrader la qualité. Pour cela, différentes approches seront proposées tout au long de ce manuscrit. Deux contributions principales seront développées. La première contribution concerne l'utilisation de séquences encodées spatio-temporellement pour accélérer les acquisitions STA. Cette approche consiste à émettre une onde ultrasonore de manière simultanée avec plusieurs émetteurs afin d'accélérer les acquisitions STA, et ainsi maximiser la cadence et la qualité d'image. Une approche analogue investiguée dans ce manuscrit est l'émission simultanée de plusieurs ondes planes angulées. Cette approche est également basée sur un encodage spatio-temporel et permet d'accélérer les acquisitions PWI.

## Chapitre III : Emissions codées pour l'imagerie ultrasonore

L'objectif de ce chapitre est de présenter les émissions codées de manière globale, puis dans le contexte de l'imagerie ultrasonore médicale. Tout d'abord, le concept des émissions codées est introduit afin d'en comprendre les concepts clés. Les propriétés d'orthogonalité, notion fondamentale relative aux codes, sont décrites. Les filtres de décodage ainsi que les excitations codées communément utilisées sont détaillés. La zone aveugle, véritable verrou de l'utilisation des codes longs en imagerie pulse-écho est décrite, suivi d'un état de l'art sur le cas particulier des émissions codées pour l'augmentation de la cadence en imagerie ultrasonore. Ces deux sections permettent de mettre en lumière la nécessité de développer des séquences orthogonales dédiées à l'imagerie ultrasonore simultanée codée. L'utilisation des codes long est nécessaire pour améliorer l'orthogonalité des séquences, à condition de s'affranchir de la zone aveugle.

### a. Introduction aux émissions codées

Les premières recherches sur les émissions codées ont commencé pendant la seconde guerre mondiale avec l'invention des techniques d'étalement de spectre (Markey & Antheil, 1941). Les émissions codées étaient utilisées pour simultanément brouiller les communications et les dissimuler (Betts, 1971). Aujourd'hui, les excitations codées sont utilisées quotidiennement dans les technologies GPS, RADAR, Wi-Fi et 4G/5G (Tsui, 2004)- (Miao, *et al.*, 2016).

Les émissions codées sont généralement utilisées lorsque plusieurs appareils transmettent simultanément des informations via un même canal partagé, qui peut être un câble, un satellite ou tout autre élément de la chaîne de transmission par lequel transitent les signaux. La communication simultanée, également appelée multiplexage dans le domaine des télécommunications, est rendue possible par l'attribution d'une signature unique, autrement appelé code, à chacun des émetteurs (Mohammady, 2019). En l'absence de codage, de fortes interférences ont lieu entre les signaux. Un exemple de communication simultanée est présenté dans la figure 3.1.

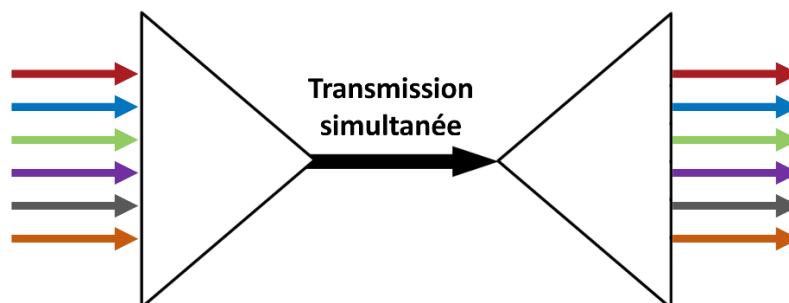


Figure 3.1 : Représentation schématique d'une communication simultanée. Chaque flèche de couleur représente un signal à transmettre. Afin de transmettre ces signaux simultanément via un canal partagé, il est nécessaire de les encoder avec une signature unique. L'effet des signatures sur les signaux sont compensées en réception, on parle alors de démultiplexage ou de décodage.

Ces signatures peuvent prendre différentes formes, telles que les approches d'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA pour Frequency Division Multiple Access), en temps (TDMA pour Time Division Multiple Access), ou en code (CDMA pour Code Division Multiple Access) (Richards, 2010) (Schwartz, 2012).

Dans l'approche FDMA, les communications simultanées sont réalisées par division de la bande passante du canal en de multiples sous bandes (Schwartz, 2012). Chaque appareil communique sur une bande de fréquence qui lui est propre afin de limiter les interférences. Cette approche est notamment utilisée pour la transmission simultanée de nombreuses stations de radio FM.

Dans l'approche TDMA, les communications simultanées sont réalisées par division temporelle de la bande passante du canal (Schwartz, 2012). Le temps disponible est réparti entre les différents utilisateurs, de sorte que chaque appareil communique pendant un temps donné, à tour de rôle, de façon quasi simultanée. Cette approche

est de moins en moins utilisée dans les télécommunications car elle nécessite une excellente synchronisation temporelle entre les différents appareils.

Dans l'approche CDMA, un code, autrement dit une signature unique est attribuée à chacun des appareils (Schwartz, 2012). Si l'ensemble des codes sont mutuellement décorrélés, alors tous les appareils peuvent communiquer simultanément grâce à l'identification unique apportée par les codes. Une illustration des différentes approches est proposée dans la figure 3.2.

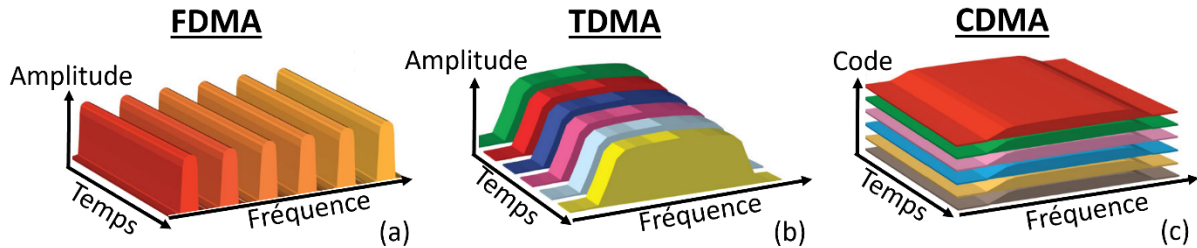


Figure 3.2 : Illustration de FDMA(a), TDMA(b) et CDMA(c). Dans l'approche FDMA, les communications simultanées sont réalisées par division de la bande passante en plusieurs sous-bandes disjointes. Dans l'approche TDMA, les communications simultanées sont réalisées par division du temps disponible. Dans l'approche CDMA, les communications simultanées sont réalisées par l'utilisation de codes larges bandes. Chaque couleur représente un appareil. Adapté de (Zhang, et al., 2013).

Dans le cadre de cette thèse, les méthodes de communications simultanées sont utilisées pour augmenter la cadence d'image dans le cadre de l'imagerie ultrasonore médicale. Ces communications simultanées sont réalisées par l'émission simultanée de plusieurs séquences codées par un certain nombre de transducteurs ultrasonores. Afin de mieux comprendre l'intérêt que peuvent avoir les émissions codées pour l'imagerie ultrasonore, il convient de définir les analogies suivantes qui seront utilisées dans la suite du manuscrit :

- Canal ↔ Milieu imagé
- Estimation de canal ↔ Imagerie ultrasonore
- Message ↔ Signal d'excitation
- Multiplexage ↔ Acquisitions simultanées
- Emetteurs ↔ Sonde d'imagerie en émission
- Récepteurs ↔ Sonde d'imagerie en réception

Dans le cadre de l'imagerie ultrasonore, de nombreux bénéfices peuvent être obtenus en utilisant les émissions codées. On peut citer notamment (Misaridis & Jensen, 2005a) :

- Augmentation du rapport signal sur bruit (SNR).
- Augmentation de la profondeur de pénétration ( $P_{max}$ ).
- Augmentation de la qualité d'image, rendue possible par la possibilité par exemple de réaliser des acquisitions à plus haute fréquence grâce à l'augmentation du SNR.
- Augmentation de la cadence d'image.

La figure 3.3 permet d'illustrer les avantages présentés ci-dessus, à l'exception de la cadence d'image, lors d'une acquisition clinique sur un volontaire sain (Misaridis & Jensen, 2005b).

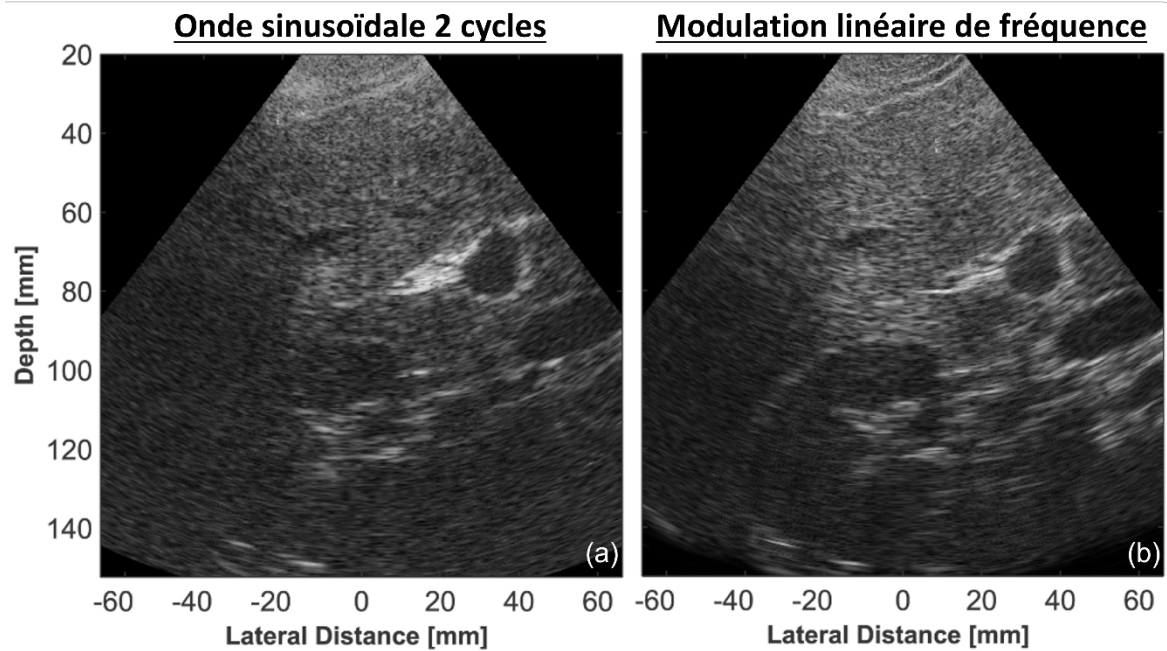


Figure 3.3 : Images reconstruites d'un rein droit avec une courte excitation non modulée (a) et avec une excitation codée consistant en un signal modulé linéairement en fréquence de durée  $20\mu\text{s}$ . (b). La gamme dynamique des images est de 45 dB. L'amélioration du SNR, de la profondeur de pénétration et de la qualité d'image sont clairement visibles à grandes profondeurs. Source : (Misaridis & Jensen, 2005b).

## b. Description des signaux codés

En imagerie ultrasonore conventionnelle, le signal d'excitation est généralement une courte impulsion monochromatique de durée inférieure à une microseconde. Cette courte durée d'excitation permet de maximiser la résolution spatiale (chapitre II-g), mais minimise l'énergie transmise dans le milieu d'intérêt. Une différence majeure entre une émission codée et une impulsion de courte durée classiquement utilisée en imagerie ultrasonore est le produit temps/largeur de bande fréquentielle (TBP). Le TBP mesure l'énergie théorique d'un signal après compression (Misaridis, 2001). Il est calculé à l'aide de la formule suivante :

$$\text{TBP} = T \cdot B, \quad (1)$$

où  $T$  correspond à la durée du signal et  $B$  à la largeur de bande fréquentielle du signal émis.

Considérons un émetteur centré autour de la fréquence centrale  $f_0$ . Lorsque cet émetteur transmet une courte impulsion de durée  $T$ , le signal résultant est à un signal large bande contenant toutes les fréquences dans la largeur de bande  $B = 1/T$  autour de  $f_0$  (Misaridis & Jensen, 2005a) (Bracewell, 1963). Le TBP d'une telle impulsion est donc de l'ordre de 1 car  $B = 1/T$ . En revanche, lorsque la durée d'impulsion augmente à largeur spectrale constante, ou que la largeur spectrale augmente pour une même durée, le TBP augmente. Les techniques de modulation permettent d'augmenter la largeur spectrale pour une même durée d'impulsion et réciproquement. Tous les signaux d'excitation dont le TBP est supérieur à 1 sont de facto des signaux codés qui peuvent être utilisés pour améliorer le SNR.

Afin de créer des séquences codées, différents types de modulations existent tels que les modulations d'amplitude, de phase et de fréquence. Un cas simple de modulation de phase est schématisé dans la figure 3.4. Dans ce cas, une séquence binaire de 4 bits, appelés symboles, est utilisée pour moduler un signal sinusoïdal. Chaque symbole est d'une durée fixe, noté ici  $T_b$ . La séquence codée résultante est visible dans la partie basse de la figure 3.4.

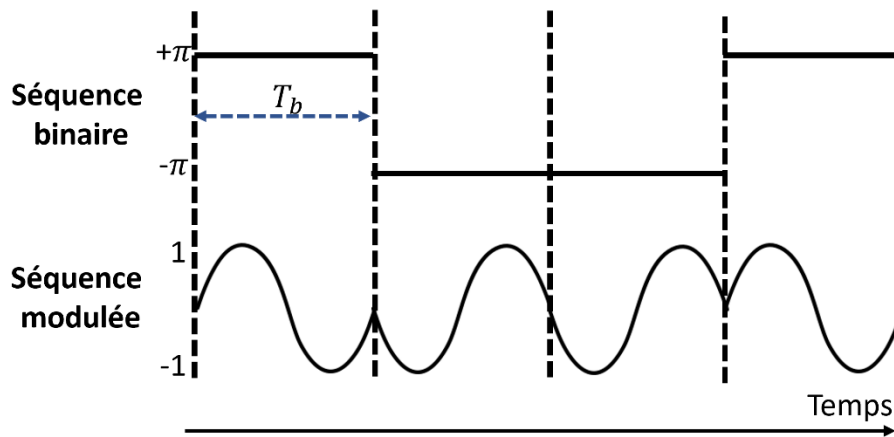


Figure 3.4 : Modulation binaire de phase (BPSK) d'un signal sinusoïdal sur 4 symboles. La séquence binaire est représentée dans la partie haute et la séquence modulée résultante dans la partie basse.

Ce schéma de modulation discret est appelé décalage de phase binaire (BPSK pour Binary Phase Shift Keying) (Mynbaev & Scheiner, 2020). Pour chaque symbole, la polarité d'un signal sinusoïdal est modulée par un code binaire. La modulation BPSK avec des codes courts a été extensivement étudié dans le cadre de l'imagerie ultrasonore médicale notamment à travers les codes de Barker et de Golay (Section III-e). La modulation PSK peut être étendue à plus de 2 valeurs, on parle alors de multiple-PSK ou MPSK. Les différentes valeurs discrètes utilisées sont généralement 4, 8 ou 16 (Mynbaev & Scheiner, 2020). La phase peut également être modulée de façon continue (CPM pour Continuous Phase Modulation). Cependant, les approches MPSK et CPM distordent fortement les signaux modulés par l'introduction de changements abruptes de phase (Mynbaev & Scheiner, 2020). Une illustration de modulation MPSK est montrée dans la figure 3.5. Dans le cadre de l'imagerie ultrasonore, l'émission de signaux CPM et MPSK peuvent être physiquement irréalisables et ainsi conduire à une forte décorrélation entre le signal d'excitation théorique et le signal réellement émis par la sonde, ce qui limite leur intérêt.

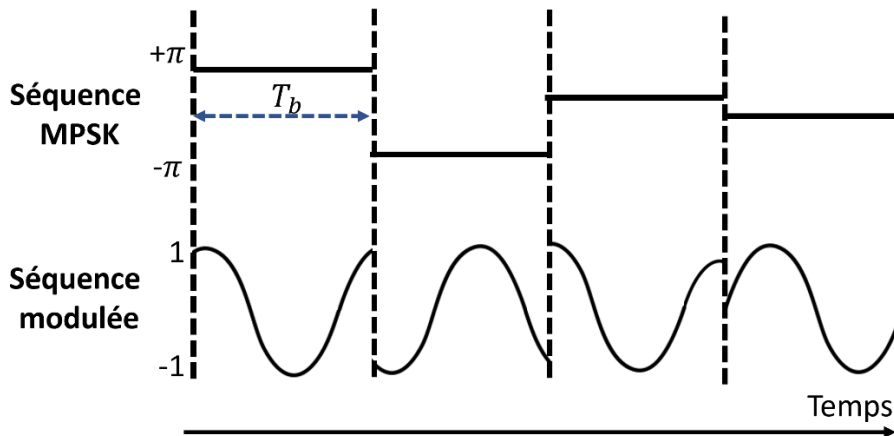


Figure 3.5 : Modulation MPSK d'un signal sinusoïdal sur 4 symboles. La séquence MPSK est représentée dans la partie haute et la séquence modulée résultante dans la partie basse. De fortes distorsions de phases sont induites par ce type de modulation.

Le principe de la modulation binaire de phase BPSK peut être également appliqué à la modulation de la fréquence porteuse. Dans ce cas, ce n'est plus la phase du signal sinusoïdal qui change à chaque symbole, mais sa fréquence  $f_0$ . Ce schéma de modulation est appelé modulation par décalage de fréquence binaire (BFSK pour Binary Frequency Shift Keying) (Xiong, 2006). La modulation BFSK peut également être étendu à plus de valeurs en fonction des propriétés de l'émetteur, généralement 4, 8 ou 16 valeurs distinctes (multiple-FSK ou MFSK) (Xiong, 2006). A notre connaissance, l'usage de modulations FSK n'a pas été étudié dans le cadre de l'imagerie ultrasonore simultanée. Une approche basée sur la modulation continue de la fréquence instantanée est extensivement étudié dans l'imagerie ultrasonore (Misaridis & Jensen, 2005a). Ces signaux sont décrits en détail dans la section IIIe-iii.



Différents types de modulations d'amplitude sont également utilisées dans les télécommunications tels que la modulation tout ou rien (OOK pour On-Off Keying) ou par déplacement d'amplitude (ASK pour Amplitude Shift Keying) (Xiong, 2006). Il est également courant de combiner de plusieurs types de modulation, telle que la modulation d'amplitude et de phase (APSK pour Amplitude and Phase Shift Keying) afin d'améliorer les propriétés de corrélation des séquences (Xiong, 2006).

### c. Propriétés d'orthogonalités des séquences codées

L'orthogonalité est la généralisation de la notion géométrique de perpendicularité (Sansone, 2004). L'orthogonalité de deux ou plusieurs séquences est donc une propriété mathématique selon laquelle le produit scalaire de deux séquences est nul pour toutes les valeurs de temps. Deux séquences sont orthogonales si et seulement si les deux séquences sont mutuellement perpendiculaires dans l'espace des signaux. Dans le contexte de cette thèse, où plusieurs séquences codées sont émises de manière simultanée, l'orthogonalité des séquences est une propriété fondamentale qui définit directement la qualité d'image atteignable.

L'orthogonalité de deux séquences est calculée par l'intercorrélation, autrement dénommée corrélation croisée. Pour deux séquences discrètes  $a^i(t)$  et  $a^j(t)$ , l'intercorrélation  $C_{i,j}(t)$  de ces 2 séquences est donnée par (Bracewell, 1963) (Box, *et al.*, 2008) :

$$C_{i,j}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a^i(t)a^j(t + \tau). \quad (1)$$

Une autre propriété importante d'une séquence codée est son autocorrélation. Pour une séquence  $a^i(t)$ , elle est calculée de la façon suivante :

$$A_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a^i(t)a^i(t + \tau). \quad (2)$$

Une représentation visuelle de ces deux notions fondamentales pour la suite du manuscrit est donnée dans la figure 3.6. L'intercorrélation, ici représentée par la courbe rouge, renseigne quantitativement sur l'amplitude des interférences entre deux séquences (ISC pour Inter Sequences Crosstalk). L'autocorrélation d'une séquence, ici représentée par la courbe bleue, communique des informations quantitatives sur la qualité atteignable du décodage par une méthode basée sur la corrélation (Section 3-d) :

- Le rapport entre la valeur maximale du pic d'autocorrélation et l'amplitude de l'intercorrélation renseigne quantitativement sur l'orthogonalité des deux séquences. Il est généralement exprimé en dB. Plus le pic d'autocorrélation est élevé et l'amplitude de l'intercorrélation faible, plus les séquences sont dites orthogonales. Ce rapport doit donc être maximisé.
- La largeur du lobe principal d'autocorrélation définit la résolution axiale atteignable pour la séquence émise après décodage. Il est donc primordial que la largeur du lobe principal d'autocorrélation soit la plus faible possible pour préserver une résolution axiale similaire à des acquisitions conventionnelles.
- Le rapport entre la valeur maximale du pic d'autocorrélation et les lobes secondaires définit le SNR des données décodées lors d'une émission non simultanée. Ce rapport doit donc être maximisé.

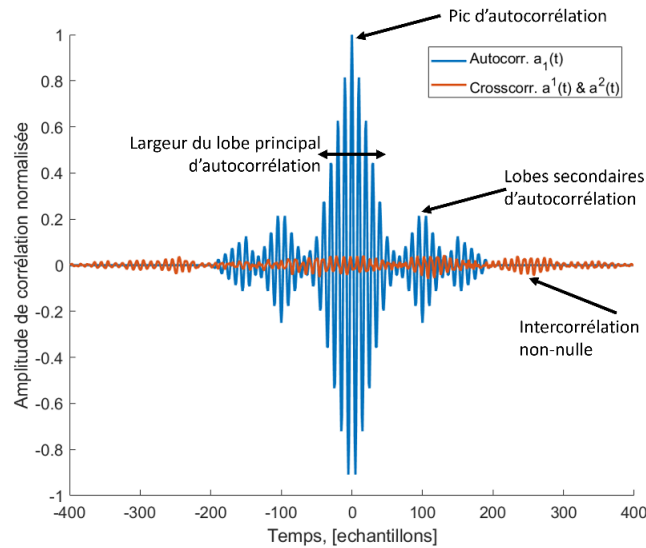


Figure 3.6 : Autocorrélation de  $a^i(t)$  (bleu) et intercorrélation entre  $a^i(t)$  et  $a^j(t)$  (rouge). Le rapport entre le pic d'autocorrélation et d'intercorrélation définit le niveau d'orthogonalité des séquences et doit être maximisé. Dans le cas de séquences parfaitement orthogonales, l'intercorrélation (rouge) serait nulle en tout temps.

Afin de réaliser des acquisitions ultrasonores simultanées, ces trois points doivent être étudiés pour définir des séquences optimales. Il est important de noter qu'il n'existe pas dans la littérature un type de séquence optimal pouvant être appliqué aux objectifs de transmissions simultanées ultrasonore. En effet, la création de séquences codées orthogonales est une thématique d'actualité dans laquelle des progrès sont réalisés régulièrement (Zhang, *et al.*, 2016) (Zhang, *et al.*, 2019) (Ramarakula & Ramana, 2019) (Xie & Sun, 2020) (Xie, *et al.*, 2022).

Nous montrons dans la section 3-g que les différents groupes de recherche qui ont précédemment essayés de réaliser des acquisitions ultrasonores simultanées ont tous été confrontés au même goulot d'étranglement, le manque de séquences mutuellement orthogonales. Pourtant, une solution existe pour améliorer les propriétés d'orthogonalité et n'a jamais été étudiée en imagerie ultrasonore : augmenter le nombre de symboles (Helleseth, 1976). Cette solution sera investiguée en détail dans les chapitres IV et V.

#### d. Filtrés de décodage conventionnels

Lors d'une acquisition avec des signaux codés, qui sont par définition plus long qu'une impulsion sinusoïdale conventionnelle, les signaux reçus ne sont pas directement exploitables pour la reconstruction d'images. Il est nécessaire de procéder à une étape additionnelle de décodage des signaux reçus. Leur longueur conduit à un étalement des réponses du milieu et à une perte de résolution. Une étape additionnelle de décodage, appelée compression d'impulsion, est réalisée afin de retrouver une résolution axiale comparable à celle d'une courte impulsion sinusoïdale avec un SNR amélioré (voir TBP, section III-b).

Dans le cas de transmissions simultanées, le filtre de décodage doit être capable de séparer la contribution de chacune des transmissions codées tout en limitant les interférences entre les séquences, en plus de « compresser » le signal reçu. Les interférences entre les séquences transmises (ISC) sont le premier facteur de dégradation de la qualité d'image en acquisitions simultanées. L'ISC se répercute dans l'image reconstruite comme du bruit dégradant la qualité d'image, ou pire, des échos fantômes pouvant perturber le diagnostic. Le choix du filtre de décodage est donc un paramètre clé car il définit directement la qualité d'image atteignable.

La Figure 3.7 schématise le décodage d'un signal d'excitation modulé linéairement en fréquence (chirp) dans le cas d'une transmission non simultanée. Le signal décodé ressemble au signal qui aurait été reçu dans le cas d'une courte impulsion sinusoïdale, avec une amplitude accrue car le TBP d'un signal modulé linéairement en fréquence est supérieur à celui d'une impulsion courte sinusoïdale. Les filtres de décodage qui représentent l'état de l'art sont décrits dans la suite de cette section.

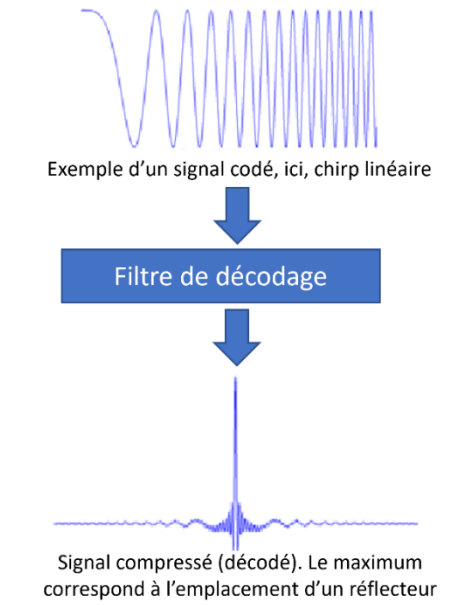


Figure 3.7 : Représentation schématique de l'effet d'un filtre de décodage pour un signal d'excitation modulé linéairement en fréquence.

### i. Filtre adapté

La théorie du filtre adapté a été développée dans les années 1950 pour optimiser la détection des cibles dans les systèmes radar (Woodward, 1953) (Turin, 1960). Le filtre adapté est un filtre linéaire invariant dans le temps qui fonctionne en corrélant un signal connu avec un signal inconnu pour détecter la présence du signal connu. Le filtre adapté optimise la probabilité de détection en maximisant le SNR en présence d'un bruit blanc gaussien (Misaridis & Jensen, 2005a) (Szabo, 2004). Le filtre adapté a une réponse impulsionnelle égale au signal d'entrée  $a(t)$  retourné temporellement, ce qui correspond à (Van Trees, 1968) :

$$h_{MF}(t) = a(\tau - t), \quad (3)$$

où  $h_{MF}(t)$  correspond à la réponse impulsionnelle du filtre adapté et  $\tau$  au décalage temporel du signal  $a(t)$ . Sous forme fréquentielle, la fonction de transfert du filtre adapté est la suivante:

$$H_{MF}(f) = A^*(f)e^{-j2\pi f\tau} = \frac{A^*(f)}{N(f)}, \quad (4)$$

où les lettres majuscules représentent les transformées de Fourier des signaux temporels correspondants et  $*$  représente le complexe conjugué. Dans le cas hypothétique où la transmission et l'acquisition de la séquence codée ne sont pas altérées par le bruit, la réponse du filtre adapté est mathématiquement équivalente à l'autocorrélation du signal transmis (Equation 2). Dans ce cas, l'amélioration du SNR est égale au TBP de la séquence émise (Kino, 1987).

### ii. Filtre de Wiener

Le filtre adapté offre une bonne stabilité par rapport au bruit d'acquisition, mais la résolution temporelle est sous-optimale (Kino, 1987) (Oppenheim & Schaffer, 1989). Il est donc nécessaire de trouver un filtre qui offre un compromis entre la résolution temporelle réalisable et la stabilité du bruit. Un filtre capable d'un tel compromis est le filtre de Wiener (Wiener, 1949). Le filtre de Wiener (nommé d'après la théorie de l'estimation optimale de Norbert Wiener) est un filtre linéaire invariant dans le temps dont le principe est de minimiser l'erreur quadratique moyenne un signal connu et un signal inconnu pour détecter la présence du signal connu (Van Trees, 1968). Le filtre de Wiener repose sur l'hypothèse que le signal et le bruit sont des processus décorrelés dont les caractéristiques spectrales sont connues (Oppenheim & Schaffer, 1989). Le filtre de Wiener est décrit de la façon suivante dans le domaine fréquentiel:

$$H_{WIENER}(f) = \frac{A^*(f)}{|A^*(f)|^2 + SNR(f)^{-1}}, \quad (5)$$

où  $SNR(f)$  correspond au rapport signal sur bruit dans les échos reçus  $y(t)$ . De cette équation, il est facilement déductible que dans les bandes de fréquences où  $SNR(f)$  est très élevé, soit  $SNR(f) \gg |A^*(f)|^2$ , le filtre de Wiener peut être approximé comme :

$$H_{WIENER}(f) \approx \frac{1}{A(f)}, \quad (6)$$

ce qui correspond à un filtre inverse (Kino, 1987). Pour les bandes de fréquences dans lesquelles  $SNR(f)$  est faible, soit  $SNR(f) \ll |A^*(f)|^2$ , le filtre de Wiener devient :

$$H_{WIENER}(f) \approx \frac{A^*(f)}{SNR(f)^{-1}}. \quad (7)$$

En comparant l'équation 4 avec l'équation 7, il est possible de déduire que dans le cas d'acquisitions fortement bruitées, le filtre optimal correspond au filtrage adapté.

### iii. Autres filtres de décodage

En présence d'atténuation dans les tissus, le support spectral des signaux reçus est modifié par rapport au support spectral du signal transmis (Section II-c). Afin de prendre en compte les effets de l'atténuation lors du décodage, l'utilisation d'une réplique du signal  $x(t)$  décalée en fréquence comme entrée du filtre choisi permet de prendre en compte l'atténuation lors du décodage. Ce type de filtre est appelé « mismatched » filter, ou filtrage inadapté. Un autre type de mismatched filter concerne la réduction des lobes secondaires d'autocorrélation. Pour cela, une fenêtre temporelle est appliquée sur le signal en entrée du filtre, tel que la fenêtre de Hamming, Hanning ou du Tukey. Un exemple de signal décodé par filtrage adapté et inadapté (fenêtrage temporel de Hamming) est présenté dans la figure 3.8.

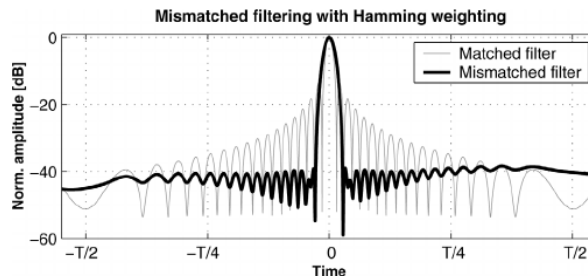


Figure 3.8 : Exemple de signaux décodés par filtrage adapté (gris) et inadapté (noir). L'application d'une fenêtre temporelle sur le signal  $x(t)$  en entrée du filtre permet de réduire l'amplitude des lobes secondaires d'autocorrélation. Il est possible de voir que cette réduction des lobes secondaires se fait au détriment de la résolution axiale : le lobe principal d'autocorrélation est plus fin lors du décodage par filtrage adapté. Source : (Misaridis & Jensen, 2005b)

La théorie du filtrage adapté peut également être étendue au bruit additif non gaussien, c'est-à-dire au bruit dont la densité de puissance  $N(f)$  est une fonction de la fréquence. Ce genre de filtres est dénommé filtre adapté généralisé et s'exprime de la façon suivante (Caulfield & Haimes, 1980) (Gustavsson & Börjesson, 1992) :

$$H(f) = \frac{A(f)}{N(f)} e^{-j2\pi f \tau}.$$

Récemment, le problème du décodage a été investigué par des approches d'apprentissage machine. Différents auteurs ont montré qu'en utilisant des approches de type réseaux de neurones profonds, les performances du filtre adapté peuvent être surpassées (Yan, *et al.*, 2022) (Gabbard, *et al.*, 2018) (Frag, 2022) (Nuhoglu, *et al.*, 2020) (Wu, 2019). Cependant, ces cas d'applications sont radicalement différents de l'imagerie ultrasonore puisqu'ils concernent principalement la détection de cibles isolées dans un environnement très bruité.

## e. Excitations codées usuelles

Dans cette partie, les différents signaux codés couramment utilisés dans la littérature sont décrits. Leurs caractéristiques ainsi que les différents avantages et inconvénients de chaque type d'excitation sont détaillés.

### i. Codes de Barker

Les codes de Barker, publiés en 1953 par Ronald Hugh Barker (Barker, 1953), sont une catégorie de codes binaires qui sont utilisés encore aujourd'hui dans les télécommunications. La raison principale de leur utilisation est que le rapport entre le pic principal et les lobes secondaires d'autocorrélation est plus élevé que celui d'une séquence pseudo-aléatoire quelconque pour un même nombre de symboles.

Ces codes sont limités à des durées très courtes : 2, 3, 4, 5, 7, 11 et 13 bits. L'intérêt des codes de Barker pour l'émission simultanée est réduit car les longueurs de codes disponibles ne permettent pas d'atteindre de bonnes propriétés d'intercorrélations. Cependant ces codes sont très utiles pour augmenter le TBP et donc le SNR en imagerie ultrasonore. La première utilisation des codes de Barker en imagerie US date de 1998, où Welch et Fox ont démontrés que les codes de Barker peuvent être utilisés pour augmenter significativement le SNR des acquisitions (Welch & Fox, 1998). Depuis, de nombreux articles ont étudiés l'intérêt de ces codes pour augmenter le SNR en imagerie US (Chiao & Xiaohui, 2005) (Kim, *et al.*, 2012) (Song, *et al.*, 2015) (Misaridis & Jensen, 2005a) (Pialot, *et al.*, 2022).

### ii. Codes de Golay

Les codes de Golay sont des codes binaires publiés en 1961 par Marcel Golay (Golay, 1961). Généralement utilisés par paires, ils sont théoriquement capables de supprimer les lobes secondaires d'autocorrélation grâce à une propriété appelée complémentarité. Les fonctions d'autocorrélation des deux codes d'une paire de Golay ont des lobes secondaires de même amplitude mais de signes inverses, qui s'annulent lorsque les deux autocorrélations sont additionnées. La complémentarité des séquences de Golay est schématisée dans la figure 3.9.

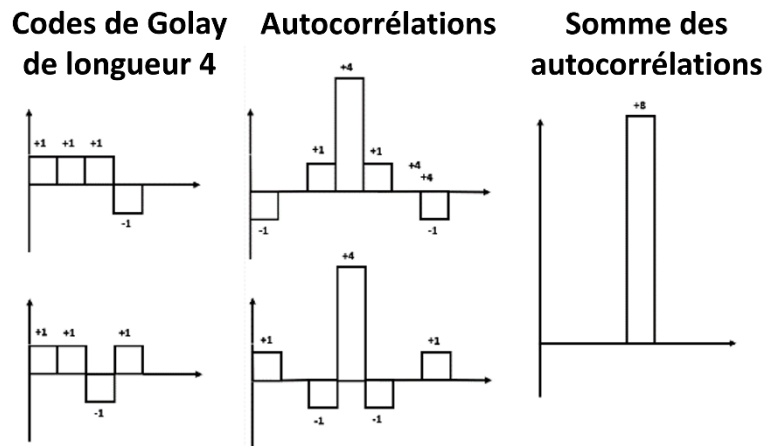


Figure 3.9 : Illustration de la complémentarité des codes de Golay. Les fonctions d'autocorrélation d'une paire de codes de Golay ont des lobes secondaires de même amplitude mais de signe inverse. Lorsque celles-ci sont sommées, les lobes secondaires sont annulés. Adapté de (Fan, *et al.*, 2019).

L'utilisation des codes complémentaires de Golay diminue la cadence d'image d'un facteur 2 car les deux codes d'une paire de Golay doivent être transmis de manière successive. L'amélioration de la qualité d'image se fait donc au détriment de la cadence d'image, ce qui limite leur intérêt dans le cadre de cette thèse. Néanmoins, les codes de Golay sont fortement étudiés par la communauté de l'imagerie US (Chiao & Thomas, 2000) (Chiao & Thomas, 2000) (Bae, *et al.*, 2002) (Misaridis & Jensen, 2005a) (Chiao & Xiaohui, 2005) (Leavens, *et al.*, 2007) (Zhou, *et al.*, 2012) (Trots, *et al.*, 2015) (Trots, *et al.*, 2011).

Chiao et Thomas ont proposés en 2000 d'utiliser les codes de Golay pour améliorer le SNR dans le cadre de l'imagerie par synthèse d'ouverture (STA) (Chiao & Thomas, 2000). Dans (Bae, *et al.*, 2002), les auteurs proposent d'émettre simultanément des séquences de Golay orthogonales afin d'éviter la perte en cadence d'image inhérente aux codes de Golay. Sur un milieu simple, les auteurs obtiennent un gain en SNR de 10dB par rapport à des acquisitions conventionnelles. Dans (Chiao & Xiaohui, 2005), Chiao *et al.* démontrent la pertinence d'utiliser des codes de Golay pour des applications cliniques. Cependant, les auteurs concluent que l'utilisation de signaux à modulation linéaire de fréquence (voir ci-dessous Section 3.e.iii) améliore davantage la qualité d'image, notamment en cas de mouvement dans les tissus et/ou d'atténuation. Dans (Misaridis & Jensen, 2005a), Misaridis et Jensen comparent les codes de Golay à différents signaux modulés linéairement en fréquence. Comme dans (Chiao & Xiaohui, 2005), les auteurs concluent que les signaux modulés linéairement en fréquence sont supérieurs aux codes de Golay, dans le cas où l'objectif visé est l'augmentation du SNR et donc de la qualité d'image. D'autres exemples d'applications des codes de Golay pour l'augmentation de la qualité d'image incluent (Leavens, *et al.*, 2007) (Zhou, *et al.*, 2012) (Trots, *et al.*, 2015) (Trots, *et al.*, 2011).

### iii. Signaux à modulation continue de fréquence

Les signaux à modulation continue de fréquence sont des signaux largement utilisés dans l'ensemble des domaines des télécommunications. Ce type de signaux, appelés communément chirps, sont caractérisés par une variation de la fréquence instantanée au cours du temps. Cette variation est généralement linéaire, mais elle peut être exponentielle, quadratique ou prendre encore d'autres formes (Xiong, 2006). Les signaux chirps sont très efficace pour augmenter le TBP car ils permettent d'utiliser l'ensemble de la bande passante disponible. Une représentation temps-fréquence d'un chirp à évolution de fréquence linéaire est visible dans la figure 3.10. Un signal chirp à évolution de fréquence linéaire est décrit par :

$$a(t) = \sin\left(2\pi f_0 t + \pi \frac{B}{T} t^2\right), \quad (1)$$

où  $f_0$  désigne la fréquence centrale du chirp,  $B$  la bande passante désirée et  $T$  la durée totale du signal chirp.

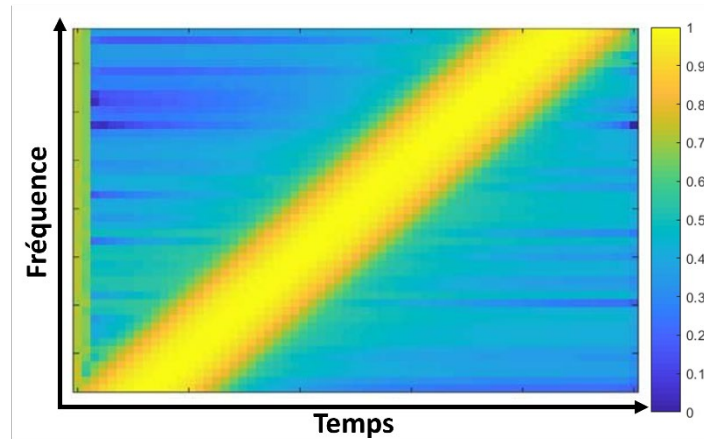


Figure 3.10 : Représentation temps-fréquence (spectrogramme) d'un signal chirp à évolution de fréquence linéaire.

Les signaux chirps ont été extensivement étudiés par la communauté de l'imagerie US. Pedersen et al. (Pedersen, et al., 2003) ont étudiés la pertinence d'utiliser des signaux chirps pour l'imagerie clinique en 2003. Les auteurs montrent que l'utilisation de chirps permet d'augmenter la qualité d'image générale et la profondeur de pénétration. Leurs résultats sont soutenus par différentes métriques quantitatives ainsi qu'une évaluation subjective effectués par 3 radiologues, qui ont pour tâche de comparer à l'aveugle les image reconstruites lors d'acquisitions conventionnelles et d'acquisitions chirps. Les résultats de cette étude sont sans équivoque puisque les 3 radiologues préfèrent globalement les images acquises avec chirps. Par ailleurs, de nombreux papiers démontrent l'intérêt des chirps pour l'imagerie de flux (Jensen & Nikolov, 2004) (Pialot, *et al.*, 2022) (Ecarlat, *et al.*, 2022), l'imagerie harmonique (Arif, *et al.*, 2010) (Borsboom, *et al.*, 2005) ainsi que l'imagerie haute fréquence (Passmann & Ermert, 1996) (Mamou, *et al.*, 2008).

Les codes de Barker, de Golay et les chirps sont les 3 types d'émissions codées les plus utilisés en imagerie US.

#### iv. Codes de Gold

Les séquences de longueur maximales (Maximum Length Sequences, m-sequences) sont un type de séquences binaires pseudo-aléatoires. Les m-séquences sont générées à l'aide de polynômes dont les coefficients sont premiers entre eux. Les coefficients du polynôme sont alors utilisés en entrée d'un registre à décalage à rétroaction linéaire (LFSR pour Linear feedback shift registers) (Sarwate & Pursley, 1980) (Golomb, 1994). Pour une séquence polynomiale initiale, un jeu de m-séquences est créé en décalant les états du registre à l'aide de OU exclusifs (XORs) entre les différents bits de la séquence. De cette manière, pour une séquence polynomiale initiale de  $n$  bits, la m-séquence résultante est de  $2^n - 1$  symboles ou  $n$  est un entier positif.

Les codes de Gold sont une forme particulière de m-séquences inventés par Robert Gold en 1967 (Gold, 1967). Un ensemble de codes de Gold est généré en combinant deux m-séquences contenant le même nombre de symboles. Les deux m-séquences sont placées en entrée d'un LFSR (Helleseth, 2002). La combinaison de chaque position relative de symbole crée une séquence de Gold. Un ensemble de codes de Gold est constitué de l'ensemble des séquences résultantes ainsi que des deux m-séquences originelles, formant ainsi un ensemble de  $2^{n+1}$  séquences de  $2^n - 1$  symboles, ou  $n$  est un entier positif.

Ces codes sont utilisés quotidiennement dans des applications où les communications simultanées sont fondamentales, tel que les télécommunications 4G/5G (Bae, *et al.*, 2019) et la navigation GPS (Borre, *et al.*, 2006). Les codes de Gold existent pour des valeurs  $n$  de 5, 6, 7, 9, 10 et 11, soit de 31 à 2047 symboles. Leur usage est lié à leurs propriétés de corrélation très avantageuses, soit de faibles intercorrélations, un pic principal d'autocorrélation marqué et lobes secondaires réduits. La valeur absolue maximale d'intercorrélations dans un ensemble de  $2^n + 1$  séquences de Gold de longueur  $2^n - 1$  est de  $2^{(n+2)/2} + 1$  pour  $n$  pair et de  $2^{(n+1)/2} + 1$  pour  $n$  impair. L'utilisation de ces codes dans la littérature ultrasonore se limite à la localisation d'objets à l'intérieur de bâtiments (Hazas & Hopper, 2006) (Paredes, *et al.*, 2018). A notre connaissance, les codes de Gold n'ont jamais été utilisés pour l'imagerie ultrasonore. L'explication logique à cela est la durée des codes qui aurait pour effet de créer une zone aveugle importante en imagerie pulse-écho (voir Section 3.f).

#### v. Codes de Kasami

Les codes de Kasami sont une famille de m-séquences inventés par Tadao Kasami en 1966 (Kasami, 1966). Un ensemble de codes de Kasami est constitué de  $2^{n/2} + 1$  séquences d'une longueur de symboles  $2^n - 1$ , ou  $n$  est un entier positif et pair. Les différentes séquences au sein d'un ensemble de Kasami ont des propriétés de corrélation très intéressantes puisque la valeur absolue maximale d'intercorrélations au sein d'un set de Kasami est de  $2^{n/2} + 1$ . Il a été montré que dans certains cas, les codes de Kasami ont de meilleures propriétés de corrélation que les séquences de Gold (Urena, *et al.*, 2007) (Kettunen, 1997) (Dziri, *et al.*, 2001). L'utilisation des codes de Kasami en imagerie US se limite à une unique contribution, dans laquelle les auteurs reconstruisent un unique diffuseur avec une résolution améliorée mais une très forte dégradation du SNR (Diego, *et al.*, 2012).

#### vi. Autres séquences

Les différentes lignes d'une matrice de Hadamard forment des séquences binaires orthogonales entre elles (Hadamard, 1983). Ces séquences pourraient constituer un bon choix de séquences binaires pour effectuer des acquisitions simultanées avec modulations BPSK. Cependant, le lobe principal d'autocorrélation de ces séquences est extrêmement large, ce qui limite leur utilisation en imagerie ultrasonore sous peine de dégrader très fortement la résolution spatiale.

D'autres types de codes communément utilisés sont les codes correcteurs d'erreurs. Leur principe est d'introduire une redondance dans la séquence encodée. Cette redondance rend ces codes théoriquement plus résistants aux interférences. Les codes correcteurs les plus utilisés sont les Turbo codes (Berrou, *et al.*, 1993) et les codes LDPC, pour Low-Density Parity Check (Gallager, 1963). Cependant, dans le cas de l'imagerie ultrasonore, où le problème à résoudre est la cartographie d'un grand nombre de diffuseurs avec une grande dynamique, le principe de la correction d'erreur n'est pas envisageable.

## f. Définition de la zone aveugle en imagerie pulse-écho

La zone aveugle en imagerie ultrasonore correspond à une zone de l'image où les échos ultrasonores réfléchis par le milieu ne sont pas réceptionnés par la sonde. La zone aveugle est créée par la saturation des éléments actifs pendant l'émission (Hernandez, *et al.*, 2007). En effet, la tension d'émission envoyée dans les éléments piézo-électriques de la sonde est généralement de plusieurs dizaines de Volts, alors que l'énergie mécanique qui revient au transducteur lors de la réception des échos est extrêmement faible en comparaison, quelques mV tout au plus. De ce fait, la tension d'émission étant bien plus importante que la tension du signal reçu, les récepteurs sont « saturés » pendant la phase d'émission de l'onde. Une illustration du phénomène de zone aveugle en imagerie pulse-écho dans une configuration mono-sonde est présenté dans la figure 3.11.

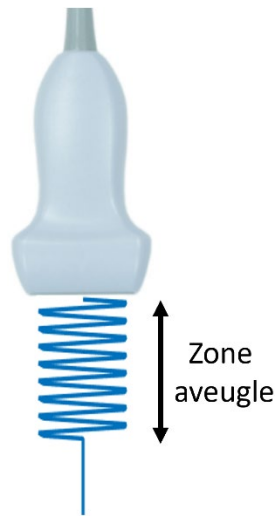


Figure 3.11 : Illustration de la zone aveugle en imagerie ultrasonore pulse-écho.

En imagerie pulse-écho avec émission d'ondes courtes, la zone aveugle existe mais n'est généralement pas problématique par sa faible taille. A titre indicatif, lors de l'excitation d'un transducteur avec 3 cycles de sinusoides à une fréquence centrale  $f_0$  de 8.5 MHz, la zone aveugle théorique est d'environ 0.25mm. Dans le cas d'un code quelconque d'une durée de 45 $\mu$ s, la zone aveugle théorique est de plus de 33mm. La zone aveugle est illustrée au travers des données acquises expérimentalement dans la figure 3.12.

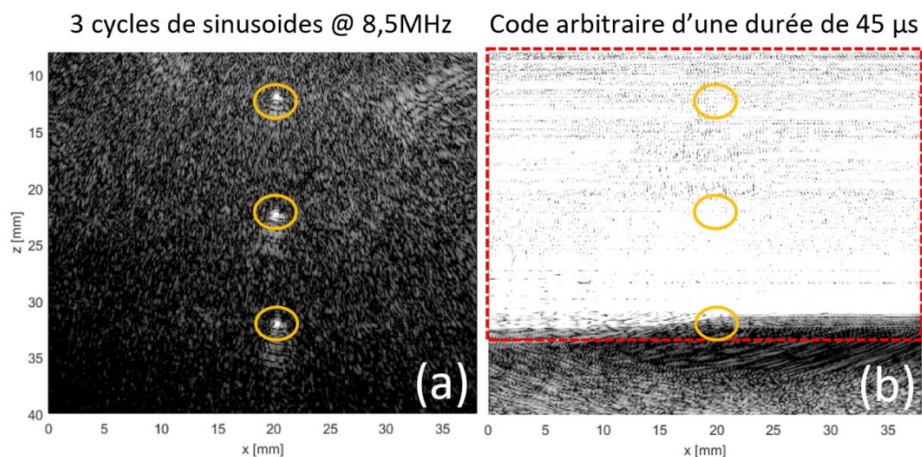


Figure 3.12 : Images reconstruites d'un milieu composé de 3 fils (encadrés en jaune) dans un milieu diffusant. A gauche (a), image reconstruite après émission de 3 cycles de sinusoides à la fréquence 8.5 MHz. A droite (b), image reconstruite après l'émission d'un code de 45  $\mu$ s. Durant l'émission du signal de 45  $\mu$ s, la sonde ne peut pas enregistrer les échos des 3 diffuseurs car la réception est saturée par le signal d'émission. La zone aveugle est mise en avant par un carré rouge aux contours pointillés.



*La sonde utilisée est une sonde L12-5 linéaire 128 éléments. Le système d'acquisition est un système Pioneer AWG de la société TPAC.*

Afin d'améliorer l'orthogonalité des séquences, il est nécessaire d'augmenter la durée des codes transmis. La conséquence est l'augmentation de la taille de la zone aveugle. Dans le cadre de cette thèse, la solution retenue pour s'affranchir de la zone aveugle consiste à dissocier les émetteurs et récepteurs par l'utilisation de deux sondes distinctes. Cette solution est décrite plus en détail dans le Chapitre 4.

#### g. Excitations codées pour l'augmentation de la cadence d'image ultrasonore

Ce cas spécifique d'utilisation des émissions codées a déjà été étudié par différents groupes de recherche. L'une des premières méthodes permettant d'augmenter la cadence d'images par l'utilisation des émissions codées a été proposé par (Misaridis & Jensen, 2005c). Dans ce papier, différentes stratégies sont proposées pour l'amélioration de la cadence d'image. En se basant uniquement sur des simulations numériques de milieux peu complexes, les auteurs montrent qu'un gain en cadence d'image de 2 peut être atteint en utilisant différentes combinaisons de signaux chirps linéaires ou de signaux binaires modulés en phase. Les auteurs concluent que le gain potentiel en cadence d'image est limité par les propriétés de corrélations des séquences. Celles-ci sont intrinsèquement limitées par la faible durée d'émission disponible en acquisition pulse-écho.

Gran et Jensen (Gran & Jensen, 2008) ont proposé une méthode d'encodage spatio-temporel basée sur la transmission de séquences binaires pseudo-aléatoires modulées en phase (BPSK). Les auteurs proposent un modèle direct pour décrire la propagation des séquences codées et reconstruire les images par résolution du problème inverse associé. Deux émetteurs sont utilisés simultanément afin de réduire le nombre d'acquisitions nécessaires en imagerie STA et ainsi doubler la cadence d'image. Les séquences étant parfaitement orthogonales, la contribution de chaque émetteur dans les échos reçus peut être parfaitement séparée. Cependant, en raison de l'absence de codes mutuellement orthogonaux, les auteurs limitent leur étude à seulement deux émetteurs simultanés.

En 2000, Kazys et al. proposent d'utiliser des séquences binaires pour moduler la phase d'un signal sinusoïdal (Kazys, *et al.*, 2000). Comme précédemment, la méthode proposée est limitée à deux émetteurs simultanés ce qui limite le gain atteignable en cadence d'image. La même année, Chiao et Thomas ont proposé d'utiliser des codes de Golay mutuellement orthogonaux pour augmenter la cadence d'image. Cependant, la méthode est encore une fois limitée à 2 émetteurs simultanés (Chiao & Thomas, 2000). Misaridis, Fink et Jensen ont proposés une méthode prometteuse basée cette fois sur la modulation en fréquence (Misaridis, *et al.*, 2002). Les auteurs montrent qu'un gain en cadence d'image de l'ordre de 25 peut être réalisé par rapport à des acquisitions conventionnelles. Cependant, cette méthode est validée uniquement sur un milieu peu complexe pour lequel la résolution spatiale est fortement dégradée.

Les signaux chirps peuvent également être utilisés pour améliorer la cadence d'image. Yoon et al. (Yoon, *et al.*, 2012) proposent de les utiliser pour accélérer l'imagerie focalisée en émettant simultanément plusieurs chirps orthogonaux en différents points focaux. Sur un milieu peu complexe, les auteurs montrent que cette méthode permet d'améliorer la cadence d'image sans détérioration importante de la qualité. Le gain en cadence d'image est cependant limité car seulement 2 chirps sont émis simultanément. En 2016, Lashkari *et al.* (Lashkari, *et al.*, 2016) proposent de combiner des signaux chirps avec des codes de Golay pour former des séquences faiblement corrélées entre elles. La méthode est évaluée avec 5 émetteurs actifs simultanés. Les auteurs montrent que la cadence d'image peut être doublée, cependant, la qualité d'image est fortement dégradée. Les limitations de cette méthode sont encore une fois relatives à l'orthogonalité des séquences ; le crosstalk inter-séquences étant un frein à l'augmentation de la cadence d'image.

Le concept d'émissions codées pour l'augmentation de la cadence d'image a également été étudié dans le cadre de l'imagerie par ondes planes. Dans cette méthode, plusieurs ondes planes codées angulées sont émises simultanément. Cette technique permet de bénéficier des avantages de la sommation cohérente de multiples ondes planes sans dégradation de la cadence et a été initialement étudiée par Bujoreanu dans (Bujoreanu, 2017) et (Bujoreanu, *et al.*, 2017). Ce concept d'ondes planes simultanées sera utilisé et validé expérimentalement dans le chapitre 6 du manuscrit.

Il existe dans la littérature seulement 2 contributions d'imagerie ultrasonore avec des codes longs. Dans (Isla J & Cegla F, 2019), les auteurs utilisent des codes longs créés par modulation BPSK. Ces séquences codées sont désignées entrelacées d'intervalles de 0, en d'autres termes, des périodes pendant lesquelles les éléments de la sonde passent en mode réception afin de recevoir les échos. Cette approche permet donc d'utiliser la même sonde pour émettre et recevoir en s'affranchissant de la zone aveugle. Cependant, les résultats de cet article sont limités à des milieux simples avec une qualité d'image dégradée. Récemment, Kaddoura et Zemp ont proposé d'accélérer l'imagerie STA en utilisant un nouvel ensemble de codes quasi orthogonaux appelés codes de Hadamard à intervalles apériodique (HAPI) (Kaddoura & Zemp, 2022). Ces codes sont parcimonieux et 3-états. Le principe de ces codes et d'utiliser des intervalles apériodiques entre chacun des symboles, en suivant la règle de Golomb (Sidon, 1932). Les emplacements des symboles non nuls sont donc espacés d'intervalles qui ne se répètent pas, ce qui permet d'obtenir des séquences avec de très bonnes propriétés de corrélations. La méthode est évaluée uniquement à travers des simulations numériques. Les auteurs démontrent que l'utilisation des codes HAPI permet l'acquisition d'un jeu complet de données STA en une unique insonification avec une sonde 128 éléments. Les résultats présentés sont extrêmement prometteurs car la qualité et la cadence d'image sont augmentés par rapport à un STA conventionnel. Néanmoins, trois problèmes subsistent. Premièrement, les codes HAPI sont extrêmement longs par la nécessité de former des intervalles apériodiques. Le gain en cadence d'image est très limité, 183 Hz avec les codes HAPI contre 130 Hz en imagerie STA conventionnelle, dans le milieu considéré par les auteurs. De plus, cette approche est uniquement évaluée en simulation. Il est difficile de quantifier si cette méthode peut être réalisée expérimentalement. Finalement, par les possibilités de simulations numériques, les auteurs se sont affranchis de la zone aveugle. L'étude de cet article ne pourrait être réalisée expérimentalement en l'état.

### h. Comparaison de l'imagerie simultanée pour les acquisitions radar et ultrasonores

Dans cette partie, une comparaison entre les acquisitions simultanées en radar et en imagerie ultrasonore est présentée. Cette comparaison permet de mettre en lumière les difficultés supplémentaires existantes dans le cas de l'imagerie ultrasonores simultanée codée par rapport aux acquisitions radar :

- Dans les systèmes radar, la bande passante est extrêmement large, généralement de plusieurs dizaines de MHz à plusieurs GHz. Par ailleurs, le support spectral des signaux transmis est relativement étroit, quelques MHz tout au plus, ce qui facilite les communications simultanées. En comparaison, la bande passante disponible en imagerie ultrasonore est bien plus limitée que celle disponible dans les systèmes radar. Elle est généralement de seulement quelques MHz dans les sondes utilisant des technologies piézo-électriques et, au mieux, de quelques dizaines de MHz dans les technologies de sondes CMUT. Cela représente plusieurs ordres de grandeur de moins que les bandes passantes utilisées dans les systèmes radar. Cette faible largeur de bande compromet l'orthogonalité des séquences et donc, favorise les interférences entre les séquences, dégradant ainsi la qualité d'image.
- Dans les systèmes radar, les cibles à imager sont généralement espacées de l'émetteur, et la vitesse de propagation extrêmement élevée. Cela autorise l'utilisation de codes longs pour assurer une bonne orthogonalité des codes émis. Du fait de l'impossibilité de transmettre et recevoir simultanément en imagerie ultrasonore, les acquisitions conventionnelles de type pulse-écho limitent l'utilisation des codes longs sous peine de voir apparaître une zone aveugle devant la sonde. Cette faible longueur de code compromet l'orthogonalité des séquences et donc, favorise les interférences entre les séquences.
- Dans le cas des systèmes radar, le problème à résoudre est la détection de cibles parcimonieuses. Dans le cas de l'imagerie ultrasonore, le problème est de cartographier une multitude de diffuseurs, plusieurs millions dans le cas des tissus biologiques humains, avec une plage dynamique idéale de 60 dB.
- Dans les systèmes radar, les ondes électromagnétiques sont peu perturbées par la transmission dans l'air. En imagerie ultrasonore, les tissus biologiques atténuent et distordent fortement les ondes ultrasonores y compris de façon non-linéaire, ce qui complique le décodage des séquences.

- Enfin, les systèmes radar sont généralement conçus pour émettre des émissions codées. Pour les échographes, au contraire, l'émission de séquences codées demande des électroniques complexes qui ne sont classiquement pas disponibles.

### i. Conclusion

Ce chapitre visait à décrire les notions fondamentales concernant les émissions codées qui seront utilisées dans les prochains chapitres. Les émissions codées ont été introduites. Le concept d'orthogonalité des séquences ainsi que la méthodologie pour la quantifier a été introduite. Les filtres de décodage courants ont été décrits. Enfin, la zone aveugle a été décrite, suivie d'un état de l'art sur les émissions codées pour accélérer la cadence d'image en imagerie ultrasonore médicale.

Il a été montré que les différents groupes de recherche qui ont cherché à exploiter les émissions codées pour l'augmentation de la cadence d'image ont tous été confrontés au même problème : le manque de séquences mutuellement orthogonales. Aucune étude n'a été en mesure de résoudre le compromis entre cadence et qualité d'image en imagerie ultrasonore codée simultanée. Nous proposons dans cette thèse d'utiliser des codes longs qui, par définition, ont de meilleures propriétés d'orthogonalité que des codes courts. Cette solution n'a jamais été étudiée auparavant car les codes longs entraînent une zone aveugle importante. Il sera proposé dans le chapitre 4 de dissocier émetteurs et récepteurs pour s'affranchir de la zone aveugle et permettre ainsi l'utilisation de codes longs.

## Chapitre IV : Méthodologie - Imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture simultanée codée

Ce chapitre traite de l'application des émissions codées pour augmenter la cadence d'image en imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture (STA). La stratégie d'acquisition utilisée, connue sous le nom d'imagerie STA simultanée codée, consiste à utiliser plusieurs émetteurs simultanément pendant la phase d'émission, chacun transmettant un code, puis à décoder les signaux reçus pour former une image. L'imagerie STA simultanée codée permet de réduire le nombre d'acquisitions successives nécessaires pour former une image, accélérant ainsi le processus d'imagerie STA. Après avoir exposé le principe d'acquisition, nous procédons à la formulation du modèle direct associé. Nous décrivons ensuite les solutions mises en œuvre pour le décodage des signaux reçus et la reconstruction de l'image. La configuration expérimentale utilisée est détaillée, mettant en évidence la présence d'une zone aveugle lors de l'imagerie mono-sonde. Nous présentons ensuite la solution proposée pour résoudre ce problème, qui consiste à séparer les émetteurs et les récepteurs en utilisant deux sondes distinctes. Le choix des séquences optimales pour l'imagerie STA simultanée codée est ensuite détaillé à travers une étude paramétrique. Enfin, le gain théorique de cadence d'image en imagerie STA simultanée codée est discuté.

### a. Principe d'acquisition par synthèse d'ouverture simultanée codée

L'imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture (STA) a été décrite en détail dans le chapitre II. Afin de reconstruire une image, chaque élément de la sonde émet successivement une onde dans le milieu. Les échos générés dans le milieu sont ensuite captés par les éléments en réception. Les sondes d'imagerie ultrasonore médicale comportant généralement plusieurs dizaines d'éléments actifs, le nombre total d'insonifications successives  $N_{STA}$  est nécessairement élevé, ce qui limite la cadence d'image. Afin d'augmenter la cadence d'image, une première approche consiste à décroître le nombre d'éléments  $N_{STA}$  utilisés en émission (sparse STA) (Lockwood, *et al.*, 1998). Cependant, cette approche induit une décroissance de la qualité d'image et ne résout donc pas le compromis entre cadence et qualité d'image. Une solution alternative pour diminuer le nombre d'insonifications successives nécessaires à la formation d'une image consiste à émettre simultanément  $N_{Tx}$  séquences codées avec  $N_{Tx}$  émetteurs (Lashkari, *et al.*, 2016) (Gran & Jensen, 2008) (Misaridis & Jensen, 2005c) (Kaddoura & Zemp, 2022). On parle alors d'imagerie CS-STA pour Coded Simultaneous Synthetic Transmit Aperture. Ces trois approches sont schématisées dans la figure 4.1.

En imagerie CS-STA, il est essentiel d'effectuer un encodage spatio-temporel des transducteurs actifs. En d'autres termes, chaque émetteur doit transmettre une séquence qui lui est spécifique, idéalement orthogonale aux autres séquences transmises. Si cette condition n'est pas respectée et que chaque émetteur transmet la même séquence ou des séquences fortement corrélées entre elles, les contributions de chaque émetteur se mélangent et il devient difficile, voire impossible de déterminer l'origine spatiale des émetteurs. Ce phénomène est illustré dans la figure 4.2. Dans la partie gauche, 4 émetteurs transmettent une même séquence non codée qui est ensuite réfléchiée par un diffuseur ponctuel. Dans la partie de droite, l'amplitude des échos reçus est schématisée. Sans information a priori sur la position du diffuseur, il est impossible de déterminer l'origine spatiale de chacun des échos reçus. Pour pallier cela, chaque émetteur doit émettre un signal orthogonal et séparable a posteriori de celui des autres émetteurs.

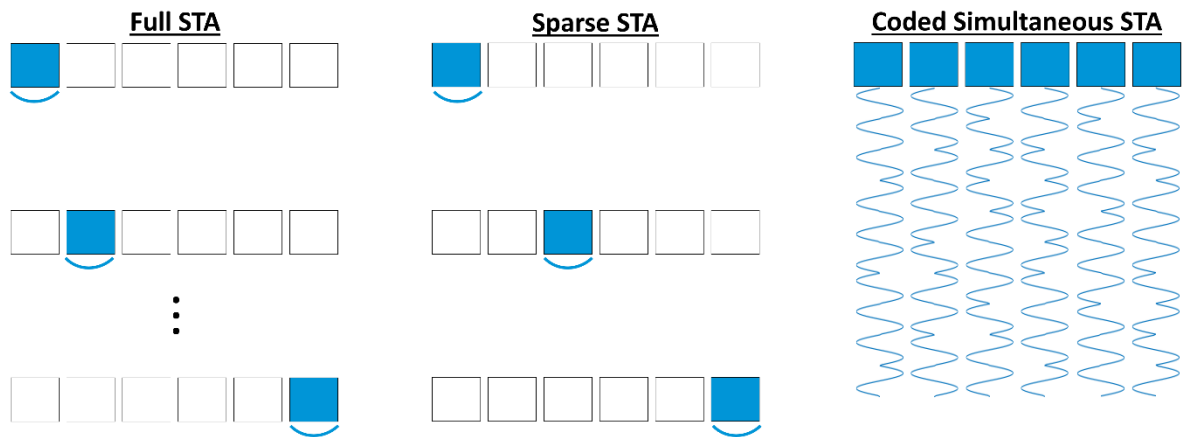


Figure 4.1: Représentation schématique de : (gauche) - acquisitions STA complètes (full STA). Chaque élément de la sonde émet successivement un court signal dans le milieu qui est ensuite capté par l'ensemble des éléments en réception. La qualité d'image est excellente mais la cadence d'image faible. (milieu) - acquisitions STA parcimonieuses (sparse STA). Une partie seulement des éléments de la sonde émettent successivement un court signal dans le milieu qui est ensuite capté par l'ensemble des éléments en réception. La qualité d'image est dégradée mais la cadence d'image améliorée. (droite) - acquisitions STA simultanées codées (CS-STA pour Coded Simultaneous STA). Plusieurs éléments de la sonde émettent simultanément des séquences codées différents dans le milieu qui sont ensuite captés par l'ensemble des éléments en réception. La cadence d'image peut ainsi être améliorée sans dégrader la qualité d'image.

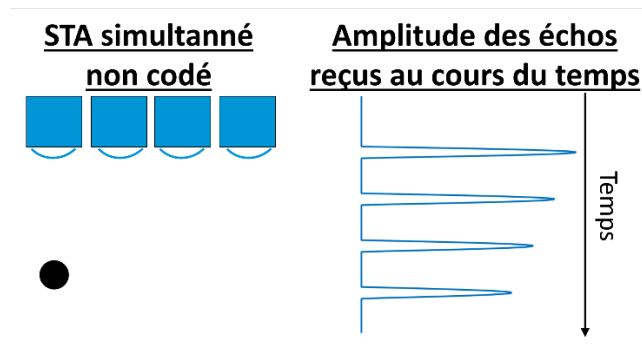


Figure 4.2. Partie gauche : représentation schématique d'un système d'imagerie STA simultané dans lequel 4 éléments actifs émettent un signal non codé dans un milieu composé d'un unique diffuseur. Partie droite : représentation schématique de l'amplitude des échos au cours du temps. Sans informations a priori sur le milieu, il est impossible de déterminer la source correspondant à chaque écho reçus. L'encodage spatio-temporel est indispensable pour distinguer la contribution de chaque émetteurs.

En se basant sur les travaux antérieurs de la littérature (voir Section III-g), nous proposons d'améliorer l'orthogonalité des séquences codées précédemment étudiées en utilisant des codes longs. Les codes longs offrent un grand contrôle des caractéristiques d'auto et d'intercorrélations mais peuvent engendrer une zone aveugle importante en imagerie pulse-écho. Ces codes sont étudiés dans le cadre de l'imagerie CS-STA. Ainsi, la méthode que nous proposons constitue une extension des recherches précédemment réalisées dans le domaine, notamment des travaux du Center for Fast Ultrasound Imaging (Gran & Jensen, 2008) (Misaridis & Jensen, 2005c) (Misaridis, et al., 2002), avec une différence majeure par rapport à l'ensemble de la littérature concernant l'utilisation de codes longs, non parcimonieux temporellement, dans un contexte d'imagerie ultrasonore simultanée.

## b. Modélisation du problème direct

Cette section décrit le modèle direct associé à l'imagerie CS-STA en se basant sur les principes physiques décrits dans le chapitre II. Pour cela, désignons une sonde d'imagerie linéaire composée de  $N_e$  éléments. Lors de l'émission d'un signal d'excitation  $a(t)$  par un unique émetteur  $k$ , dans l'hypothèse où les diffusions du second ordre engendrent des ondes d'amplitudes négligeables, le modèle associé est décrit par (Jensen & Gran, 2008) :

$$y_n^k(t) = a^k(t) * I_k(t) * I_n(t) * \left[ \sum_{\vec{r}} g_n^k(\vec{r}, t) \gamma(\vec{r}) \right], \quad (1)$$

où  $y_n^k(t)$  désigne le signal reçu par l'élément  $n$  lorsque l'élément  $k$  émet,  $a^k(t)$  désigne le signal d'excitation transmis par l'élément  $k$ ,  $I_k(t)$  et  $I_n(t)$  désignent respectivement la réponse impulsionnelle électro-mécanique de l'élément source et de l'élément récepteur,  $g_n^k(\vec{r}, t)$  représente la réponse impulsionnelle spatiale entre l'émetteur  $k$ , un point du milieu  $\vec{r}$  et le récepteur  $n$  (voir Equation 3 chapitre II) et  $\gamma(\vec{r})$  la réflectivité du milieu en  $\vec{r}$ .

Dans l'imagerie CS-STA, l'ensemble ou une partie des éléments de la sonde peuvent être activés simultanément en émission. Le nombre total d'éléments utilisés simultanément est désigné par  $N_{Tx}$ . L'ensemble des éléments utilisés en réception sont désignés par  $N_{Rx}$ . En faisant l'hypothèse de propagation linéaire des ondes ultrasonores, le signal reçu par un récepteur  $n$  est modélisé comme la somme des signaux reçus suite à l'insonification par l'ensemble des  $N_{Tx}$  émetteurs actifs :

$$y_n(t) = I_n(t) * \sum_{k=1}^{N_{Tx}} \left[ a_k(t) * I_k(t) * \left[ \sum_{\vec{r}} g_n^k(\vec{r}, t) \gamma(\vec{r}) \right] \right]. \quad (2)$$

Sous une forme à temps discret, l'équation précédente peut être réécrite de la façon suivante :

$$y_n[q] = I_n[q] * \sum_{k=1}^{N_{Tx}} \left[ a_k[q] * I_k[q] * \left[ \sum_{\vec{r}} g_n^k[\vec{r}, q] \gamma[\vec{r}] \right] \right], \quad (3)$$

où  $y_n[q]$ ,  $I_n[q]$ ,  $I_k[q]$ ,  $a^k[q]$ ,  $g_n^k[\vec{r}, q]$  et  $\gamma[\vec{r}]$  sont les versions discrètes de  $y_n(t)$ ,  $I_n(t)$ ,  $I_k(t)$ ,  $a^k(t)$ ,  $g_n^k(\vec{r}, t)$  et de  $\gamma(\vec{r})$ . En présence d'un bruit  $b_n[q]$ , qui prend en compte le bruit lié à l'acquisition ainsi que les erreurs de modélisation, l'équation précédente devient :

$$y_n[q] = I_n[q] * \sum_{k=1}^{N_{Tx}} \left[ a_k[q] * I_k[q] * \left[ \sum_{\vec{r}} g_n^k[\vec{r}, q] \gamma[\vec{r}] \right] \right] + b_n[q]. \quad (4)$$

Afin de réécrire l'ensemble du modèle sous forme matricielle, le signal discret reçu par l'élément  $n$  peut être réécrit sous la forme d'un vecteur colonne tel que  $\mathbf{y}_n = [y_n(0), y_n(1) \dots y_n(N_t - 1)]^T$ , où  $N_t$  correspond au nombre d'échantillons temporels enregistrés pour une acquisition. L'ensemble des caractéristiques connues de la sonde ainsi que le signal d'excitation sont regroupés sous un unique terme  $s^k(q)$ , tel que  $s^k(q) = a^k(q) * I_k(q) * I_n(q)$ . Ce terme, constitué de  $M$  échantillons, est réécrit sous forme d'une matrice de Toeplitz de taille  $M \times M$ , tel que :

$$\mathbf{X}^k = \begin{pmatrix} s^k(0) & 0 & \dots & 0 \\ s^k(1) & s^k(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ s^k(M-1) & \ddots & \ddots & s^k(0) \\ 0 & s^k(M-1) & \ddots & s^k(1) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & s^k(M-1) \end{pmatrix} \quad (5)$$

Enfin, la réponse impulsionnelle spatiale du milieu est formée par un vecteur de taille  $N_s \times 1$  tel que :

$$\mathbf{h}_n^k(q) = \left( h_n^k(0) h_n^k(1) \dots h_n^k(N_s - 1) \right)^T, \quad (6)$$

où  $h_n^k(q) = \sum_{\vec{r}} g_n^k(\vec{r}, q) \gamma(\vec{r})$ . La réponse impulsionnelle spatiale du milieu prend en compte la propagation de l'onde acoustique en champ libre ainsi que la réflectivité du milieu et correspond aux données acquises lors d'une acquisition STA non simultanée avec une courte impulsion. L'ensemble des  $h_n^k$ , soit l'ensemble des réponses impulsionnelles du milieu entre les  $N_{Tx}$  éléments sources et l'ensemble des  $N_{Rx}$  récepteurs, constitue les données nécessaires à la formation d'image. Il est désormais possible de décrire le modèle direct associant le signal reçu par un élément  $n$  lorsque l'ensemble des  $N_{Tx}$  éléments actifs émettent simultanément sous forme matricielle :

$$\mathbf{y}_n = \sum_{k=1}^{N_{Tx}} \mathbf{X}^k \mathbf{h}_n^k + \mathbf{b}_n. \quad (7)$$

Cette notation matricielle est réécrite sous la forme d'un système d'équations linéaire de la forme  $\mathbf{y}_n = \mathbf{X} \mathbf{h}_n + \mathbf{b}_n$  en regroupant les matrices de signal  $\mathbf{X}^k$  et les réponse impulsionnelle spatiales  $\mathbf{h}_n^k$ :

$$\mathbf{y}_n = \underbrace{(\mathbf{X}^1 \mathbf{X}^2 \dots \mathbf{X}^{N_{Tx}})}_{\mathbf{X}} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{h}_n^1 \\ \mathbf{h}_n^2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_n^{N_{Tx}} \end{pmatrix}}_{\mathbf{h}_n} + \mathbf{b}_n \quad (8)$$

où  $\mathbf{X}$  est de taille  $M \times M N_{Tx}$ ,  $\mathbf{h}_n$  de taille  $N_s \times N_{Tx}$  et  $\mathbf{b}_n$  de taille  $N_s \times 1$ . Finalement, le système d'équations linéaire est étendu à l'ensemble des récepteurs. L'équation suivante correspond au modèle direct décrivant le problème d'imagerie CS-STA:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{y}_1^T \\ \mathbf{y}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{y}_N^T \end{pmatrix}}_{\mathbf{Y}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_N^T \end{pmatrix}}_{\mathbf{H}} \mathbf{X}^T + \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{b}_1^T \\ \mathbf{b}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{b}_N^T \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}}, \quad (9)$$

où  $\mathbf{Y}$  est une matrice de taille  $N_s \times N_{Rx}$ ,  $\mathbf{H}$  est de taille  $N_s N_{Tx} \times N_{Rx}$ ,  $\mathbf{B}$  est de taille  $N_s \times N_{Rx}$ , et  $T$  représente l'opérateur transposée.

Afin d'estimer  $\mathbf{H}$ , la solution retenue consiste à utiliser les filtres de décodages décrits dans la Section III-d. Pour cela, le décodage peut également être formulé de façon matricielle. Les filtres de décodage  $f^k(q)$ , d'une longueur temporelle  $M$ , sont créés en utilisant les équations 6 et 7 du chapitre III, pour le filtre adapté et le filtre de Wiener, respectivement. Sous forme matricielle, l'estimation de  $\mathbf{h}_n^k$  à l'aide de filtres de décodage peut être écrite comme suit :

$$\widehat{\mathbf{h}}_n^k = \mathbf{F}^k \mathbf{y}_n, \quad (10)$$

où  $\mathbf{F}^k$  est une matrice de Toeplitz créée à partir de  $f^k(q)$ , tel que :

$$\mathbf{F}_k = \begin{pmatrix} f^k(0) & 0 & \dots & 0 \\ f^k(1) & f^k(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ f^k(M-1) & \ddots & \ddots & f^k(0) \\ 0 & f^k(M-1) & \ddots & f^k(1) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & f^k(M-1) \end{pmatrix} \quad (11)$$

L'ensemble des  $\widehat{\mathbf{h}}_n^k$ , soit l'estimation de l'ensemble des réponses impulsionnelles du milieu entre les  $N_{Tx}$  éléments sources et l'ensemble des  $N_{Rx}$  récepteurs est utilisé pour la formation d'image. Pour chaque élément émetteur  $k$  placé à l'emplacement  $r_k$ , une image de « basse qualité »  $O^k(\overline{r}_p)$  est reconstruite sur la grille  $\overline{r}_p$  en utilisant l'algorithme DAS (voir Equation 10 du chapitre II). Cette opération est effectuée pour l'ensemble des élément émetteurs. Enfin, l'ensemble des images « basse qualité »  $O^k(\overline{r}_p)$  sont sommées de manière cohérente afin de focaliser l'énergie acoustique en chaque point de la grille de reconstruction et ainsi, former l'image finale  $O(\overline{r}_p)$ .

### c. Description de la configuration expérimentale

Le système d'imagerie utilisé dans cette thèse est un système Pioneer (TPAC, 2022) 128 voies de la société TPAC (West Chester, OH, USA). Ce système dispose d'un générateur de fonction arbitraire (AWG pour Arbitrary Waveform Generator), ce qui autorise l'émission de séquences codées différentes pour chacun des émetteurs. Le système AWG du système Pioneer, comme l'ensemble des systèmes AWG des systèmes d'acquisition ultrasonores, fonctionne grâce à la génération de signaux pouvant avoir 3 valeurs différentes: -V, 0 et V, ou V est la tension de sortie (entre 25 et 100V). Ce type de générateur est appelé 3-états. Une photographie de l'échographe Pioneer AWG est montrée dans la figure 4.3.



Figure 4.3 : Système d'acquisition Pioneer AWG de la société TPAC.

Définissons une séquence d'émission numérisée  $a(t)$  échantillonnée à une fréquence  $f_s = 5.10^7/n$  Hz, ou  $n$  est un entier. Cette séquence doit être convertie en un signal 3-états  $a_{PWM}(t)$  échantillonné à la fréquence d'échantillonnage de l'AWG, soit  $f_{AWG} = 50$  MHz. La conversion de  $a(t)$  en  $a_{PWM}(t)$  est réalisée par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (PWM pour Pulse Width Modulation) (Marshall Leach Jr, 2003) (Huang & Li, 2006) (Flynn, *et al.*, 2013) (Smith, *et al.*, 2013). Le principe de la conversion PWM est d'approximer l'amplitude instantanée de  $a(t)$  à travers une succession de signaux carrés positifs ou négatifs de durée variable afin d'obtenir un signal dont l'amplitude est équivalente à  $a(t)$ . Une illustration de la conversion PWM d'un cycle de signal sinusoïdal est proposée dans la figure 4.4. Lorsque l'amplitude de  $a(t)$  est élevée, la durée du signal carré associée à  $a_{PWM}(t)$  est grande, et inversement. Les séquences  $a_{PWM}(t)$  étant des successions de signaux carrés, leur spectre est extrêmement large (Zhang, 2000). En pratique, la séquence  $a_{PWM}(t)$  est ensuite transmise



à la sonde, qui convertit la séquence numérique en une onde acoustique. Le spectre de cette onde acoustique est nécessairement réduit dans la bande passante du transducteur actif, la réponse impulsionnelle de la sonde pouvant être considérée comme un filtre passe-bande.

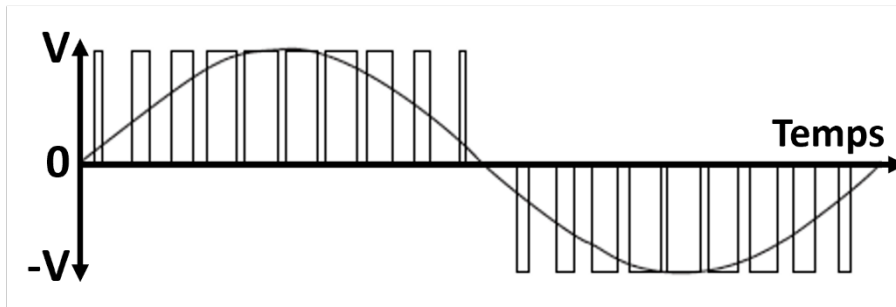


Figure 4.4 : Représentation schématisée de la conversion d'une séquence  $a(t)$  en un signal 3-états  $a_{PWM}(t)$ . La séquence  $a(t)$  est un cycle de signal sinusoïdal. L'amplitude de  $a(t)$  est représentée sous la forme d'une succession de signaux carrés positifs ou négatifs.

La présence de l'AWG est nécessaire pour réaliser des acquisitions STA simultanées codées. Certaines limitations matérielles et logicielles existent cependant. L'architecture de mémoire tampon utilisée pour le stockage des séquences d'excitation  $a_{PWM}(t)$  est limitée à 2048 états successifs, soit  $N_{states} \leq 2048$ , et la durée minimale d'un état, notée ici  $D_m$  est limitée à 8ns. La durée maximale d'un signal RF  $y(t)$  en réception est limitée à 365 $\mu$ s.

Les sondes utilisées pour les expériences réalisées sont des sondes linéaires dotées de 128 éléments piézo-électriques espacés de 0.3mm (L12-5, Acoustic Life Science, Chine). Ces sondes ont une bande passante fréquentielle de 7 MHz, soit 5 à 12 MHz, avec une fréquence centrale  $f_0$  de 8.5 MHz. La focale acoustique des éléments piézo-électriques est de 20 mm. Le système Pioneer AWG, dans le cadre de la présente thèse CIFRE, permet de dissocier émetteurs et récepteurs en utilisant deux sondes, une pour l'émission et une autre pour la réception. Il est mis en évidence dans la section suivante que cette fonctionnalité est indispensable pour s'affranchir de la zone aveugle lors de l'émission de codes longs.

#### d. Sur la nécessité de séparer émetteurs et récepteurs pour s'affranchir de la zone aveugle

Nous avons montré dans la Section III-f que la zone aveugle en imagerie pulse-écho correspond à la saturation des éléments de la sonde en réception par le signal d'excitation. Cette saturation existe car les signaux électriques transmis à la sonde lors de la phase d'excitation ont une amplitude beaucoup plus importante que celle des échos reçus. Dans cette section, nous examinons la possibilité d'utiliser des codes longs avec une configuration mono sonde, puis nous présentons une configuration expérimentale permettant d'éliminer la zone aveugle lors des acquisitions CS-STA. Cette seconde configuration consiste à dissocier les éléments émetteurs et récepteurs par l'utilisation de 2 sondes. Cela permet d'obtenir des signaux  $y_n(t)$  exploitables durant toute la durée d'émission, ce qui est indispensable lors d'acquisitions avec des codes longs.

Deux stratégies d'acquisitions sont comparées, l'une avec une unique sonde et la seconde avec deux sondes. Afin de dissocier émetteurs et récepteurs, la stratégie d'acquisition mono-sonde consiste à assigner certains des éléments de la sonde comme émetteurs et d'autres comme récepteurs. Les émetteurs et récepteurs sont alors dissociés au sein d'une même sonde. Une illustration de cette stratégie d'acquisition est proposée dans la figure 4.6.

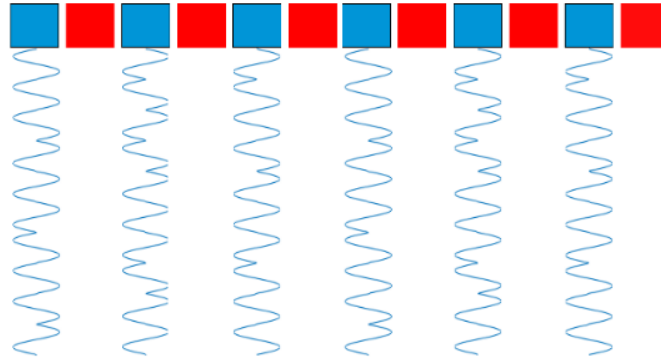


Figure 4.6 : Illustration d'une acquisition CS-STA avec une seule sonde. Les éléments émetteurs sont représentés en bleu et les récepteurs en rouge. Les émetteurs et récepteurs sont dissociés, ce qui permet théoriquement de supprimer la zone aveugle. Cependant, cette stratégie d'acquisition est inexploitable expérimentalement à cause des interférences mécaniques et électromagnétiques au sein des éléments d'une même sonde.

La seconde stratégie d'acquisition consiste à dissocier physiquement les émetteurs et les récepteurs en utilisant deux sondes : une dont les éléments émettent uniquement et l'autre dont les éléments reçoivent uniquement. On parle alors de sonde Tx et de sonde Rx. Lors des acquisitions avec deux sondes, un inconvénient majeur est que la position relative des sondes dans l'espace n'est pas nécessairement connue. Ces positions sont pourtant nécessaires pour la reconstruction des images (voir chapitre II, Equation 10). Afin d'assurer la connaissance en tout temps de la position relative des sondes, la solution retenue consiste à contraindre la position des sondes dans l'espace par l'introduction d'un support adapté aux dimensions des sondes. Pour cela, un support de sonde a été réalisé par impression 3-D en acrylonitrile butadiène styrène (ABS). Dans ce moule personnalisé, la distance relative entre le milieu des deux sondes est de  $\{0 ; 20 ; 0\}$  mm. Une photographie de ce moule est visible dans la figure 4.7.

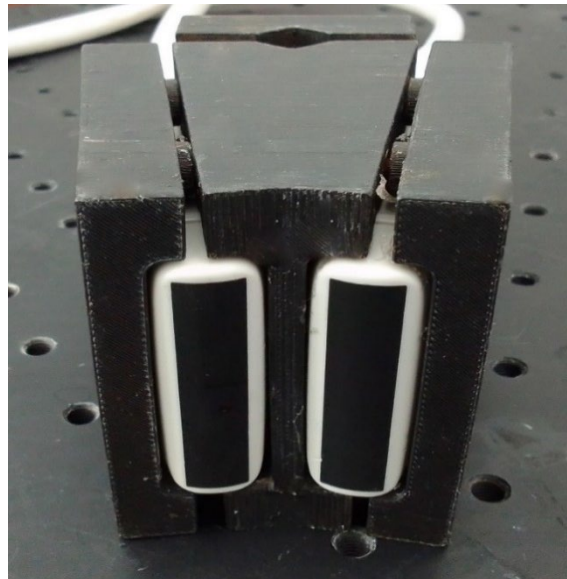


Figure 4.7 : Photographie du support de sonde utilisé pour les acquisitions double sonde. Ce moule assure que la position relative des sondes soit connue, ce qui est nécessaire pour l'étape de reconstruction des images ultrasonores.

Une première expérience réalisée pour étudier la faisabilité de la stratégie d'acquisition mono-sonde consiste à enregistrer le signal reçu par l'ensemble des éléments de la sonde pendant l'émission d'un cycle d'onde sinusoïdale à 8.5 MHz avec un unique élément de la sonde (élément 29). Cela permet de voir l'effet du signal émis sur les signaux enregistrés aux mêmes instants. Les signaux reçus par les 64 premiers éléments de la sonde, convertis en échelle logarithmique normalisée, sont représentés dans la figure 4.8. Une simple analyse visuelle montre clairement la présence d'interférences à des amplitudes élevées, jusqu'à -16.4 dB, pour l'ensemble des  $N_{Rx}$  éléments en réception. Il a été montré précédemment dans la littérature que ces interférences sont d'origine électromagnétique et, dans une moindre mesure, acoustique (Opielinski, *et al.*, 2014) (Christiansen, *et al.*, 2015). Par la nature des interférences, celles-ci sont présentes à un niveau relativement constant pour l'ensemble des

éléments de la sonde. Un éventuel temps de propagation inter-éléments est négligeable d'un point de vue acoustique. Ces interférences sont généralement liées à un manque de blindage électrique entre les câbles reliant les différents éléments de la sonde (Opielinski, *et al.*, 2014).

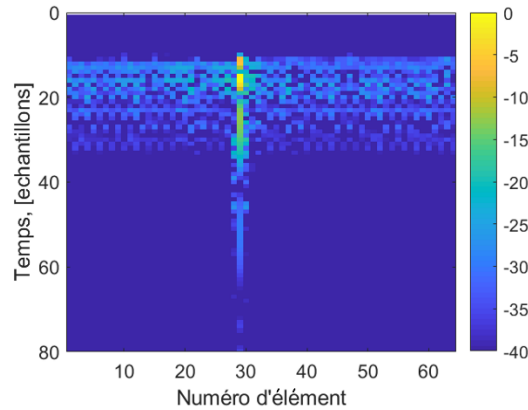


Figure 4.8 : Amplitude normalisée en échelle logarithmique des signaux  $y_n$  reçus par les 64 premiers éléments de la sonde ALS L12-5 lors de l'excitation d'un unique élément. Le signal d'excitation est composé d'un cycle de signal sinusoïdal à 8.5 MHz. Il apparaît clairement que des interférences de haute amplitude sont présentes sur l'ensemble des éléments récepteurs. Les interférences étant principalement de nature électromagnétique, elles sont présentes à une amplitude relativement constante sur l'ensemble des éléments récepteurs, sans délai temporel de propagation.

Afin de définir quantitativement la possibilité de s'affranchir de la zone aveugle dans un système mono-sonde,  $n = 50$  acquisitions successives ont été réalisées avec  $N_{Tx} = \{1, 2, 4, 8, 16, 32\}$  éléments actifs en émission. Les éléments émetteurs ont été placés symétriquement par rapport au centre de la sonde. La tension d'émission a été fixée au minimum autorisé par le système d'acquisition, soit 25V pic-a-pic et ce, afin de limiter au maximum les interférences électriques entre les éléments de la sonde. Le gain analogique en réception a été fixé constant. Une sonde ALS L12-5 a été placée dans une cuve remplie d'eau dé-ionisée. Pour chaque acquisition  $n$ , l'amplitude maximale mesurée sur chacun des éléments récepteurs de la sonde a été moyennée pour obtenir une mesure quantitative des interférences inter-éléments (IEC pour inter-element crosstalk). Cette valeur a ensuite moyenné sur les 50 acquisitions afin d'obtenir un scalaire représentatif de l'amplitude des interférences, et donc de la zone aveugle.

Les mêmes acquisitions ont été réalisées avec un système double sonde. Pour cela, 2 sondes ALS L12-5 ont été placées dans une cuve remplie d'eau dé-ionisée. Afin de réduire les perturbations électromagnétiques et donc l'IEC, l'usage de bobines de ferrite placées autour du câble des sondes a été investiguée (Goldman, 1999) (Carr, 2002) (Saario, *et al.*, 1997) (Naishadham, 1999). Afin d'assurer une comparaison équitable entre les acquisitions mono et double sonde, l'influence des bobines de ferrites a été étudiée dans les deux configurations. Dans les acquisitions mono-sonde, la bobine de ferrite a été placée sur le câble de la sonde. Dans les acquisitions double sonde, l'influence des bobines de ferrites a été étudiée lorsqu'une bobine est présente sur le câble de la sonde Tx, sur le câble de la sonde Rx, ainsi que sur les sondes Tx et Rx simultanément.

Afin de comparer ces différentes acquisitions, les différentes valeurs d'IEC mesurées sont converties en échelle logarithmique, normalisées par rapport à la valeur maximale relevée, ici atteinte lors de  $N_{Tx}=32$  éléments actifs lors d'une acquisition mono-sonde. Les valeurs mesurées sont présentées dans le tableau 4.1.

Valeur relatives d'IEC, [dB]	1 Tx	2 Tx	4 Tx	8 Tx	16 Tx	32 Tx
1 sonde	-13,7	-7,1	-2,4	-0,4	-0,1	0
1 sonde avec ferrite	-13,8	-7,1	-2,2	-0,5	-0,3	0
2 sondes, sans ferrites	-36,4	-34,9	-33,8	-28,1	-27,9	-17,5
2 sondes, ferrites sonde Tx	-37,1	-35	-33,8	-28,7	-28,5	-17,8
2 sondes, ferrites sonde Rx	-59,1	-53,9	-53,3	-51,6	-49,8	-49,1
2 sondes, ferrites sondes Tx et Rx	-59,4	-53,9	-53,4	-51,9	-49,8	-49,4

Tableau 4.1 : Valeurs relatives d'interférences inter-éléments (IEC) normalisées par rapport à la valeur maximale mesurée avec une seule sonde ( $N_{Tx}=32$  éléments actifs simultanément). Il apparaît clairement que les acquisitions double sonde permettent de réduire de façon importante les interférences inter éléments (IEC). L'utilisation de ferrites sur la sonde de réception permet de diminuer d'autant plus les interférences dans la configuration double sonde.

Les résultats présentés dans le tableau 4.1 mettent en évidence le fait que lors d'acquisitions mono-sonde, le signal reçu par les éléments récepteurs durant la transmission d'un signal sinusoïdal avec  $N_{Tx}$  éléments est perturbé par l'IEC à des niveaux beaucoup plus importants que lors d'acquisitions double sonde. L'IEC augmente faiblement lorsque le nombre d'émetteurs simultanés  $N_{Tx}$  augmente. Dans les acquisitions mono-sonde, un plateau est atteint entre 4 et 8 éléments actifs. L'utilisation de ferrites autour du câble de la sonde exerce une influence faible sur les valeurs mesurées, et ne permet donc pas de s'affranchir de la zone aveugle.

Lors d'acquisitions avec 2 sondes, l'IEC est sensiblement réduit dans toutes les configurations étudiées. Lors d'acquisitions sans ferrites, l'amélioration de l'IEC varie entre 22.7 dB ( $N_{Tx}=1$ ) et 15.5 dB ( $N_{Tx}=32$ ). Lors de l'utilisation de ferrites autour du câble de la sonde active en émission (sonde Tx), les valeurs d'IEC relevées sont quasiment identiques à celle sans ferrites. L'amélioration apportée par la ferrite sur la sonde Tx varie entre 0.7 dB ( $N_{Tx}=1$ ) et 0 dB ( $N_{Tx}=4$ ), ce qui est négligeable en prenant en compte d'éventuelles incertitudes liées aux mesures. En revanche, lors de l'utilisation de ferrite autour du câble de la sonde réceptrice (sonde Rx), les valeurs mesurées d'IEC sont grandement améliorées. On note ainsi une amélioration entre les acquisitions double sonde avec ferrite sur la sonde Rx et sans ferrite comprise entre 34.6 dB ( $N_{Tx}=32$ ) et 22.7 dB ( $N_{Tx}=1$ ). Ces valeurs s'ajoutent à l'amélioration obtenue par la dissociation physique des éléments avec 2 sondes. Les valeurs d'IEC mesurée dans la configuration 2 sondes avec ferrite sur sonde Rx sont donc entre 59.1 dB ( $N_{Tx}=1$ ) et 50.1 dB ( $N_{Tx}=32$ ) plus faibles que la valeur maximale d'IEC mesurée avec une seule sonde ( $N_{Tx}=32$ ).

L'utilisation d'une ferrite sur les sondes Tx et Rx simultanément est également investiguée. L'amélioration apportée par la ferrite sur la sonde Tx est très faible, strictement inférieure à 0.4 dB pour l'ensemble des valeurs de  $N_{Tx}$  étudiées, ce qui est négligeable au vu des éventuelles erreurs de mesures. Les valeurs mesurées d'IEC les plus faibles correspondent systématiquement à des acquisitions avec ferrites sur les 2 sondes, bien que la majeure partie de l'amélioration apportée par les ferrites soit induite par la présence de la ferrite sur la sonde Rx. Les résultats dans la configuration double sonde présentés dans la suite ce manuscrit correspondent donc à des acquisitions avec ferrite sur chacune des deux sondes. Afin d'assurer une comparaison équitable, les résultats présentés avec une seule sonde dans la suite de ce manuscrit correspondent à des acquisitions avec ferrite.

Maintenant, nous étudions la possibilité de s'affranchir de la zone aveugle expérimentalement dans une application concrète. Pour cela, une expérience a été menée afin d'évaluer les capacités des différentes stratégies d'acquisitions dans le cas de l'imagerie d'un diffuseur ponctuel. Un fil de pêche de diamètre 0.3mm a été placé perpendiculairement à l'axe de la sonde à 4 cm de celle-ci, de façon à maximiser le signal reçu. 50 acquisitions successives ont été réalisées avec  $N_{Tx}=\{1, 2, 4, 8, 16, 32\}$  éléments actifs en émission, ainsi que pour des longueurs de séquences variant de 31 à 511 symboles, soit  $N_s=\{31, 63, 127, 255, 511\}$ . Dans ce dernier cas,  $N_{Tx}$  est fixé à 1

et la variation de la longueur est réalisée en émettant  $N_s$  cycles de signaux sinusoïdaux à la suite à une fréquence de 8.5MHz. La durée des enregistrements a été fixée à 150 $\mu$ s. Cette durée permet de capter l'intégralité des signaux émis et des échos renvoyés par le fil. Cette expérience a également été réalisée dans la configuration double sonde, en plaçant les 2 sondes à 4cm du fil, en prenant soin d'ajuster le gain du système pour que l'amplitude des échos du fil soit la même dans les deux configurations.

Pour chacune des acquisitions réalisées, deux fenêtres temporelles sont définies manuellement dans les signaux reçus  $y_n(t)$ . La première fenêtre correspond à la zone aveugle, soit les interférences (crosstalk) enregistrées par les éléments récepteurs durant la phase d'émission. La seconde fenêtre correspond aux échos renvoyés par le fil. Ces deux zones sont illustrées dans la figure 4.9.

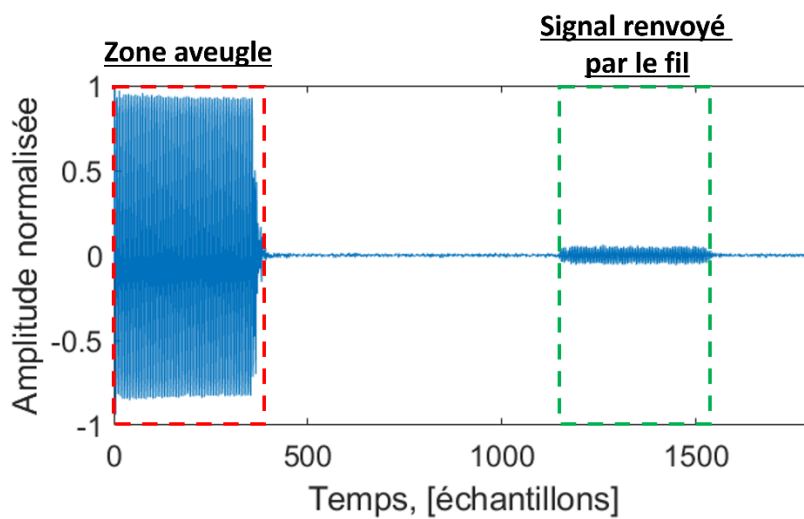


Figure 4.9 : Signal enregistré par l'élément 64 lors d'une excitation constituée de 63 cycles de signaux sinusoïdaux avec l'élément 64, dans une configuration mono-sonde. Les signaux sont normalisés par rapport à l'amplitude maximale mesurée. Le signal enregistré pendant l'émission, soit la zone aveugle est encadré en rouge. Le signal renvoyé par le fil est encadré en vert. Il apparaît clairement que le signal renvoyé par le fil à une amplitude plus faible que le signal de la zone aveugle. Cela signifie que dans cette configuration, pour des codes longs, le signal du fil est nécessairement masqué par la zone aveugle, rendant impraticable l'imagerie de ce milieu.

Les signaux reçus  $y_n$  sont convertis en valeurs absolues. Pour chaque élément récepteur, l'amplitude maximale mesurée dans la zone aveugle est mesurée, puis un unique scalaire,  $A_{BZ}$ , est calculé en moyennant les valeurs mesurées sur l'ensemble des récepteurs. La même opération est réalisée dans la zone correspondant aux échos du fil, définissant ainsi le scalaire  $A_{fil}$  qui désigne l'amplitude moyennée dans la zone des échos du fil. Finalement, le rapport entre l'amplitude maximale moyennée dans la zone du fil et l'amplitude maximale moyennée dans la zone aveugle est calculée par  $20\log_{10}(A_{fil}/A_{BZ})$ . Cet indicateur permet d'analyser quantitativement la capacité à s'affranchir de la zone aveugle dans la configuration étudiée. A noter, lors d'acquisitions avec des codes longs en configuration mono-sonde, les échos du fil peuvent revenir aux éléments récepteurs alors que les éléments émetteurs sont encore en train de transmettre ; la zone aveugle est alors présente. Afin d'assurer une comparaison équitable entre les acquisitions, la fenêtre temporelle correspondant aux échos du fil est alors mesurée après la zone aveugle. Cela n'exerce aucune influence sur les résultats obtenus car l'amplitude d'excitation étant constante (-V, 0, V), le signal renvoyé par le fil l'est aussi.

Les résultats obtenus dans la configuration mono et double sonde pour différentes valeurs de  $N_{Tx}$  sont présentés dans la figure 4.10-a. Dans la configuration mono sonde, le rapport entre le signal du fil et le signal de crosstalk est négatif, ce qui signifie que l'amplitude dans la zone aveugle prime sur le signal du fil. Le signal de crosstalk est largement prépondérant avec des valeurs relevées entre -36.6 dB pour  $N_{Tx}=1$  et -44.7 dB pour  $N_{Tx}=8$ . Dans le cas du setup double sonde, le ratio est positif ce qui signifie que le signal du fil à une amplitude plus importante que le signal mesuré dans la zone aveugle. Ce résultat est important car il signifie qu'il est possible de s'affranchir de la zone aveugle en configuration double sonde lors de l'imagerie d'un fil. Un aspect important de cette figure concerne le fait que le ratio entre le signal du fil et le signal du crosstalk diminue lorsque le nombre d'émetteurs simultanés  $N_{Tx}$  augmente. Cela signifie qu'augmenter le nombre d'éléments activés simultanément en émission dégrade la qualité des signaux enregistrés  $y_n(t)$ .

Ces résultats permettent de mettre en lumière le fait que les acquisitions mono-sondes ne sont pas envisageables dans un cas réel d'imagerie. Lors des acquisitions double sonde, bien que le ratio reste positif pour l'ensemble des valeurs de  $N_{Tx}$ , seul un nombre réduit d'éléments actifs peuvent être utilisés simultanément sous peine de dégrader la qualité des données reçus durant la phase d'excitation.

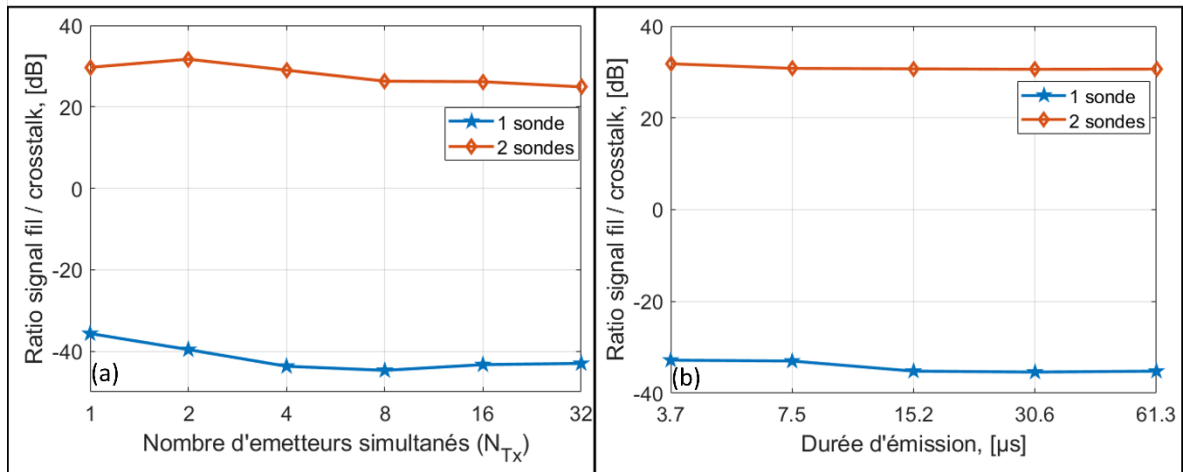


Figure 4.10 : Ratio entre l'amplitude des signaux renvoyés par le fil et le signal parasite de crosstalk pour la configuration mono-sonde (courbe bleue) et double sonde (courbe rouge). (a) – Evolution du ratio en fonction du nombre d'éléments actifs simultanément lors de l'excitation avec 1 cycle de signal sinusoïdal. (b) - Evolution du ratio en fonction de la durée de la séquence d'excitation émise pour  $N_{Tx}=1$ .

Dans la figure 4.10-b, la même expérience est réalisée en faisant varier la durée du signal émis de 3.72  $\mu$ s à 61.3  $\mu$ s. Globalement, l'augmentation de la durée d'émission décroît le ratio entre le signal du fil et le signal du crosstalk dans les acquisitions mono et double sonde. Cependant, cette décroissance est relativement peu marquée en comparaison avec les résultats présentés dans la figure 4.10-a. Dans le cas d'acquisitions mono-sonde, la décroissance maximale du ratio entre 3.7 $\mu$ s et 61.3 $\mu$ s est de 2.6dB. Autrement dit, le ratio signal du fil / signal du crosstalk est dégradé de moins de 3 dB lorsque la durée du signal est multipliée par plus de 16. Dans les acquisitions double sonde, la décroissance maximale est de 1.1dB. L'augmentation de la durée d'émission n'impacte donc pas significativement le niveau des interférences inter-éléments.

Dans cette thèse, l'ensemble des 128 éléments de la sonde utilisée en réception sont utilisés pour capter les échos, soit  $N_{Rx} = N_e$ . Le gain en SNR induit par la focalisation effectuée durant la formation d'image est de  $10\log(N_{Rx})$ , soit 21dB avec  $N_{Rx}=128$ . En ajoutant ce gain de focalisation aux valeurs mesurées dans ces expériences, il est possible d'affirmer qu'une gamme dynamique d'environ 60dB dans les images reconstruites peut être atteinte lorsque moins de 32 émetteurs sont utilisés simultanément. Cette gamme dynamique correspond à celle utilisée couramment pour la visualisation d'images ultrasonores.

En résumé, nous avons montré dans cette section que la zone aveugle ne peut être évitée en utilisant une seule sonde pour l'émission et la réception. Nous avons donc proposé un schéma d'acquisition basé sur la dissociation physique des éléments émetteurs et récepteurs en utilisant deux sondes, l'une utilisée uniquement pour l'émission et l'autre pour la réception. Nous avons proposé l'utilisation d'un moule personnalisé entourant les sondes afin de connaître leurs positions relatives en tout temps. Nous avons montré que l'utilisation de bobines de ferrites entourant les câbles de sonde en réception permet de réduire significativement le crosstalk entre les éléments et donc, l'amplitude de la zone aveugle. Nous avons montré que le crosstalk augmente fortement avec le nombre d'émetteurs actifs simultanément, et dans une moindre mesure, que celui-ci augmente avec la durée du signal transmis. Finalement, nous avons montré qu'en utilisant deux sondes avec des bobines de ferrites autour des câbles, le signal reçu par un fil a une amplitude supérieure au signal des interférences. Ces résultats sont importants car ils montrent que le schéma d'acquisition proposé dans cette section permet d'effectuer des acquisitions ultrasonores en s'affranchissant de la zone aveugle, ce qui est une condition sine qua none pour réaliser des acquisitions avec des codes longs.

## e. Description de la configuration simulée

La configuration expérimentale décrite dans la section IV-d est également simulée numériquement à travers le simulateur ultrasonore Field II (Jensen, 1996) (Jensen & Svendsen, 1992). Ce simulateur permet de recréer un équivalent numérique la configuration expérimentale tout en s'affranchissant des contraintes inhérentes à l'échographe et aux sondes utilisées :

- Pour un transducteur actif en émission, le signal transmis  $a(t)$  n'a pas besoin d'être converti en signal 3-états  $a_{PWM}(t)$ . Cela implique la possibilité d'utiliser en émission les séquences  $a(t)$  sans conversion PWM autant que les séquences  $a_{PWM}(t)$ .
- Le crosstalk inter-éléments (IEC) étant un phénomène de nature électromagnétique, il est inexistant lors de simulations numériques.
- Les positions de sondes peuvent être définies de manière arbitraire en s'affranchissant des contraintes géométriques.

La configuration simulée est un équivalent numérique de la configuration expérimentale double sonde décrite dans la Section IV-d. Cette configuration simulée est illustrée dans la figure 4.11.

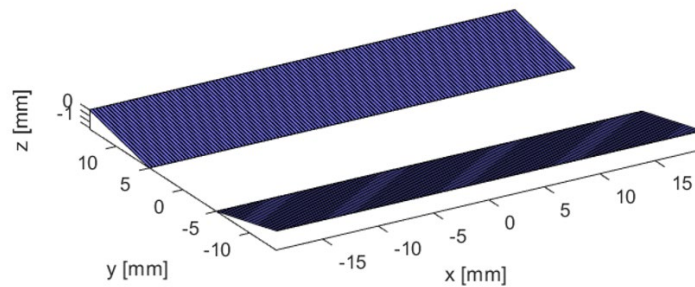


Figure 4.11 : Configuration d'imagerie simulée correspondant à la configuration expérimentale à deux sondes placées dans un moule personnalisé décrite dans la section IV-d.

Cette configuration sera utilisée pour l'évaluation des performances des codes ainsi que dans les résultats associés à cette méthode présentés dans le chapitre V.

## f. Présentation des différents codes étudiés

Il existe dans la littérature de nombreux types de séquences codées. Qu'elles soient binaires ou composées de nombreux états, aucun consensus n'existe sur un type de séquences optimales. De plus, une séquence optimale pour une application de télécommunication ne signifie pas nécessairement que cette séquence soit optimale pour l'imagerie ultrasonore multiplexée car les caractéristiques des systèmes varient grandement d'une application à l'autre (Section III-h).

Dans le cadre de cette thèse, l'étude des codes est limitée à des séquences binaires. Ce choix est dicté par les contraintes expérimentales que sont les pulsers de l'échographe et les réponses impulsionnelles des éléments des sondes (Misaridis & Jensen, 2005b) (Rodríguez-Martínez *et al.*, 2022) (Chiao & Xiaohui, 2005). Dans le chapitre III, deux familles de séquences binaires ont été présentées : les codes de Gold et les codes de Kasami. Ces familles de codes sont étudiées en détail dans cette section et comparés avec des séquences binaires pseudo-aléatoires (fonction randn, Matlab R2017B).

Les séquences binaires, notées ici  $s_b(t)$ , doivent être adaptées à la largeur de bande des transducteurs (Smith, *et al.*, 2013). Cette étape est réalisée en convoluant chaque symbole de  $s_b(t)$  avec une période de signal sinusoïdal à la fréquence centrale du transducteur, soit 8.5 MHz. Une illustration d'un code binaire  $s_b(t)$  contenant 10 symboles est représentée dans la figure 4.12-a. La séquence modulée  $s_m(t)$  résultant de la convolution de  $s_b(t)$  avec un cycle de sinusoïde par symbole est représentée dans la figure 4.12-b. Dans ce cas, la durée totale d'un symbole est égale à 1 cycle, on dit alors que la longueur de symbole, noté ici  $L_s$ , est égale à 1.

D'autres stratégies de convolution ayant pour conséquence d'augmenter  $L_s$  sont étudiées. Le nombre de périodes de sinusoïdes par symbole, noté ici  $N_c$ , peut être augmenté arbitrairement. Des périodes de zéro, notées ici  $N_z$ , de durée égale à un cycle de signal sinusoïdal, peuvent également être introduites. La motivation sous-jacente à

l'augmentation de  $L_s$ , donc de  $N_c$  et  $N_z$ , vient du fait que la durée de la réponse impulsionnelle d'une sonde est plus grande que la durée d'une période de signal sinusoïdal à sa fréquence centrale. Deux exemples de séquences modulées avec  $L_s > 1$  sont présentés dans la figure 4.12. Dans 4.12-c, chacun des symboles de  $s_m(t)$  est composé d'un cycle de signal sinusoïdal suivi de 3 périodes de zéro, soit  $N_c = 1, N_z = 3 (L_s = 4)$ .

L'augmentation de la longueur de symbole  $L_s$  à pour effet d'augmenter la durée totale de la séquence modulée ainsi créée. Par exemple, les 2 séquences présentées dans la figure 4.12c/d pour lesquelles  $L_s$  est fixé à 4 ont donc une durée totale 4 fois supérieure à la séquence modulée présentée dans figure 4.12-b où  $L_s$  était fixé à 1. Un autre exemple de séquence modulée  $s_m(t)$  avec  $L_s = 4$  est présentée dans la figure 4.12-d. Chaque symbole de cette séquence consiste en 2 cycles de sinusoïdes suivis de 2 périodes de zéro, soit  $N_c = 2$  et  $N_z = 2$ .

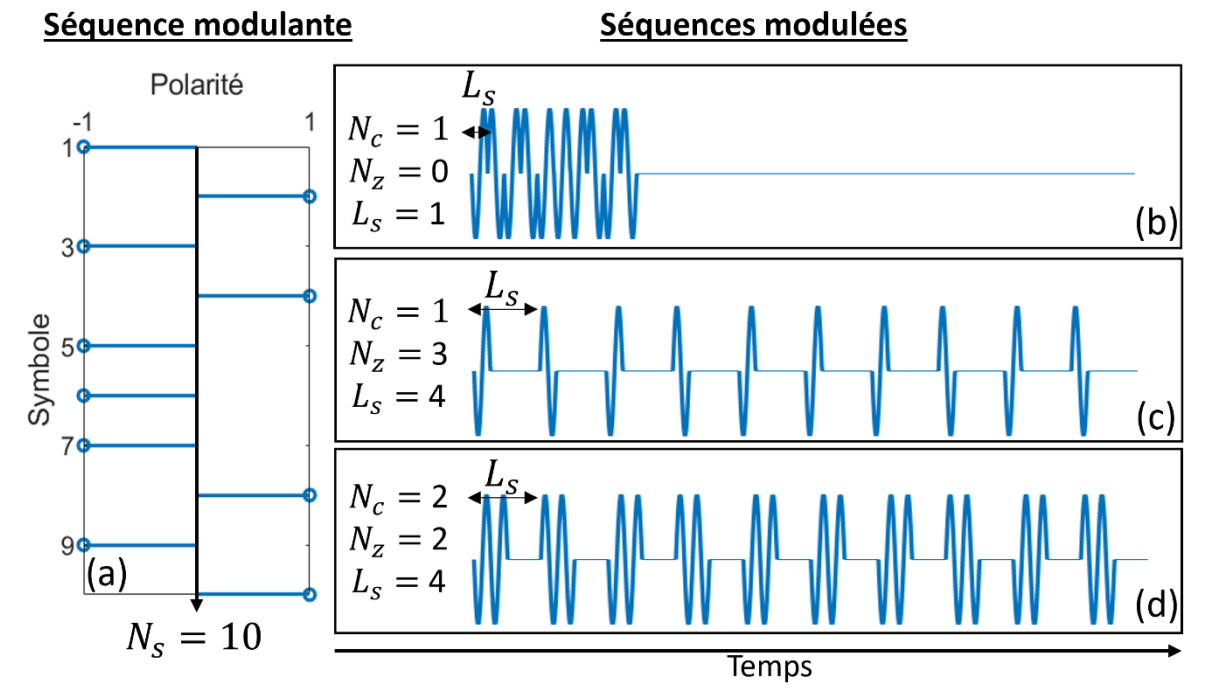


Figure 4.12 : (a) Représentation d'une séquence binaire modulante  $s_b(t)$  de 10 symboles (b-d) et de trois séquences modulées  $s_m(t)$  générées à partir de cette séquence. Dans les 3 séquences modulées, le nombre de symboles  $N_s$  est de 10. Seule la longueur des symboles ( $L_s$ ) est modifiée, soit par l'utilisation de plusieurs cycles de signal sinusoïdal ( $N_c > 1$ ), soit par l'introduction de périodes de zéros après le signal sinusoïdal ( $N_z > 0$ ), soit les 2 simultanément. L'introduction de périodes de zéros et/ou de cycles de signal sinusoïdal augmente la durée totale des séquences d'un facteur  $L_s$ .

L'influence de ces paramètres est étudiée dans les sections IV-i, IV-j et IV-k pour les trois familles de codes binaires d'intérêt dans cette thèse (Gold, Kasami et pseudo-aléatoire). Pour cela, l'ensemble des combinaisons de  $N_c$  et  $N_z$  sont comparées pour des durées de symboles  $L_s$  entre 1 et 5 : pour  $N_c = 1, N_z = \{0;1;2;3;4\}$ , pour  $N_c = 2, N_z = \{0;1;2;3\}$ , etc. Les performances des codes sont étudiées pour différents nombres de symboles  $N_s$  de la forme  $2^n - 1$ , pour  $n = \{5,6,7,8,9,10\}$ . Cela correspond à des séquences de 31 à 1023 symboles, soit des séquences dont la durée totale  $L_c$  varie entre  $3.7 \mu s (L_s = 1, N_s = 31)$  et  $613 \mu s (L_s = 5, N_s = 1023)$ . Expérimentalement, le nombre de symboles  $N_s$  sera limité à 511. Cette limite est déterminée par le nombre maximal d'états,  $N_{states}$ , fixé par le système d'acquisition utilisé à 2048. Elle est dépassée pour de nombreuses configurations lorsque  $N_s = 1023$ .

## g. Protocole d'évaluation des performances des séquences codées

Dans le chapitre précédent, l'importance de l'orthogonalité des codes a été discutée. Il a été montré que dans le cas de l'imagerie CS-STA, un jeu de séquences optimales correspond à des séquences dont les valeurs d'intercorrélations sont faibles, tandis que l'amplitude des lobes principaux d'autocorrélations sont élevées, de



faible durée temporelle et contenant des lobes secondaires réduits. Dans cette section, le protocole mis en place pour l'évaluation quantitative des performances des séquences est détaillé.

### i. Corrélation de séquences deux à deux

Définissons un ensemble de  $N_{Tx}$  séquences composées de  $N_L$  échantillons. Afin de quantifier les propriétés d'orthogonalité de ces séquences, l'ensemble des intercorrélations et des autocorrélations au sein du jeu de séquences sont calculées (Equation 1 et 2, chapitre III). Pour un ensemble de  $N_{Tx}$  séquences, une matrice 3-D, nommée  $\mathbf{C}_{i,j,t}$ , de taille  $N_{Tx}^2(2N_L - 1)$  est obtenue. Définissons par  $i$  et  $j$  l'indice des deux séquences étudiées, tel que  $0 < i, j \leq N_{Tx}$ . Lorsque  $i \neq j$ , la troisième dimension de la matrice est l'intercorrrelation de la séquence  $i$  avec la séquence  $j$ . Lorsque  $i = j$ , la troisième dimension de la matrice est l'autocorrélation de la séquence  $i$ . Les valeurs de la diagonale correspondent aux autocorrélations et les valeurs en dehors de la diagonale sont les valeurs d'intercorrélations. Les valeurs de  $\mathbf{C}$  sont converties en valeurs absolues. Un schéma de  $\mathbf{C}_{i,j,t}$  est proposé dans la figure 4.13. Un exemple d'autocorrélation et d'intercorrrelation est représenté dans la figure 4.14.

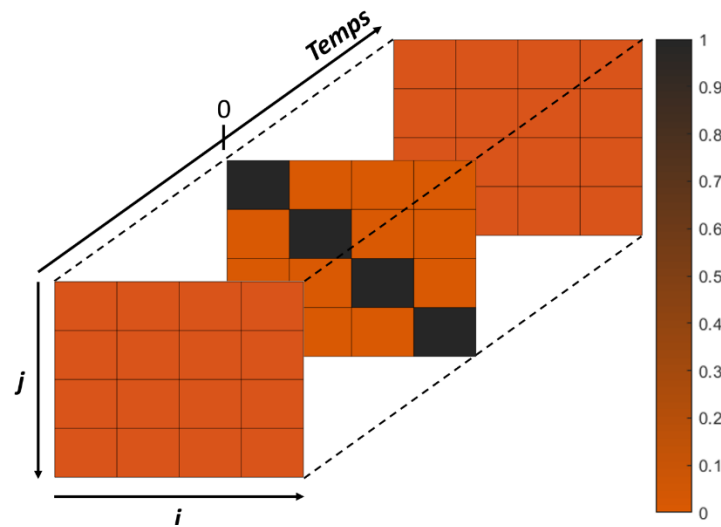


Figure 4.13 : Représentation visuelle de la matrice  $\mathbf{C}_{i,j,t}$  pour  $N_{Tx}=4$ . Cette matrice contient l'ensemble des corrélations deux à deux d'un ensemble des séquences. Cette représentation illustre un cas idéal. L'amplitude des autocorrélations est maximale pour les décalages temporels égaux à 0 et l'amplitude des intercorrélations est nulle pour l'ensemble des décalages temporels.

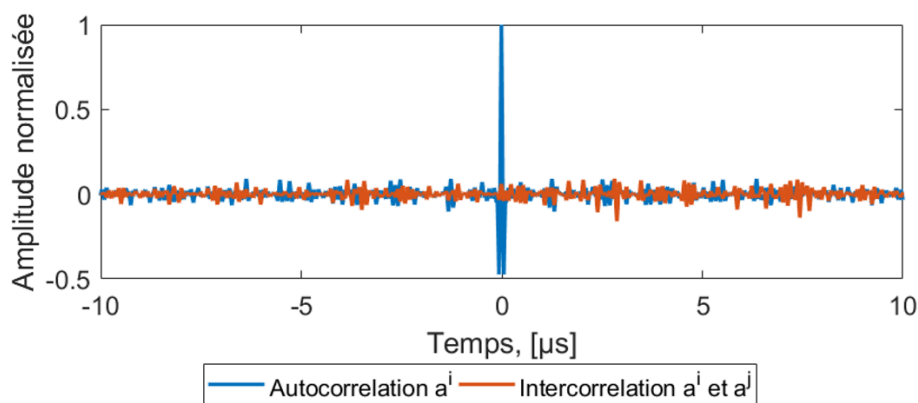


Figure 4.14 : Exemple d'autocorrélation (courbe bleue) et d'intercorrrelation (courbe orange) pour deux séquences composées de  $N_s=511$  symboles, pour lesquelles le nombre de cycle par symbole  $N_c$  est fixé à 1 et le nombre de périodes de zéros  $N_z$  à 0. Le pic d'autocorrélation est visible à  $t = 0$ .

Pour chacune des corrélations, autrement dit pour chaque couple  $i, j$ , l'amplitude maximale de l'intercorrrelation entre la séquence  $i$  et la séquence  $j$  est stockée dans une matrice 2-D de taille  $N_{Tx} \times N_{Tx}$  nommée  $\mathbf{C}_{\max_{i,j}}$  :

$$\mathbf{C}_{\max_{i,j}} = \max(\mathbf{C}_{i,j,t}), \quad (12)$$

Les valeurs de cette matrice sont ensuite converties en échelle logarithmique, normalisées par rapport au maximum des autocorrélations correspondantes :

$$C_{\max_{i,j}} = 20 \log \left( \frac{C_{\max_{i,i}}}{C_{\max_{i,j}}} \right), \quad (13)$$

où  $C_{\max_{i,i}}$  correspond à l'amplitude maximale du pic d'autocorrélation de la séquence  $a^i(t)$ . De cette matrice, un scalaire  $C_{\max}$  est dérivé pour quantifier l'ensemble de séquences. Il s'agit de la « pire » valeur d'intercorrélacion en dehors de la diagonale, soit

$$C_{\max} = \min \left( C_{\max_{i,j}} \right) \forall i \neq j. \quad (14)$$

Le même processus est réalisé une seconde fois avec les valeurs moyennes d'intercorrélacion au sein de l'ensemble de séquences, formant ainsi la matrice  $C_{\text{mean}}$  :

$$C_{\text{mean}_{i,j}} = \sum^{N_l} C_{i,j,t} / (N_l * 2 - 1). \quad (15)$$

Cette matrice est convertie en échelle logarithmique normalisée par rapport au maximum des autocorrélacions correspondantes. Un unique scalaire,  $C_{\text{mean}}$ , est utilisé pour quantifier l'ensemble de séquences. Celui-ci est obtenu en calculant la valeur moyenne de  $C_{\text{mean}}$  en dehors de la diagonale, soit

$$C_{\text{mean}} = \sum C_{\text{mean}_{i,j}} / N_{Tx}^2, \forall i \neq j. \quad (16)$$

Ces deux indicateurs quantitatifs seront utilisés dans la suite de ce chapitre pour caractériser l'autocorrélacion et les intercorrélacions au sein d'une séquence.

## ii. Orthogonalité de plusieurs séquences

Lorsque plusieurs séquences sont émises de manière simultanée, l'orthogonalité de l'ensemble des séquences doit également être étudiée. Afin de prendre en compte l'aspect simultané, un protocole basé sur des simulations numériques est proposé. Celui-ci consiste à insonifier simultanément un unique diffuseur ponctuel situé à 30mm de la sonde avec  $N_{Tx}$  émetteurs juxtaposés, centrés par rapport au milieu de la sonde.  $N_{Tx}$  séquences sont donc transmises simultanément. Les échos  $y_n$  sont captés par un unique récepteur  $n$ , puis décodés par  $N_{Tx}$  filtres adaptés, formant ainsi un ensemble  $\mathbf{Y} = \{\widehat{\mathbf{y}}_n^1; \widehat{\mathbf{y}}_n^2; \widehat{\mathbf{y}}_n^k; \dots; \widehat{\mathbf{y}}_n^{N_{Tx}}\}$  correspondant à chacune des séquences émises.

Pour chacun des signaux  $\widehat{\mathbf{y}}_n^k$ , deux zones sont définies. La première est la zone de signal,  $ROI_{sig}$  localisée à la position du diffuseur ponctuel. La seconde est une zone de bruit,  $ROI_{noise}$ , correspondant au bruit résiduel de décodage et donc la conséquence directe de la non-orthogonalité parfaite des séquences entre elles. Ces 2 régions sont illustrées dans la figure 4.15. Afin de quantifier l'orthogonalité d'un ensemble de séquences, le rapport signal sur bruit (SNR pour Signal to Noise Ratio) est utilisé. Cet indicateur permettant d'estimer le niveau moyen du bruit de décodage dans l'ensemble des  $N_{Tx}$  régions de bruit. Il est calculé de la façon suivante:

$$SNR = \left[ \sum_{k=1}^{N_{Tx}} 20 \log_{10} \left( \frac{\sigma_{ROI_{sig}}^k}{\sigma_{ROI_{noise}}^k} \right) \right] / N_{Tx}, \quad (17)$$

où  $\sigma_{ROI_{sig}}^k$  correspond à l'écart type calculé dans la zone de signal  $ROI_{sig}^k$  et  $\sigma_{ROI_{noise}}^k$  correspond à l'écart type calculé dans la zone de bruit  $ROI_{noise}^k$ , pour la  $k$ -ième séquence. Ce scalaire constitue l'équivalent lors d'acquisitions simultanées de  $C_{\text{mean}}$ . Cette métrique est calculée directement sur les signaux  $\widehat{\mathbf{y}}_n^k$  avant la formation d'image.

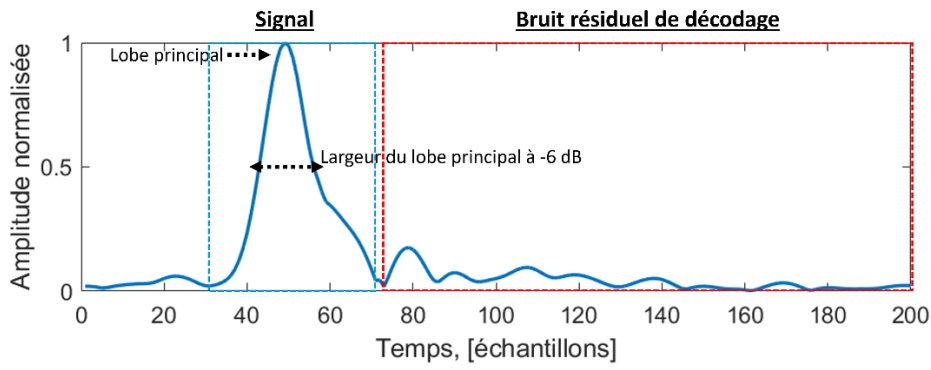


Figure 4.15 : Exemple d'un signal  $\widehat{y}_n^k$  obtenu après décodage et détection d'enveloppe lors d'une acquisition simultanée. La zone encadrée en bleu correspond à la zone de signal utile, localisée à l'emplacement de l'unique diffuseur. La zone encadrée en rouge désigne le bruit résiduel après décodage résultant des interférences entre les différentes séquences simultanées. Dans un cas idéal, la zone de signal a une amplitude élevée et la zone de bruit une amplitude nulle.

### iii. Largeur du pic principal des signaux décodés

Le protocole mis en place pour étudier la largeur du pic principal des signaux décodés (autocorrélation dans le cas du filtrage adapté), indicateur quantitatif de la résolution axiale atteignable pour un ensemble de séquences, est décrit dans cette section. La largeur du lobe principal  $L_{ac}$  est mesurée à mi-hauteur, c'est-à-dire à la moitié de l'énergie de la valeur maximale du pic (-6dB) (Priestley, 1982).

Les signaux  $\mathbf{Y} = \{\widehat{y}_n^1; \widehat{y}_n^2; \dots; \widehat{y}_n^K\}$  obtenus pour l'ensemble des  $N_{Tx}$  émetteurs sont sur-échantillonnés d'un facteur 10 afin de limiter d'éventuelles imprécisions liées à l'échantillonnage. Une détection d'enveloppe est appliquée sur les signaux sur-échantillonnés. Pour chacune des  $N_{Tx}$  acquisitions, la largeur à mi-hauteur du pic principal des signaux décodés, noté ici  $L_{ac}^k$ , est mesurée dans le signal sur-échantillonné. Les  $N_{Tx}$  valeurs obtenues sont moyennées afin d'obtenir un scalaire  $L_{ac}$  correspondant à la valeur moyenne de la largeur à mi-hauteur du lobe principal des signaux décodés lorsque  $N_{Tx}$  séquences sont émises simultanément. Cette largeur  $L_{ac}$  doit être minimisée afin de maximiser la résolution axiale dans les images reconstruites.

## h. Performances des séquences codées en simulations numériques

Dans cette section, les résultats obtenus relatifs aux performances des séquences codées dans le cadre de simulations numériques sont détaillés. Premièrement, l'orthogonalité des séquences deux à deux ainsi que l'influence de la conversion 3-états sont décrits. Enfin, les performances des séquences sont évaluées dans le cas de simulations numériques CS-STA sur un milieu composé d'un unique diffuseur.

### i. Orthogonalité des séquences deux à deux

Dans un premier temps, l'orthogonalité des différentes séquences est analysée à travers les valeurs de  $C_{max}$ . L'ensemble des valeurs calculées pour les différentes séquences sont représentées dans la figure 4.16. Cette figure est décomposée en un ensemble de 6 sous figures, correspondant pour chacune à un nombre de symboles  $N_s$ . Les codes modulateurs sont étudiés pour les valeurs où ils existent, soit pour les codes de Gold  $N_s = \{31, 63, 127, 511, 1023\}$ , pour les codes de Kasami  $N_s = \{63, 255, 1023\}$  et pour les codes pseudo-aléatoires  $N_s = \{31, 63, 127, 255, 511, 1023\}$ . Les points clés ressortant de cette figure sont les suivants :

- Le code modulateur utilisé influence fortement les valeurs de  $C_{max}$ . Dans l'ensemble des cas étudiés où les 3 codes modulateurs existent ( $N_s = 63$  et  $N_s = 1023$ ), les valeurs les plus élevées sont obtenues avec les codes de Kasami, puis les codes de Gold et enfin les codes pseudo-aléatoires. Dans les autres cas, les codes pseudo-aléatoires sont systématiquement surpassés par les codes de Gold et de Kasami. Ces

résultats reflètent la littérature et suggèrent que les codes de Gold et de Kasami doivent être utilisés plutôt que des séquences pseudo-aléatoires.

- A l'exception de quelques variations mineures (<1dB), les valeurs maximales de  $C_{max}$  ne sont pas influencées par le nombre de cycles par symboles  $N_c$  et le nombre de zéros par symboles  $N_z$ .
- L'augmentation du nombre de symboles  $N_s$  influence positivement  $C_{max}$ . Cette propriété est attendue et correspond à la littérature (Helleseth, 1976). Ces résultats suggèrent que les codes longs sont de bons candidats pour l'imagerie ultrasonore simultanée puisque  $C_{max}$  augmente lorsque  $N_s$  augmente. Afin de mieux comprendre l'évolution de  $C_{max}$  en fonction du nombre de symboles, l'ensemble des valeurs de  $C_{max}$  obtenus pour un couple donné de  $N_c$  et  $N_z$  sont montrées dans la figure 4.17, où les valeurs de  $N_c$  et de  $N_z$  utilisées sont 1 cycle de signal et 3 cycles de zéro, respectivement. Cette figure met en lumière le fait que  $C_{max}$  croît de façon relativement linéaire par rapport au nombre de symboles, avec une amélioration moyenne de 2.3dB par doublement du nombre de symboles  $N_s$ . Afin de limiter les artefacts de reconstruction induits par le décodage, une valeur haute de  $C_{max}$  est nécessaire. Pour cela, le nombre de symboles  $N_s$  doit être choisi tel que  $N_s \geq 255$ , préférentiellement avec des codes de Kasami.

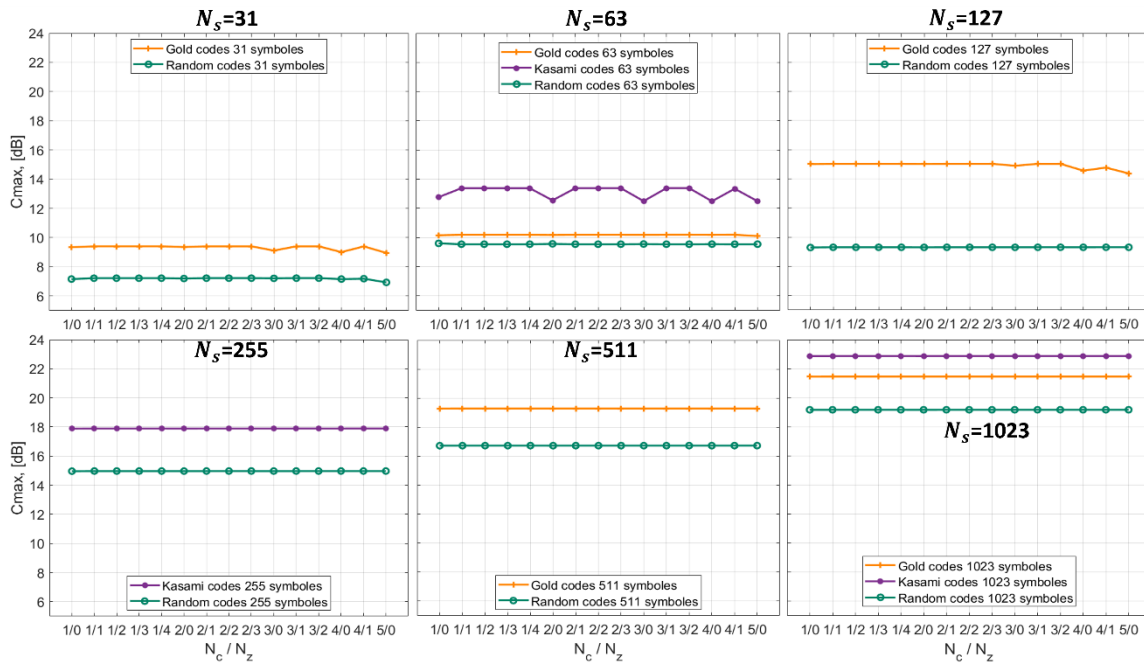


Figure 4.16 : Valeurs mesurées de  $C_{max}$  pour l'ensemble des longueur de symbole  $L_s \leq 5$  et pour différents nombre de symboles par séquences ( $N_s$ ). Les valeurs de  $C_{max}$  sont grandement améliorées lorsque le nombre de symboles augmente. En revanche, l'influence de  $N_c$  et  $N_z$  est très faible. Les performances des codes pseudo-aléatoires sont systématiquement surpassés par les codes de Gold et les codes de Kasami. Lorsque les 3 familles de codes existent, les meilleurs performances sont obtenues avec les codes de Kasami, puis les codes de Gold, et enfin les séquences pseudo-aléatoires.

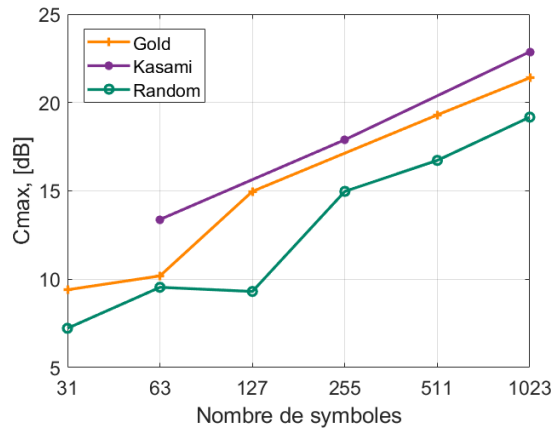


Figure 4.17 : Evolution de  $C_{max}$  en fonction du nombre de symboles  $N_s$  pour  $N_c = 1$  et  $N_z = 3$ . Cette figure met en évidence le fait que  $C_{max}$  croît de manière quasi-linéaire lorsque  $N_s$  augmente.

La disposition de la figure 4.16 présentant  $C_{max}$  est repris dans la figure 4.18, cette fois avec les valeurs de  $C_{mean}$ . Les points clés ressortant de l'étude de  $C_{mean}$  sont les suivants :

- L'influence du code modulant est très faible. Pour chacune des valeurs de  $N_s$ , les valeurs de  $C_{mean}$  ne sont que très faiblement influencées par le choix du code modulant.
- L'augmentation du nombre de symboles  $N_s$  améliore  $C_{mean}$ . Cela est valable pour l'ensemble des valeurs de  $N_s$  étudiées. Cela concorde avec les observations relatives à  $C_{max}$ , ce qui permet d'affirmer que les propriétés d'orthogonalité des séquences sont améliorées lorsque  $N_s$  augmente.
- L'utilisation de périodes de zéros  $N_z$  au sein d'un symbole améliore  $C_{mean}$ . A durée de symbole égale ( $L_s$ ), les valeurs les plus hautes correspondent systématiquement à  $N_c = 1$ . Pour l'ensemble des codes étudiés, les meilleurs valeurs sont obtenues pour  $N_c = 1$  cycle de signal sinusoïdal et  $N_z = 4$  cycles de zéro. Ces résultats suggèrent que  $N_c$  doit être fixé à 1 cycle de signal sinusoïdal.

Afin de mieux visualiser l'évolution de  $C_{mean}$  en fonction du nombre de symboles  $N_s$ ,  $N_c$  et  $N_z$ , l'ensemble des valeurs de  $C_{mean}$  obtenus avec des séquences modulantes pseudo-aléatoires sont montrées dans la figure 4.19. Sachant que les valeurs de  $C_{mean}$  sont quasiment identiques pour l'ensemble des codes modulants étudiées, les séquences pseudo-aléatoires sont étudiées ici car elles présentent l'avantage d'exister pour l'ensemble des valeurs de  $N_s$ . Cette figure met en lumière le fait que l'évolution de  $C_{mean}$  en fonction du nombre de symboles  $N_s$  est un phénomène linéaire, avec une amélioration moyenne de 3.2dB lorsque le nombre de symboles  $N_s$  double. Par ailleurs, cette figure montre de manière claire avec un autre angle de vue la supériorité des séquences pour lesquelles  $N_c$  est fixé à 1.

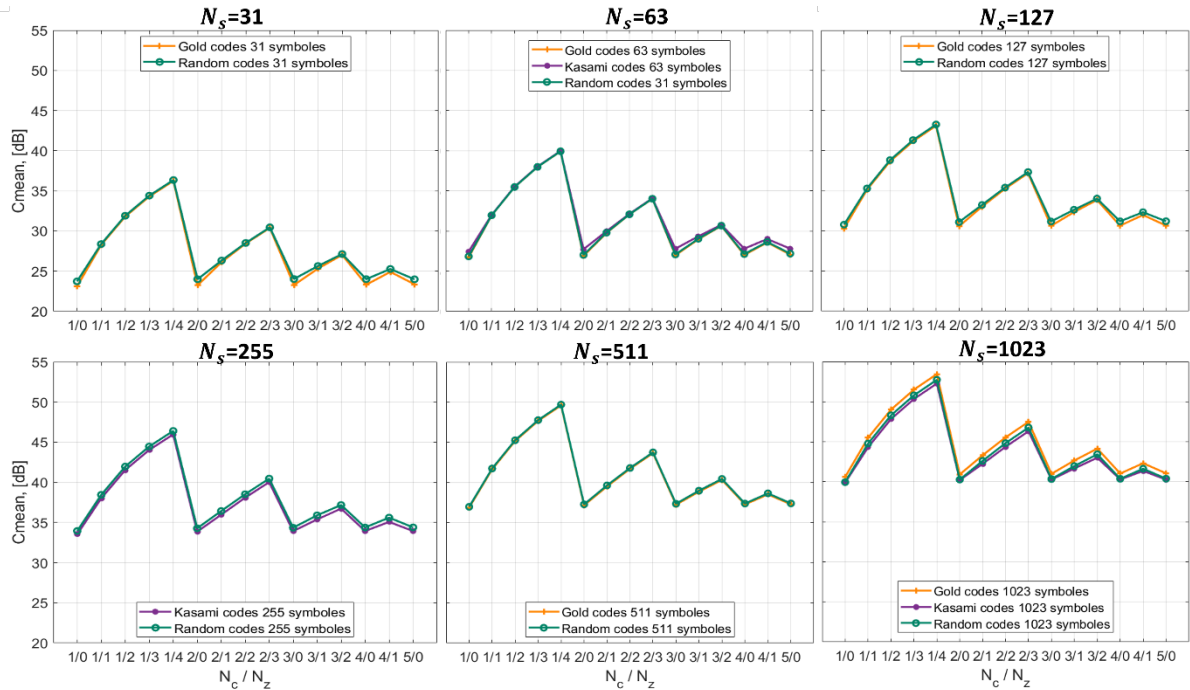


Figure 4.18 : Valeurs mesurées de  $C_{mean}$  pour différents nombres de symboles par séquences ( $N_s$ ) et différentes durées de symboles ( $N_s$ ). Il apparaît alors que les valeurs de  $C_{mean}$  sont fortement influencées par  $N_s$ ,  $N_c$  et  $N_z$ . Le niveau moyen des intercorrélations est sensiblement réduit lorsque le nombre de symboles  $L_N$  augmente, tout comme dans  $C_{max}$ . Le niveau moyen des intercorrélations est également fortement réduit lorsque le nombre de zéro par symboles  $N_z$ . A durée de séquences équivalente, les meilleurs résultats sont obtenus pour  $N_c = 1$ , et ce, pour toutes les valeurs de  $N_s$ .

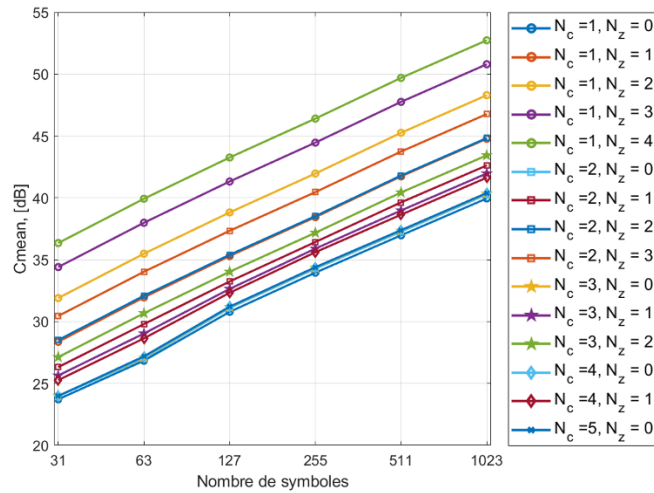


Figure 4.19 : Evolution de  $C_{mean}$  en fonction du nombre de symboles  $N_s$ , de  $N_c$  et de  $N_z$  pour les séquences pseudo-aléatoires. La décroissance linéaire du niveau moyen d'intercorrélacion en fonction du nombre de symboles  $N_s$  est mis en évidence.

Dans cette section, l'intérêt d'utiliser des codes de Gold et de Kasami par rapport aux codes pseudo-aléatoires a été mis en évidence. L'amélioration de l'orthogonalité des séquences lorsque le nombre de symboles  $N_s$  augmente a été montré. De plus, les résultats obtenus relatifs à  $C_{mean}$  ont montrés que pour une durée de symbole donnée,  $N_c$  doit être fixé à 1 et des périodes de zéros  $N_z$  peuvent être introduites pour maximiser les propriétés d'orthogonalité.

## ii. Influence de la conversion 3-états sur l'orthogonalité des séquences

Les séquences codées  $a(t)$  sont systématiquement converties en signaux 3-états lors d'acquisitions expérimentales. L'influence de la conversion 3-états sur l'orthogonalité des séquences doit donc être étudiée. Pour cela, chaque séquence  $a(t)$  est convertie en un signal 3-états  $a_{PWM}(t)$  par le processus de conversion implémenté dans l'échographe TPAC Pioneer AWG.  $C_{max}$  et  $C_{mean}$  sont calculés pour l'ensemble des séquences  $a_{PWM}(t)$ . Ces valeurs sont comparées avec celles obtenues pour les signaux  $a(t)$  dans la section précédente. Dans un souci de compacité, seules les séquences modulantes pseudo-aléatoires sont présentées ici, bien que les observations soient similaires pour l'ensemble des codes modulants. Les valeurs de  $C_{max}$  et  $C_{mean}$  obtenues pour les séquences  $a(t)$  et leurs équivalents 3-états sont détaillées dans la figure 4.20. Les points clés ressortant de cette figure sont les suivants :

- La conversion 3-états à une influence très faible sur  $C_{max}$ . Au mieux, la conversion améliore légèrement les valeurs mesurées, au pire, elle ne les dégrade pas. L'écart mesuré entre les séquences  $a(t)$  et les séquences 3-états est inférieur à 1dB pour l'ensemble des valeurs de  $N_s$  étudiées.
- La conversion 3-états à une influence modérée sur  $C_{mean}$ . Pour l'ensemble des valeurs étudiées de  $N_s$ ,  $N_c$  et  $N_z$ , la conversion 3-états améliore systématiquement les valeurs de  $C_{mean}$ . Le gain apporté par la conversion varie entre 0.4 et 5.7 dB. Ce gain dépend directement de  $N_c$  : les plus fortes améliorations sont obtenues lorsque  $N_c$  est fixé à 1, et les plus faibles pour  $N_c=5$ .

Ces résultats permettent de conclure que la conversion 3-états exerce une influence faible sur l'orthogonalité des séquences. Globalement, les propriétés d'orthogonalité sont améliorées par la conversion 3-états. De plus, l'évolution de  $C_{max}$  et  $C_{mean}$  est similaire avec et sans conversion 3-états. Les observations relatives aux choix des paramètres optimaux restent donc valides.

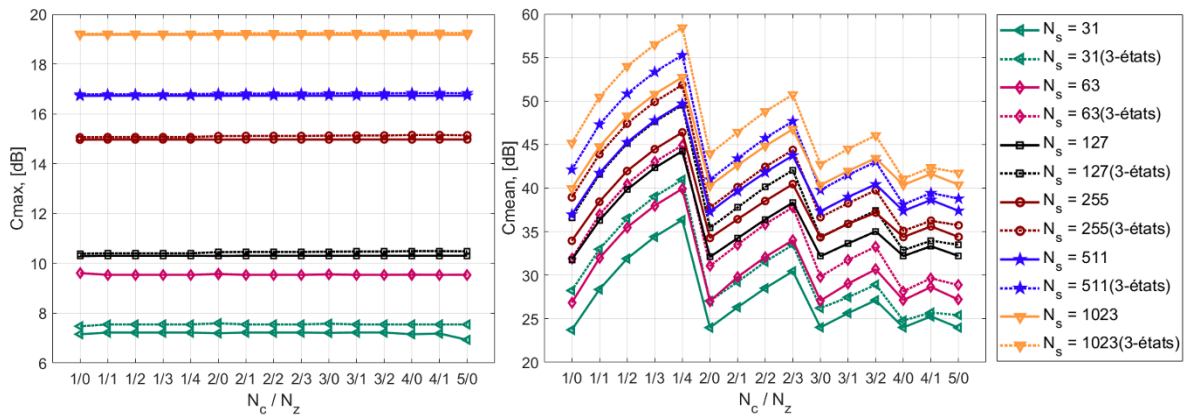


Figure 4.20 : Influence de la conversion 3-états sur les propriétés d'orthogonalité des séquences. (a) -  $C_{max}$ . L'influence de la conversion 3-états est extrêmement faible. (b) -  $C_{mean}$ . L'influence de la conversion 3-états est plus marquée, avec une amélioration globale de  $C_{mean}$ . En couplant les observations réalisées pour ces deux indicateurs, il est possible de statuer sur le fait que la conversion 3-états ne dégrade pas l'orthogonalité des séquences.

### iii. Orthogonalité des ensembles de séquences

Dans cette section, l'orthogonalité des ensembles de séquences lors d'émissions simultanées sont étudiés. Pour cela, des simulations numériques sont réalisées avec Field II (Jensen, 1996) (Jensen & Svendsen, 1992). Une sonde d'émission est simulée, correspondant à la configuration décrite dans la figure 4.11. Seul les 8 éléments centraux sont activés durant l'émission. Un diffuseur ponctuel est placé à 30mm du centre de la sonde. L'ensemble des émetteurs transmet simultanément une séquence, soit  $N_{Tx}$  séquences transmises simultanément. Les échos sont réceptionnés par un unique récepteur,  $n$ , positionné au centre de la sonde. Le signal  $y$  reçu par le récepteur est décodé par  $N_{Tx}$  filtres adaptés, formant ainsi un ensemble de signaux décodés  $\mathbf{Y} = \{\widehat{y}_n^1; \widehat{y}_n^2; \dots; \widehat{y}_n^{N_{Tx}}\}$ . Après définition d'une zone de signal et d'une zone de bruit, le SNR est calculé pour l'ensemble des acquisitions.

Les propriétés d'orthogonalité des séquences transmises de manière simultanée sont analysées quantitativement à travers l'étude du SNR. L'ensemble des valeurs mesurées sont présentés dans la figure 4.21. Les points clés ressortant de cette figure sont les suivants :

- Le SNR est amélioré lorsque le nombre de symboles  $N_s$  augmente. Ces résultats concordent avec les observations précédentes concernant  $C_{max}$  et  $C_{mean}$ , et confirment que l'utilisation de codes longs est une solution envisageable pour l'encodage spatio-temporel de plusieurs émetteurs simultanés. A contrario, la faible orthogonalité apportée par les codes courts est clairement mise en évidence.
- Le SNR diminue lorsque  $N_{Tx}$  augmente. Ces résultats concordent avec les résultats précédents et sont expliqués logiquement par une difficulté accrue à décoder de nombreuses séquences reçues simultanément. Augmenter le nombre de séquences transmises simultanément dégrade inévitablement les signaux décodés.
- La séquence modulante a une influence forte sur le SNR. Pour  $N_s \leq 255$ , les séquences pseudo-aléatoires semblent être le meilleur choix en se basant uniquement sur SNR. En revanche, pour  $N_s \geq 511$ , les codes de Gold améliorent quasi systématiquement les valeurs mesurées du SNR.
- L'introduction de périodes de zéros  $N_z$  au sein d'un symbole améliore le SNR. Cela est vrai pour l'ensemble des codes modulants étudiés et pour chaque nombre de symboles  $N_s$ . A durée de symbole égale ( $L_s$ ), les valeurs les plus élevées de SNR correspondent systématiquement à  $N_c = 1$ , ce qui suggère que ce paramètre doit être fixé à 1. Pour l'ensemble des valeurs de  $N_s$  et l'ensemble des valeurs de  $N_{Tx}$ , les plus hautes valeurs de SNR sont systématiquement obtenues pour  $N_c = 1$  et  $N_z = 4$ .

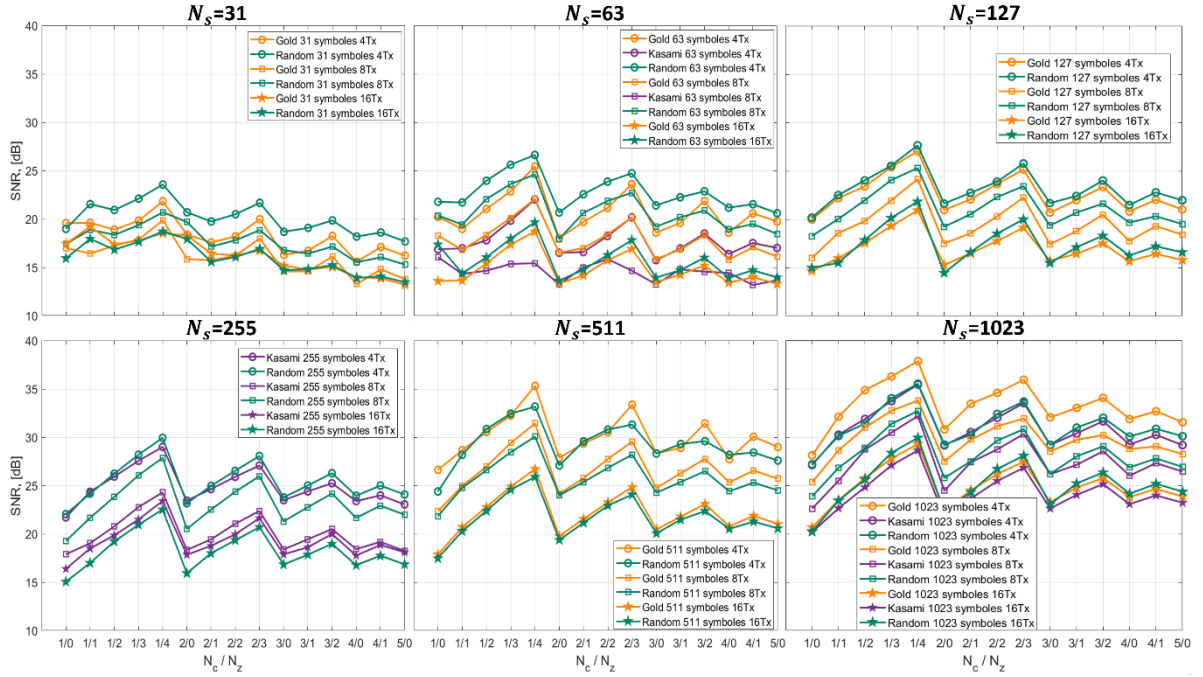


Figure 4.21 : Valeurs mesurées de SNR pour différents nombres de symboles ( $N_s$ ) et différentes stratégies de convolution par symboles ( $N_c$  et  $N_z$ ). Les séquences de Gold sont représentées en orange, les séquences de Kasami en violet et les séquences pseudo-aléatoires en vert. Il apparaît alors clairement que les valeurs de SNR sont influencées par  $N_s$ ,  $N_c$  et  $N_z$ . Les valeurs mesurées de SNR sont maximisées lorsque le nombre de symboles  $N_s$  augmente et que des périodes de zéros  $N_z$  sont introduites. En revanche, l'augmentation du nombre d'émetteurs simultanés diminue le SNR.

Dans cette section, l'orthogonalité des séquences a été étudiée lors d'acquisitions simultanées. Il a été montré qu'augmenter le nombre de symboles  $N_s$  améliore l'orthogonalité des séquences. Inversement, l'orthogonalité diminue de manière systématique lorsque  $N_{Tx}$  augmente. En fonction des différents paramètres étudiés ( $N_s$ ,  $N_{Tx}$ ,  $N_c$  et  $N_z$ ), la séquence modulante optimale n'est pas nécessairement la même. Cependant, pour  $N_s \geq 511$ , les codes de Gold semblent être un choix judicieux. Un autre résultat important montré dans cette section est que  $N_c$  doit être fixé à 1, et qu'introduire des périodes de zéros  $N_z$  à chaque symbole est bénéfique pour améliorer les propriétés d'orthogonalité des séquences. Ces résultats seront combinés avec l'estimation théorique de la cadence d'image atteignable en fonction des durées de codes afin de définir des stratégies optimales d'acquisition.

#### iv. Largeur du lobe principal des signaux décodés ( $L_{ac}$ )

La largeur du lobe principal des signaux décodés est calculée directement dans les données  $\mathbf{Y}$  acquises dans la section précédente. Dans un souci de compacité et de clarté, les résultats présentés dans cette partie concernent uniquement  $N_{Tx}=8$  pour des séquences pseudo-aléatoires. Ces dernières sont utilisées dans cette partie car elles existent pour l'ensemble des valeurs étudiées de  $N_s$ . Les largeurs moyennes du lobe principal  $L_{ac}$  au sein des différents ensembles de séquences sont représentées dans la figure 4.22. Les points clés qui peuvent être définis à partir de cette figure sont :

- La largeur moyenne du lobe principal  $L_{ac}$  est sensiblement augmentée lorsque  $N_c$  augmente ce qui a pour conséquence de dégrader la résolution axiale. Les meilleurs résultats sont systématiquement obtenus pour  $N_c = 1$ .
- La largeur moyenne du lobe principal  $L_{ac}$  est faiblement influencée par  $N_z$ . Globalement, augmenter  $N_z$  diminue légèrement les valeurs mesurées de  $L_{ac}$ , ce qui est bénéfique pour la résolution axiale. Ce phénomène est particulièrement marqué pour  $N_s = 127$ , et moins visible pour les autres nombres de symboles.
- La largeur moyenne du lobe principal  $L_{ac}$  est peu influencée par  $N_s$ . À l'exception de  $N_s = 127$ , les différentes valeurs mesurées sont extrêmement similaires pour une même combinaison de  $N_c$  et  $N_z$ .



Ces résultats suggèrent que la largeur du lobe principal des données après décodage est indépendante de  $N_s$ , et donc, indépendante des propriétés d'orthogonalité des séquences transmises.

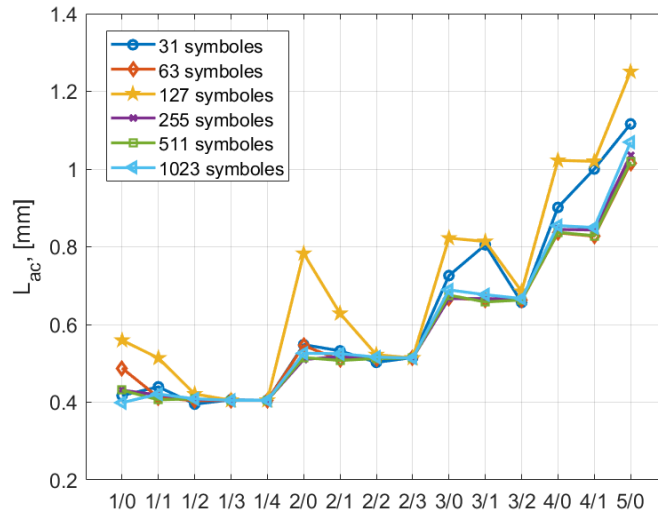


Figure 4.22 : Evolution de  $L_{ac}$  en fonction du nombre de symboles  $N_s$ , de  $N_c$  et de  $N_z$  pour les séquences pseudo-aléatoires. Il apparaît clairement que les meilleures valeurs de  $L_{ac}$  sont obtenues lorsque  $N_c$  est fixé à 1. Le nombre de symboles  $N_s$  a une très faible influence sur les valeurs mesurées, ce qui signifie que la largeur du lobe principal est indépendante des propriétés d'orthogonalité des séquences transmises.

## i. Performances des séquences codées lors d'acquisitions expérimentales

Dans cette section, les performances des séquences codées sont évaluées dans le cadre d'acquisitions expérimentales réalisées avec le système TPAC Pioneer AWG. Les acquisitions sont réalisées avec la configuration double sonde décrite dans la section IV-e. Dans un souci de compacité, le nombre d'éléments actifs simultanément est fixé à  $N_{Tx}=8$ . Les éléments 61 à 68 sont activés durant l'émission, ce qui correspond aux éléments les plus proche du centre de la sonde. Un unique récepteur est utilisé en réception, placé au centre de la sonde de réception (élément 64). Un fil de nylon de diamètre 0.3mm est placé à 4cm du centre des deux sondes, agissant comme un unique diffuseur ponctuel. Le signal  $y$  reçu par le récepteur  $n$  est décodé par  $N_{Tx}$  filtres adaptés, formant ainsi un ensemble  $\mathbf{Y} = \{y_n^1; y_n^2; \dots; y_n^8\}$  correspondant à chacune des séquences émises  $a^k(t)$ . Les mêmes séquences que précédemment sont étudiés, à l'exception des codes de  $N_s=1023$  symboles qui contiennent trop d'états  $N_{states}$  pour être transmis expérimentalement.

L'orthogonalité des séquences transmises simultanément est également analysé quantitativement à travers l'étude du SNR. L'ensemble des valeurs calculées sont représentées dans la figure 4.23. Les points clés ressortant de cette figure sont les suivants:

- Amélioration du SNR lorsque le nombre de symboles  $N_s$  augmente. Ces résultats concordent avec les résultats de simulations numériques et confirment que l'utilisation de codes longs améliore l'orthogonalité d'un ensemble de séquences et donc, peut permettre d'utiliser d'avantage d'émetteurs simultanément.
- La séquence modulante influence modérément les résultats obtenus. Pour  $N_s = 255$ , l'utilisation de séquences de Kasami comme source de modulation permet d'améliorer le SNR par rapport aux séquences pseudo-aléatoires. Lorsque  $N_s$  est fixé à 511 symboles, l'utilisation de séquences de Gold comme séquence modulante surpasse les séquences pseudo-aléatoires. Ces résultats concordent avec les observations obtenus par les simulations numériques et confirment que pour maximiser les propriétés de corrélation au sein d'un ensemble de séquences, les séquences de Kasami doivent être utilisées pour  $N_s = 255$  et les séquences de Gold doivent être utilisées pour  $N_s = 511$

- L'introduction de périodes de zéros  $N_z$  au sein d'un symbole améliore systématiquement le SNR pour l'ensemble des codes modulants étudiés et pour chaque nombre de symboles  $N_s$ . A durée de symbole égale ( $L_s$ ), les valeurs les plus élevées de SNR correspondent systématiquement à  $N_c = 1$ , ce qui confirme que ce paramètre doit être fixé à 1. Les plus hautes valeurs de SNR sont obtenues pour  $N_c = 1$  et  $N_z = 3$  ou 4, en fonction des cas.

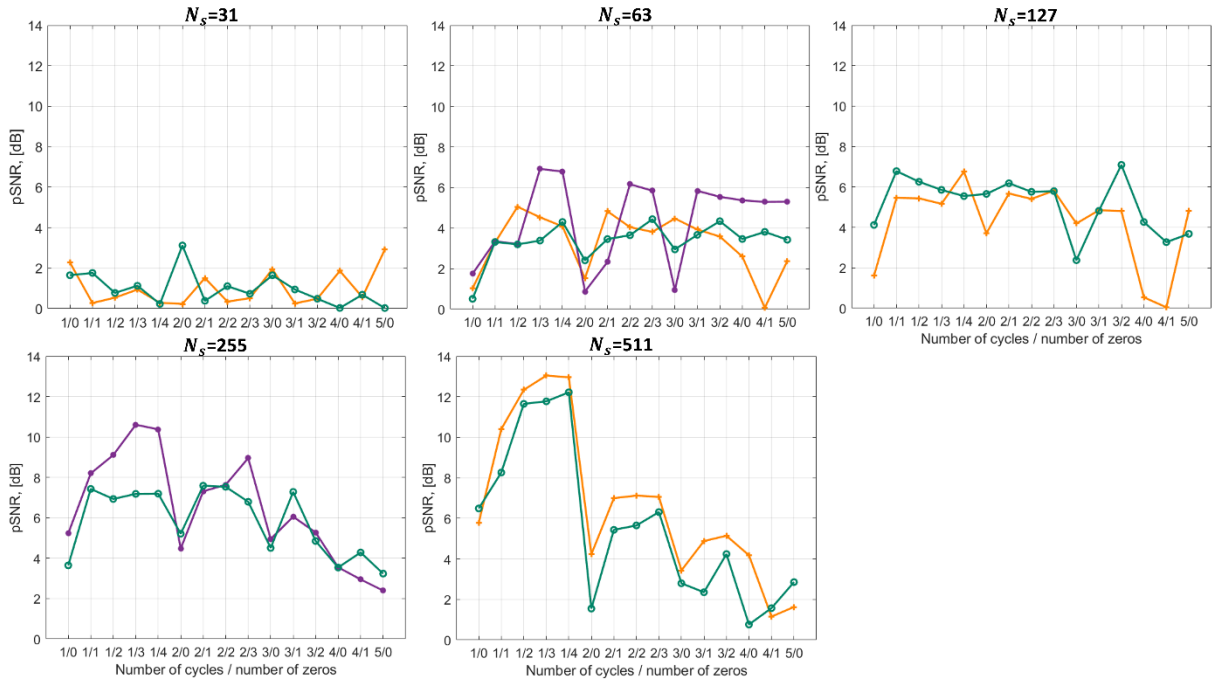


Figure 4.23 : Evolution de SNR en fonction du nombre de symboles  $N_s$ , de  $N_c$  et de  $N_z$  pour l'ensemble des séquences étudiées. Les séquences de Gold sont représentées en orange, les séquences de Kasami en violet et les séquences pseudo-aléatoires en vert. Les plus hautes valeurs de SNR sont obtenues pour  $N_s = 511$ ,  $N_c = 1$  et  $N_z = 3$ .

Dans cette partie, les performances des séquences codées ont été évaluées expérimentalement lors d'acquisitions simultanées avec  $N_{Tx}=8$  éléments actifs. En se basant sur l'étude du SNR, il a été mis en évidence que  $N_c$  doit être fixé à 1, que  $N_z$  doit être augmenté autant que possible dans la limite de 4, et que le nombre de symboles  $N_s$  doit être fixé à 255 ou 511 lorsque  $N_{Tx}=8$ . La supériorité des codes de Kasami pour  $N_s = 255$  et des codes de Gold pour  $N_s = 511$  par rapport aux codes pseudo-aléatoires a été montré.

## j. Cadence d'image atteignable en imagerie STA simultanée

### i. A propos de la cadence d'image atteignable

Les aspects relatifs à la cadence d'image de la méthode CS-STA sont discutés dans cette section. Le cas idéal d'un point de vue de la cadence d'image consiste à réaliser une acquisition full STA en une unique insonification simultanée, soit  $N_{Tx} = N_e$ . Cependant, il a été montré dans ce chapitre que l'augmentation du nombre d'éléments actifs simultanément va de pair avec une dégradation des signaux décodés. Un compromis entre le nombre d'éléments actifs simultanés  $N_{Tx}$  et la durée des codes émis  $L_c$  doit être trouvé.

Lors d'acquisitions STA conventionnelles, la durée du signal émis est généralement négligeable. Le temps nécessaire pour réaliser une acquisition conventionnelle dépend de la vitesse du son et du temps de propagation aller-retour des ondes dans le milieu à la profondeur maximale d'intérêt ( $P_{max}$ ). En faisant l'hypothèse d'une vitesse du son  $c_0$  constante, le temps nécessaire  $T_{STA}$  pour l'acquisition d'un jeu de données STA est donné par :

$$T_{STA} = N_{STA} \frac{2P_{max}}{c_0}, \quad (18)$$

où  $N_{STA}$  désigne le nombre d'acquisitions successives nécessaires à la formation d'une image finale,  $P_{max}$  la profondeur maximale d'imagerie et le facteur 2 prend en compte l'aller-retour de l'onde acoustique. En imagerie CS-STA, la durée des séquences émises  $L_c$  peut-être conséquente afin de garantir de bonnes propriétés d'orthogonalité entre les séquences émises. Elle doit donc être prise en compte pour calculer le temps nécessaire  $T_{CS-STA}$  requis pour l'acquisition d'un jeu de données :

$$T_{CS-STA} = \frac{N_{STA}2P_{max}}{N_{Tx}c_0} + \frac{L_c N_{STA}}{N_{Tx}}, \quad (19)$$

où  $N_{STA}/N_{Tx}$  correspond au nombre d'acquisitions successives à réaliser et  $L_c$  à la longueur des codes émis. En négligeant le temps nécessaire à l'échographe pour passer d'un mode d'émission à un mode de réception, la cadence d'image en STA conventionnel est définie par  $FPS_{STA} = 1/T_{STA}$  et la cadence d'image en STA simultanée par  $FPS_{CS-STA} = 1/T_{CS-STA}$ . Le gain relatif en cadence d'image entre les acquisitions conventionnelles et les acquisitions simultanées, noté ici  $G$ , est calculé par :

$$G = 100 * ((FPS_{CS-STA}/FPS_{STA}) - 1). \quad (20)$$

## ii. Gain relatif de cadence d'image entre les acquisitions CS-STA et STA

Dans cette section, la cadence d'image est évaluée dans le cadre d'acquisitions sparse STA avec 16 émetteurs, soit  $N_{STA}=16$ . Ce schéma d'acquisition de référence est comparé avec trois stratégies d'acquisitions simultanées :  $N_{Tx} = 4, 8$  et 16. Les profondeurs d'imagerie  $P_{max}$  étudiées varient entre 1 et 12cm, par pas de 0.5cm. Deux longueurs de codes sont comparées,  $L_c=61.3 \mu s$  (équivalent 511 symboles  $N_c = 1$  et  $N_c = 0$ ) et  $L_c=245.2 \mu s$  (correspond à 511 symboles avec  $N_c = 1$  et  $N_c = 3$ ). La vitesse du son est supposée constante à 1480 m/s.

La cadence d'image atteignable pour l'ensemble des stratégies d'acquisitions est montrée dans la figure 4.24-a pour  $L_c=61.3 \mu s$  et dans la figure 4.24-c pour  $L_c=245.2 \mu s$ . Le gain relatif en cadence d'image  $G$  dérivé de ces résultats est présenté dans la figure 4.24-b pour  $L_c=61.3 \mu s$  et dans la figure 4.24-d pour  $L_c=245.2 \mu s$ .

Pour des acquisitions simultanées avec  $L_c=61.3 \mu s$  (figure 4.24-a), la cadence d'image  $FPS_{CS-STA}$  est systématiquement améliorée lorsque la profondeur d'imagerie  $P_{max}$  est supérieure à 1.5 cm (figure 4.24-a). Logiquement, la cadence d'image est d'autant plus grande lorsque  $N_{Tx}$  augmente. Le gain relatif en cadence d'image  $G$  est plus élevé à grandes profondeurs (figure 4.24-b).  $G$  atteint plus de 1000% pour  $N_{Tx}=16$  à grandes profondeurs ( $P_{max} > 10.5$  cm). Dans le cas d'une profondeur d'imagerie maximale  $P_{max}$  de 5 cm,  $G$  atteint 300% pour  $N_{Tx}=8$  et 100% pour  $N_{Tx}=4$ . Ces valeurs sont élevées et montrent que les acquisitions STA simultanées peuvent améliorer fortement la cadence d'image en comparaison avec les acquisitions de référence.

Pour des acquisitions simultanées avec  $L_c=245.2 \mu s$  (figure 4.24-c), l'évolution de la cadence d'image  $FPS_{CS-STA}$  est plus contrastée. Pour  $N_{Tx}=16$ ,  $FPS_{CS-STA}$  est amélioré pour toutes les profondeurs d'imagerie  $P_{max}$  supérieures à 1 cm. Lorsque  $N_{Tx}=8$ ,  $FPS_{CS-STA}$  est amélioré pour toutes les valeurs de  $P_{max}$  supérieures à 3 cm. Une amélioration de cadence d'image existe pour les valeurs de  $P_{max}$  supérieures à 6 cm lorsque  $N_{Tx}=4$ . Le gain en cadence d'image  $G$  atteignable est relativement faible en comparaison avec  $L_c=61.3\mu s$ , (figure 4.24-d). Pour  $N_{Tx}=4$ ,  $G$  atteint seulement 59% à très grande profondeur ( $P_{max}=12$ cm). Pour  $N_{Tx}=8$ ,  $G$  atteint 100% à 6 cm. Enfin, de fortes améliorations sont observées lorsque  $N_{Tx}=16$ , avec 297% à 6 cm.

La comparaison de la méthode CS-STA et l'imagerie par ondes planes (PWI) est brièvement discutée ici. Dans le cas de 3 ondes planes émises successivement, ce qui correspond à une cadence d'image élevée avec une faible qualité d'image, les acquisitions PWI permettent globalement d'obtenir une cadence d'image supérieure à la méthode proposée dans la configuration précédemment étudiée avec  $N_{STA}=16$ . Pour les acquisitions avec des codes de  $61.3\mu s$ , les acquisitions avec  $N_{Tx}=16$  améliorent la cadence d'image pour  $P_{max}>2$ cm, celles avec  $N_{Tx}=8$  améliorent la cadence d'image seulement à larges profondeurs ( $P_{max}>9$ cm, et enfin, les acquisitions avec  $N_{Tx}=4$  ne permettent pas de d'améliorer la cadence d'image. Lors d'acquisitions avec des codes de  $245.2\mu s$ , seules les acquisitions avec  $N_{Tx}=16$  améliorent la cadence d'image à large profondeurs ( $P_{max}>9$ cm).

Lorsque 11 ondes planes sont utilisées, ce qui correspond à un compromis classiquement fait entre cadence et qualité d'image (Liebgott, *et al.*, 2016), la méthode CS-STA permet d'améliorer sensiblement la cadence d'image atteignable. Pour les acquisitions utilisant des codes de  $61.3\mu s$ , toutes les acquisitions améliorent la cadence

d'image, à l'exception des acquisitions avec  $N_{Tx}=4$  éléments simultanés à très faible profondeurs ( $P_{max}<2.5\text{cm}$ ). Pour une profondeur d'imagerie de 6cm, le gain en cadence d'image apporté par la méthode CS-STA est de 56%, 213% et 526% pour les acquisitions avec  $N_{Tx}=4, 8$  et 16, respectivement. Lorsque des codes de  $245.2\mu\text{s}$  sont utilisés, la cadence d'image est également améliorée. Lorsque  $N_{Tx}=16$  éléments actifs, le gain en cadence est effectif à partir d'une profondeur d'imagerie  $P_{max}>2\text{cm}$ , et atteint 340% à 12cm. Lorsque  $N_{Tx}=8$  éléments actifs, toutes les acquisitions pour une profondeur d'imagerie  $P_{max}>4\text{cm}$  bénéficient d'un gain en cadence d'image. Celui-ci atteint 118% à 12cm. Enfin, les acquisitions avec  $N_{Tx}=4$  éléments actifs ne permettent pas d'améliorer la cadence d'image.

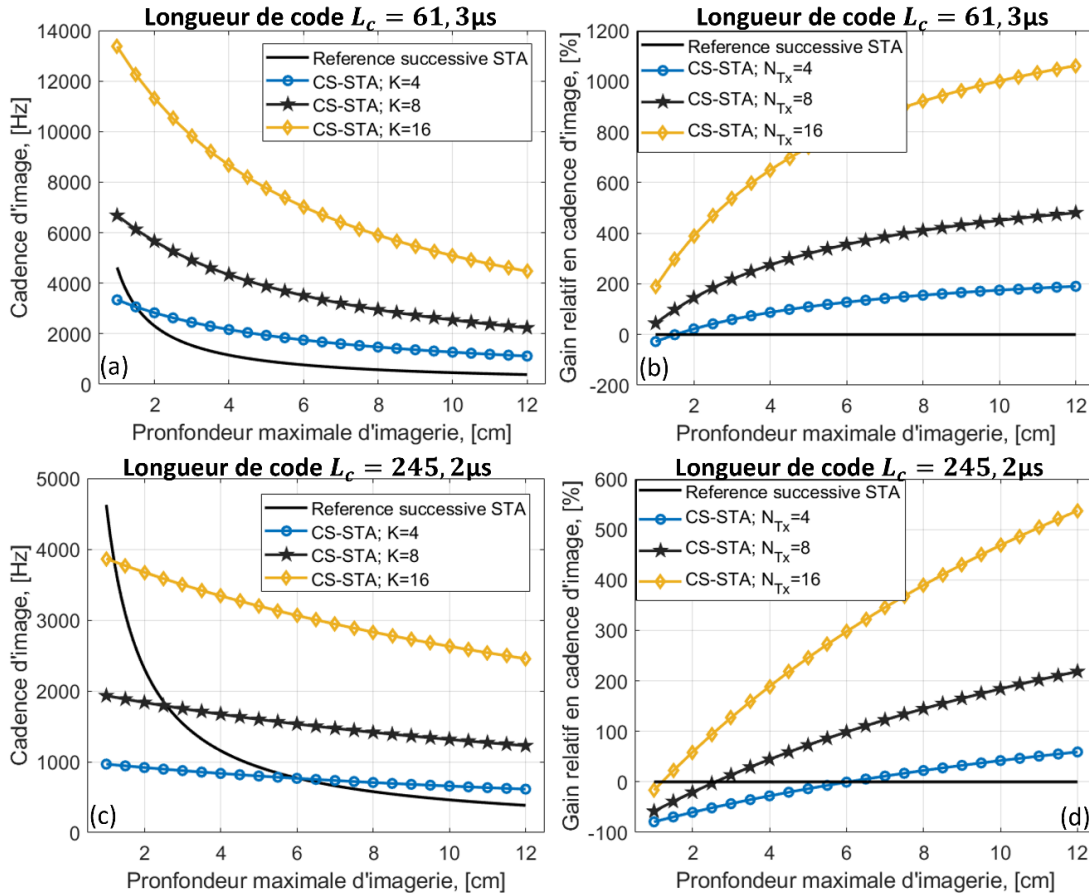


Figure 4.24 : Cadence d'image maximale théorique dans le cas d'une acquisition sparse STA avec  $N_{STA} = 16$ . La cadence d'image atteignable en imagerie STA conventionnelle est représentée par la courbe noire en trait plein sans marqueurs. Les cadences d'images atteignables en imagerie CS-STA sont représentées par les courbes bleues ( $N_{Tx} = 4$ ), noires ( $N_{Tx} = 8$ ) et jaune ( $N_{Tx} = 16$ ). (a) – Cadence d'image atteignable pour l'émission de codes d'une durée  $61.3\mu\text{s}$ . A l'exception des très faibles profondeurs d'imagerie ( $P_{max} < 2\text{ cm}$ ), la cadence d'image est systématiquement améliorée pour les codes de durée  $61.3\mu\text{s}$ . Concernant les codes de durée  $245.2\mu\text{s}$ , le gain en cadence d'image est principalement présent pour  $N_{Tx} \geq 8$ . Pour  $N_{Tx} = 4$ , une amélioration de la cadence d'image est uniquement observée pour les profondeurs d'imagerie  $P_{max}$  supérieures à 6cm.

Ces résultats indiquent que la méthode proposée permet d'améliorer sensiblement la cadence d'image en comparaison avec les acquisitions STA conventionnelles et PWI. Il a été montré qu'un compromis existe entre le nombre d'émetteurs simultanés, la durée des codes émis et la cadence d'image atteignable. Ces résultats sont à mettre en relation avec les propriétés d'orthogonalité des séquences étudiées (Sections IV-i/j). En effet, l'augmentation du nombre d'émetteurs actifs simultanément dégrade la qualité des signaux décodés tandis que l'augmentation de la durée des codes améliore la qualité des signaux décodés.

Lors d'acquisitions avec des codes de durée  $L_c=61.3\mu\text{s}$ , la cadence d'image est maximisée au détriment de la qualité d'image. Afin de limiter l'impact des corrélations entre les séquences,  $N_{Tx}$  peut être fixé à 4 pour améliorer la cadence et la qualité d'image simultanément. Lors d'acquisitions avec des codes de durée  $L_c=245.2\mu\text{s}$ , la qualité d'image est maximisée au détriment de la cadence d'image. Afin de conserver un gain élevé de cadence d'image,  $N_{Tx}$  doit être fixé à 8 ou à 16 émetteurs simultanés.



## k. Conclusion

Dans ce chapitre, l'imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture simultanée codée (CS-STA) a été décrite en détail. Le modèle direct associé à ces acquisitions ainsi que les solutions pour la reconstruction d'image ont été définis. Les configurations expérimentales et simulées ont été présentées. La présence d'une zone aveugle en imagerie mono-sonde a été mise en évidence. La nécessité de dissocier physiquement les éléments émetteurs et récepteurs grâce à l'utilisation de deux sondes pour résoudre le problème de la zone aveugle a été montrée. Les performances des codes utilisés pour l'encodage spatio-temporel des éléments actifs ont été détaillées de façon quantitative en simulations numériques et expérimentalement. Il a été montré que le fait d'augmenter le nombre de symboles et/ou introduire des périodes de zéros pour chaque symbole diminue le bruit dans les signaux décodés. A l'inverse, il a été montré qu'augmenter le nombre d'émetteurs actifs augmente le bruit lié au décodage imparfait des séquences étudiées. Il a été prouvé que le nombre de cycles par symboles doit être fixé à 1, et la supériorité des codes de Gold et de Kasami par rapport à des séquences aléatoires a été démontrée.

La cadence d'image atteignable en imagerie CS-STA codée a été étudiée en détail. Il a été montré que celle-ci souffre d'un compromis entre le nombre d'émetteurs simultanés et la durée des codes émis. En combinant les résultats relatifs aux performances des codes ainsi que l'étude de la cadence d'image, différents schémas d'imagerie optimaux ont été décrits.

<b>Nombre d'éléments actifs simultanément <math>N_{Tx}</math></b>	Présence d'un compromis entre la cadence d'image (valeurs hautes) et la qualité d'image (valeur basse),
<b>Nombre de symboles par séquence <math>N_s</math></b>	Présence d'un compromis entre la qualité d'image (valeurs hautes) et la cadence d'image (valeur basse),
<b>Nombre de cycles de signal sinusoïdal par symbole <math>N_c</math></b>	Une valeur basse de $N_c$ doit systématiquement être choisi pour maximiser simultanément la qualité d'image et la cadence d'image,
<b>Nombre de périodes de zéros par symbole <math>N_z</math></b>	Présence d'un compromis entre la qualité d'image (valeurs hautes) et la cadence d'image (valeur basse),
<b>Choix de la séquence modulante</b>	Pour $N_s=255$ symboles, les codes de Kasami doivent être utilisés plutôt que des séquences pseudo-aléatoires. Pour $N_s=511$ symboles, les codes de Gold doivent être utilisés plutôt que des séquences pseudo-aléatoires.

Tableau 4.2 : Synthèse de l'effet des différents paramètres étudiés sur la qualité et la cadence d'image.

Lorsque  $N_{Tx}$  est fixé à 4, la qualité d'image, définie ici comme l'orthogonalité des séquences, est maximisée au détriment de la cadence d'image. Afin de préserver un gain significatif de cadence d'image, des codes relativement courts doivent être émis, tels que  $L_c=61.3\mu s$ . Le nombre d'émetteurs simultanés étant réduit, cette durée de code peut améliorer le compromis entre cadence et qualité d'image. Lorsque  $N_{Tx}$  est fixé à 8, des codes longs peuvent être utilisés pour maximiser les propriétés d'orthogonalité tout en conservant une forte amélioration de la cadence d'image. Des codes longs, tels que  $L_c=245.2\mu s$  peuvent alors être utilisés pour réduire le compromis entre cadence et qualité d'image. Lorsque  $N_{Tx}$  est fixé à 16, la cadence d'image est maximisée, mais la qualité d'image est dégradée. Des codes longs doivent alors être utilisés pour améliorer les propriétés d'orthogonalité et limiter la dégradation de la qualité d'image. Ces différents schémas d'acquisitions seront utilisés dans le chapitre V dans le cadre d'acquisitions expérimentales.

## Chapitre V : Résultats obtenus avec la méthode proposée d'imagerie par synthèse d'ouverture simultanée codée

Dans ce chapitre, les résultats associés à la méthode CS-STA proposée dans le chapitre IV sont développés. Différentes acquisitions expérimentales sont réalisées. La méthode est évaluée sur plusieurs types de milieux parcimonieux. Dans ce chapitre, nous montrons qu'un gain en cadence d'image d'un facteur 5 peut être atteint sans dégrader la qualité d'image en utilisant la méthode CS-STA sur des milieux parcimonieux lors d'acquisitions. Une partie de ces travaux ont été présentés dans la conférence IEEE IUS 2022 à Venise (Nicolet, *et al.*, 2022a).

### a. Influence des différents paramètres dans un milieu composé d'un unique diffuseur

Dans cette section, nous examinons l'ensemble des paramètres constituant les séquences codées sur un milieu composé d'un unique diffuseur lors d'acquisitions expérimentales. En se basant sur les conclusions du chapitre IV, seules les séquences composées d'un nombre de symboles  $N_s$  supérieur à 63 sont utilisées dans cette étude et le nombre de cycles par symboles  $N_c$  est fixé à 1. L'objectif de cette section est de déterminer les paramètres optimaux dans un cas d'application simplifié en imagerie CS-STA.

#### i. Description de l'expérience

Dans cette expérience, les 2 sondes ALS L12-5 ont été placées dans leur support imprimé en 3-D (voir figure 4.7), dans une grande cuve remplie d'eau dé-ionisée. Un unique diffuseur a été placé à équidistance du centre des deux sondes, à une distance de 50mm. Ce réflecteur est constitué d'un fil de nylon de diamètre 0.3mm de marque Caperlan. L'ensemble des configurations réalisables avec l'échographe Pioneer ont été étudiées, soit  $N_s = \{127; 255; 511\}$ ,  $N_z = \{0; 1; 2; 3; 4\}$ ,  $N_c = 1$  et  $N_{Tx} = \{2; 4; 6; 8; 10; 12\}$ . Les trois codes modulants mentionnés précédemment ont été utilisés pour chaque valeur existante de  $N_s$ , soit  $N_s = \{127; 511\}$  pour les codes de Gold,  $N_s = 255$  pour les codes de Kasami et  $N_s = \{127; 255; 511\}$  pour les séquences pseudo-aléatoires. Au total, 180 acquisitions ont été réalisées, chacune correspondant à une combinaison des paramètres étudiés.

La répartition des éléments actifs en fonction de  $N_{Tx}$  est la suivante :

- 2Tx : éléments 32, 96.
- 4Tx : éléments 16, 48, 80 et 112.
- 6Tx : éléments 9, 31, 53, 75, 97 et 119.
- 8Tx : éléments 9, 25, 41, 57, 73, 89, 105, 121.
- 10Tx : éléments 10, 22, 34, 46, 58, 70, 82, 94, 106, 118.
- 12Tx : éléments 9, 19, 29, 39, 49, 59, 69, 79, 89, 99, 109, 119.

Pour chaque acquisition, les données RF ont été décodées à l'aide du filtrage adapté et les images ont été reconstruites avec l'algorithme DAS. À partir de ces images, nous avons calculé quatre métriques pour évaluer la qualité des images : résolution spatiale (axiale et latérale), PSL et pSNR (voir section g du chapitre II). La résolution spatiale a été évaluée en mesurant la résolution axiale et latérale à -6 dB, directement dans l'image reconstruite  $\mathbf{O}_{dB}$ . Des valeurs faibles indiquent une meilleure résolution spatiale. La quantité de bruit a été évaluée à l'aide des métriques PSL (pour Peak to Sidelobe Level) et pSNR (pour peak Signal to Noise Ratio). Des valeurs élevées indiquent une quantité de bruit réduite.

#### ii. Influence du nombre de symboles par séquences

##### Résolution spatiale

La figure 5.1 présente les valeurs de résolution spatiale en fonction du nombre de symboles par séquence ( $N_s$ ) sous forme de diagrammes en boîtes à moustaches. Chaque boîte représente l'étendue interquartile des données, c'est-

à-dire l'écart entre le premier quartile (25e percentile) et le troisième quartile (75e percentile). La ligne à l'intérieur de la boîte représente la médiane (50e percentile), qui divise les données en deux parties égales. Les "moustaches" s'étendent depuis les bords de la boîte jusqu'aux valeurs extrêmes des données qui ne sont pas considérées comme des valeurs aberrantes, ici représentées par des croix rouges. Dans la figure 5.1, chaque boîte représente une valeur spécifique de  $N_s$ . Le nombre de symboles exerce peu d'influence sur la résolution spatiale. A l'exception d'un faible nombre de valeurs aberrantes (outliers), la distribution des valeurs mesurées pour chaque valeur de  $N_s$  sont presque identiques tant pour la résolution axiale (gauche) que pour la résolution latérale (droite). A noter, les valeurs les plus faibles de résolution latérales, soit les meilleures acquisitions, sont obtenues avec les valeurs de  $N_s$  les plus basses (127 et 255 symboles), ce qui semble indiquer qu'un faible nombre de symboles tend à améliorer légèrement la résolution latérale atteignable.

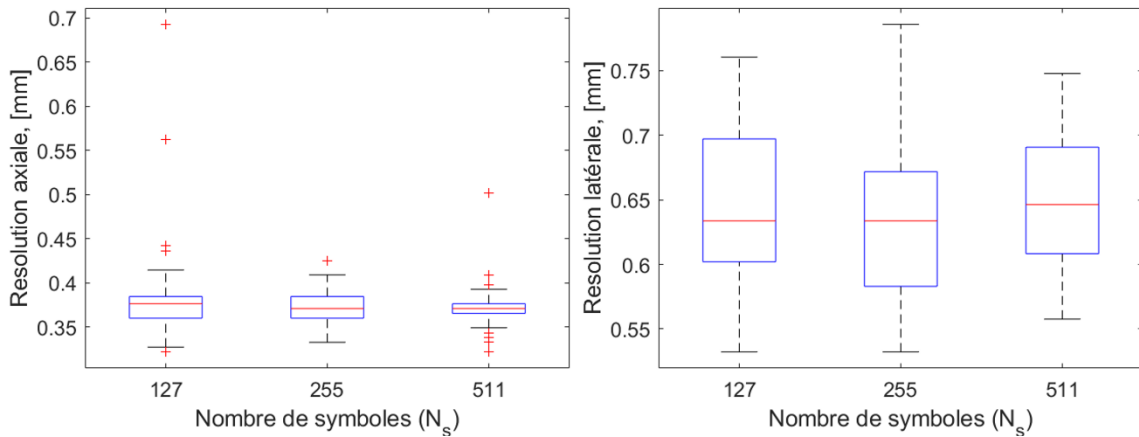


Figure 5.1 : Résolution axiale (gauche) et latérale (droite) pour les différents nombres de symboles étudiés lors d'acquisitions expérimentales sur un milieu composé d'un unique diffuseur. Les valeurs médianes, 1<sup>er</sup> et 3<sup>ème</sup> quartiles calculés pour chaque nombre de symboles  $N_s$  sont faiblement influencées par  $N_s$ , ce qui indique que ce paramètre affecte peu la résolution spatiale des acquisitions.

La figure 5.2-a présente les 180 acquisitions expérimentales, classées de la meilleure à la moins bonne en matière de résolution axiale et latérale. On observe clairement un petit groupe d'acquisitions qui affiche une meilleure résolution spatiale que les autres. Pour mieux comprendre les paramètres de ces séquences, les 18 meilleures acquisitions en matière de résolution axiale ainsi que les 18 meilleures acquisitions en matière de résolution latérale sont analysées. Cela revient à sélectionner un échantillon composé des 10% d'acquisitions les plus performantes. Ces acquisitions sont encadrées par un rectangle rouge en pointillés dans la figure 5.2-a.

La figure 5.2-b présente l'analyse du nombre de symboles ( $N_s$ ) des meilleures acquisitions en matière de résolution axiale et de résolution latérale. On remarque que les trois valeurs de  $N_s$  étudiées, à savoir 127, 255 et 511 symboles, sont réparties de manière homogène tant pour la résolution axiale que pour la résolution latérale. Cela indique que la résolution spatiale n'est pas influencée par les propriétés d'orthogonalité des séquences : que ce soit avec 127, 255 ou 511 symboles, la résolution à -6 dB reste similaire.

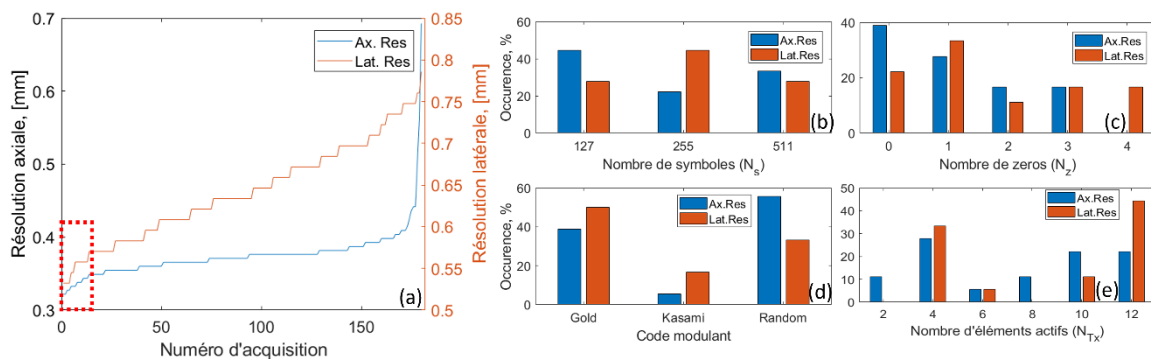


Figure 5.2 : (a) - Répartition des valeurs de résolution axiale et latérale pour l'ensemble des acquisitions expérimentales classées de la meilleure à la pire. Les 18 meilleurs valeurs sont encadrées dans un rectangle rouge au contour pointillé. (b) - Répartition



des 18 meilleurs valeurs par rapport au nombre de symboles  $N_s$ . (c) – Répartition des 18 meilleurs valeurs par rapport au nombre de zéros par symboles  $N_z$ . (d) – Répartition des 18 meilleurs valeurs par rapport au code modulant utilisé. (e) – Répartition des 18 meilleurs valeurs par rapport au nombre d'émetteurs activés simultanément  $N_{Tx}$ .

#### Niveau de bruit dans les images reconstruites

Le niveau de bruit présent dans les images reconstruites est étudié en utilisant les mesures PSL et pSNR, comme illustré dans la figure 5.3. Il est clairement observé que les deux indicateurs PSL et pSNR sont plus élevés lorsque  $N_s$  augmente, ce qui indique que la qualité de l'image s'améliore avec une augmentation de  $N_s$ . Cette tendance est clairement visible en examinant l'évolution de la valeur médiane pour chaque valeur de  $N_s$ . Les valeurs les plus élevées sont systématiquement obtenues avec  $N_s = 511$  symboles, tandis que les valeurs minimales sont observées avec  $N_s = 127$ . Ainsi, le nombre de symboles  $N_s$  exerce une forte influence sur le bruit : plus le nombre de symboles  $N_s$  augmente, moins le bruit est présent dans les images. Cette observation est cohérente avec les propriétés d'orthogonalité des séquences décrites dans les sections i et j du chapitre IV.

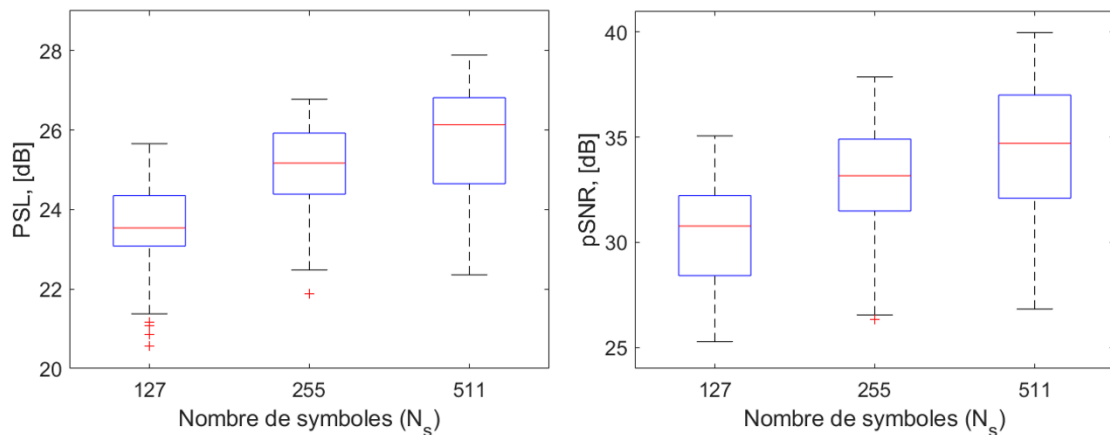


Figure 5.3 : PSL (gauche) et pSNR (droite) pour les différents nombres de symboles étudiés lors d'acquisitions expérimentales. Il apparaît clairement qu'augmenter  $N_s$  décroît le bruit dans les images reconstruites. Les plus hautes valeurs de PSL et pSNR sont systématiquement obtenues pour  $N_s = 511$ .

Dans la figure 5.4, l'effet du nombre de symboles  $N_s$  sur le bruit dans les images reconstruites a été étudié à travers des simulations numériques. Dans cette expérience,  $N_s$  a été augmenté à 1023 symboles en se libérant des contraintes expérimentales. Les observations précédentes sont confirmées, car les deux indicateurs étudiés, PSL et pSNR, augmentent lorsque  $N_s$  augmente. Les valeurs les plus élevées sont systématiquement obtenues avec  $N_s = 1023$  symboles, tandis que les valeurs minimales sont observées avec  $N_s = 127$ . Cette expérience confirme que

le nombre de symboles  $N_s$  exerce une influence directe sur la quantité de bruit présente dans les images reconstruites.

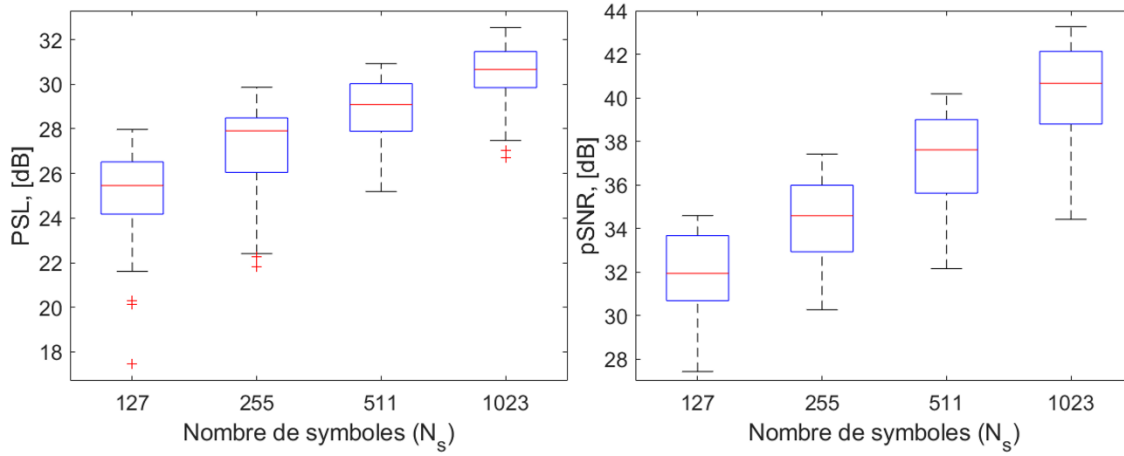


Figure 5.4 : pSNR (gauche) et SNR (droite) pour les différents nombres de symboles étudiés lors d'acquisitions *in silico*. Il apparaît nettement que le fait d'augmenter  $N_s$  décroît la quantité de bruit dans les images reconstruites. Les plus hautes valeurs de SNR et pSNR sont systématiquement obtenues pour  $N_s = 1023$ .

Dans la figure 5.5-a, les 180 acquisitions expérimentales sont classées de la meilleure à la pire en termes de PSL et pSNR. Les 18 meilleures acquisitions pour chaque métrique sont analysées et encadrées dans un rectangle rouge au contour pointillé. Dans la figure 5.5-b, les 18 meilleures acquisitions en termes de PSL et pSNR sont affichées. L'analyse de ces acquisitions permet de constater que le choix du nombre de symboles exerce une forte influence sur le niveau de bruit dans les images reconstruites, car 89% des meilleures acquisitions sont réalisées avec  $N_s = 511$ , 11% avec  $N_s = 255$  et 0% avec  $N_s = 127$ . De plus, les 3 meilleures acquisitions en termes de PSL et pSNR sont obtenues avec  $N_s = 511$ , ce qui confirme que, expérimentalement, ce nombre de symboles offre les meilleures performances pour réduire le bruit.

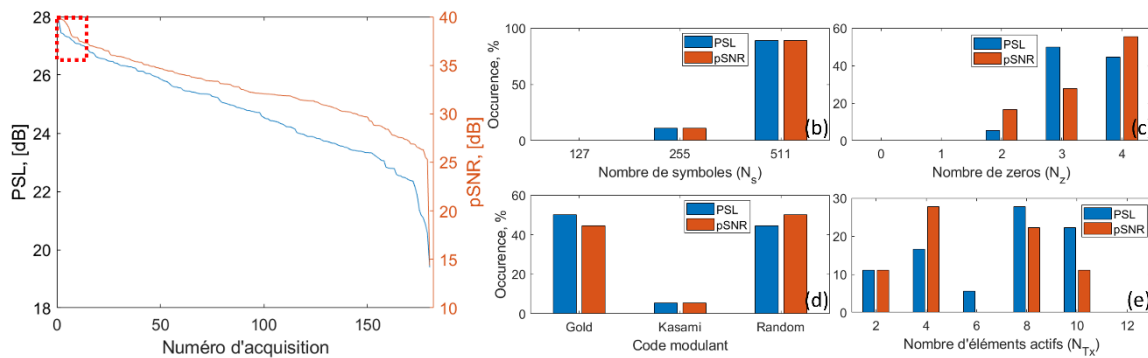


Figure 5.5 : (a) - Répartition des valeurs de pSNR et SNR pour l'ensemble des acquisitions réalisées. Les 18 meilleurs valeurs sont encadrées dans un rectangle rouge au contour pointillé. (b) - Répartition des 18 meilleurs valeurs par rapport au nombre de symboles  $N_s$ . (c) - Répartition des 18 meilleurs valeurs par rapport au nombre de zéros par symboles. (d) - Répartition des 18 meilleurs valeurs par rapport au code modulant utilisé. (e) - Répartition des 18 meilleurs valeurs par rapport au nombre d'éléments activés simultanément,  $N_{Tx}$ .

En conclusion, le nombre de symboles par séquence  $N_s$  a un impact significatif sur la qualité d'image obtenue, avec une corrélation directe entre le niveau de bruit et le nombre de symboles. Pour augmenter les métriques PSL et pSNR, il est préférable de choisir  $N_s$  aussi grand que possible, ce qui est cohérent avec les études existantes (Helleseth, 2002) (Helleseth, 1976). Cependant, il est important de rappeler que l'augmentation de  $N_s$  entraîne inévitablement une diminution de la cadence d'image en augmentant la durée des séquences transmises. Afin de minimiser le niveau de bruit et maximiser simultanément la cadence d'image et la résolution spatiale, le compromis choisi est d'utiliser une valeur de  $N_s$  de 511 symboles. Bien que cette valeur soit sous-optimale en termes de cadence d'image, une valeur plus basse entraînerait une forte augmentation du bruit.

iii. Influence du nombre de zéros  $N_z$ Résolution spatiale

Dans la figure 5.6, les valeurs de résolution spatiale en fonction du nombre de zéros par symboles  $N_z$  sont représentées sous forme de diagrammes en boîtes à moustaches, où chaque boîte correspond à une valeur spécifique de  $N_z$ . On observe que le nombre de zéros par symboles  $N_z$  a peu d'influence sur la résolution spatiale. Mis à part quelques valeurs élevées marquées par des croix rouges (outliers), les valeurs mesurées pour chaque valeur de  $N_z$  sont pratiquement les mêmes, tant pour la résolution axiale que pour la résolution latérale. Les valeurs médianes, les premiers et troisièmes quartiles, ainsi que l'étendue des valeurs mesurées pour chaque valeur de  $N_z$  sont presque identiques. De plus, les 18 meilleures valeurs sont réparties de manière relativement homogène sur l'ensemble des valeurs de  $N_z$  (figure 5.2-c). Cependant, on peut remarquer que les valeurs de  $N_z=0$  et  $N_z=1$  sont plus représentées que les valeurs plus élevées. Les 3 meilleures valeurs en matière de résolution axiale correspondent à des acquisitions où  $N_z$  est fixé à 0. En ce qui concerne la résolution latérale, 2 des 3 meilleures acquisitions sont obtenues avec  $N_z=0$  et une avec  $N_z=1$ . Bien que l'influence reste faible, ces résultats indiquent que la résolution spatiale est maximale avec de faibles valeurs de nombre de zéros par symboles  $N_z$ .

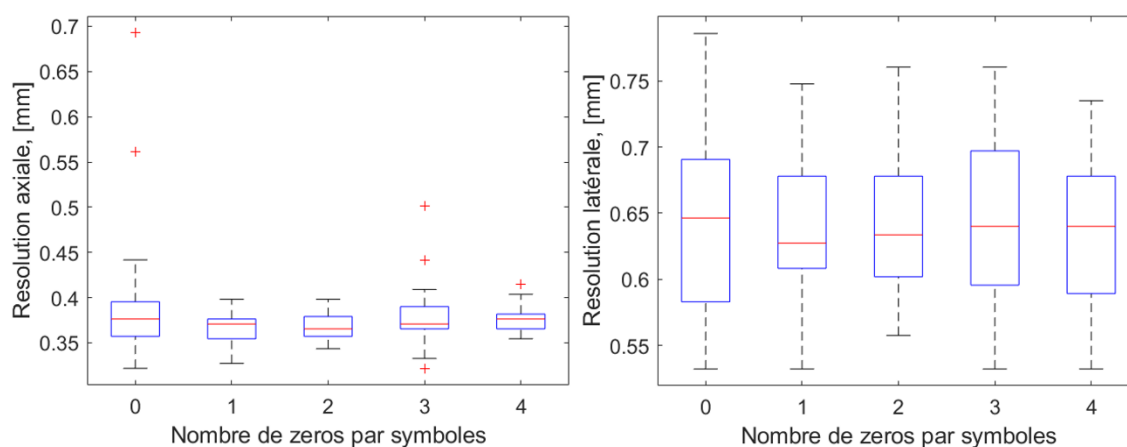


Figure 5.6 : Résolution axiale (gauche) et latérale (droite) pour les différents nombres de zéros par symboles étudiés lors d'acquisitions expérimentales. Les valeurs médianes sont très peu influencées par  $N_z$ .

Niveau de bruit dans les images reconstruites

La figure 5.7 représente l'ensemble des valeurs de PSL et pSNR en fonction du nombre de zéros par symboles  $N_z$ . Il est clairement visible que l'augmentation de  $N_z$  augmente à la fois PSL et pSNR, ce qui signifie une réduction du bruit dans les images reconstruites. Les valeurs médianes de PSL et pSNR sont améliorées lorsque  $N_z$  augmente. Les acquisitions qui augmentent PSL et pSNR sont systématiquement constituées de 4 périodes de zéro par symboles. En s'intéressant aux 18 meilleures valeurs (figure 5.5-c), l'effet de  $N_z$  sur le bruit est clairement mis en évidence car aucune des 18 meilleures acquisitions en termes de PSL et pSNR n'est réalisée avec  $N_z=0$  ou  $N_z=1$ . 95% des acquisitions maximisant PSL sont réalisées avec  $N_z=\{3;4\}$ , tandis que 83% le sont pour pSNR. Par ailleurs, on peut remarquer qu'il y a peu de différence entre les performances obtenues avec  $N_z=3$  et  $N_z=4$ . Étant

donné que l'augmentation de  $N_z$  entraîne une dégradation de la cadence d'image, il est raisonnable de fixer le nombre de zéros par symboles  $N_z$  à 3.

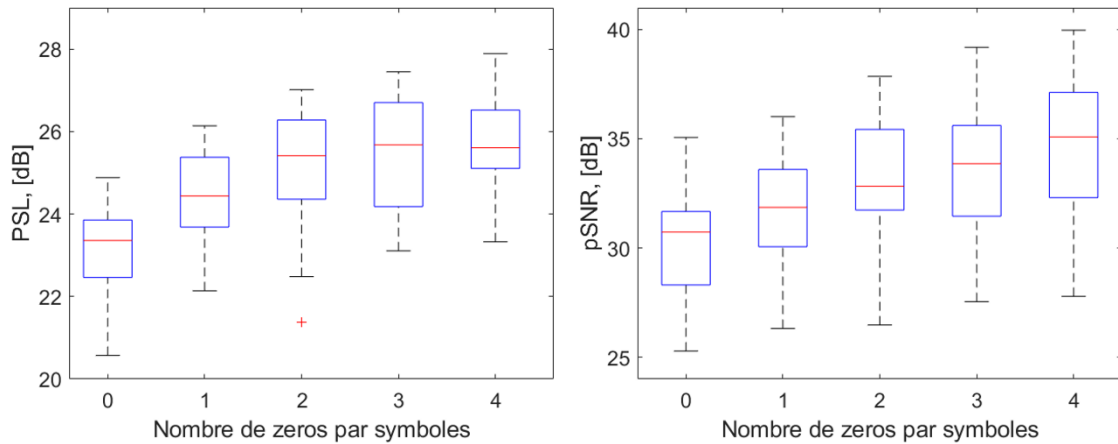


Figure 5.7 : PSL (gauche) et pSNR (droite) pour les différents nombres de zéros par symboles étudiés dans les acquisitions expérimentales. Les valeurs médianes sont fortement influencées par  $N_z$ . Pour les 2 indicateurs, l'augmentation de  $N_z$  améliore systématiquement la valeur médiane au sein des acquisitions.

#### iv. Influence du code modulant

##### Résolution spatiale

La figure 5.8 présente l'effet du code modulant (Gold, Kasami et pseudo-aléatoire) sur la résolution spatiale de l'ensemble des acquisitions. Dans cette figure, chaque boîte à moustaches représente l'ensemble des acquisitions pour une combinaison spécifique d'un code modulant (G pour Gold, K pour Kasami et R pour Random/pseudo-aléatoire) et d'un nombre fixe de symboles  $N_s$  (127, 255 et 511 symboles). Il est clairement visible que l'effet du code modulant sur la résolution axiale est faible, car celle-ci est très similaire pour chaque ensemble étudié. Cet aspect est vérifié par un test de Kruskal-Wallis sur les 6 distributions étudiées (Kruskal & Wallis, 1952). Ce test détermine s'il y a des différences significatives entre les différentes distributions sous forme de p-value : une valeur faible ( $<0.05$ ) indique que les distributions sont statistiquement différentes, là où les valeurs plus élevées indiquent que les distributions sont équivalentes. La p-value obtenue pour les valeurs de résolution axiale est de 0.948, ce qui signifie que le choix du code modulant n'a pas d'influence significative sur la résolution axiale. En examinant les 18 meilleures acquisitions relatives à la résolution axiale (figure 5.2-d), on remarque que les codes de Gold et les codes pseudo-aléatoires sont représentés de manière équitable. Seuls les codes de Kasami sont moins représentés, ce qui s'explique par une proportion plus faible d'acquisitions utilisant ces codes (30 acquisitions avec Kasami, contre 60 avec Gold et 90 avec les codes pseudo-aléatoires).

En ce qui concerne la résolution latérale, les performances varient peu en fonction du code modulant pour un nombre de symboles donné. Pour 127 symboles, les codes de Gold offrent une résolution latérale légèrement supérieure à celle des codes pseudo-aléatoires. Pour 255 symboles, les meilleures performances sont obtenues avec les codes pseudo-aléatoires plutôt qu'avec les codes de Kasami. Enfin, pour 511 symboles, les meilleures performances sont obtenues avec les codes de Gold. Les distributions sont également étudiées à travers un test de Kruskal-Wallis. La p-value obtenue pour les valeurs de résolution latérale est de 0.8675, ce qui signifie que la résolution latérale est extrêmement similaire pour chacun des groupes.

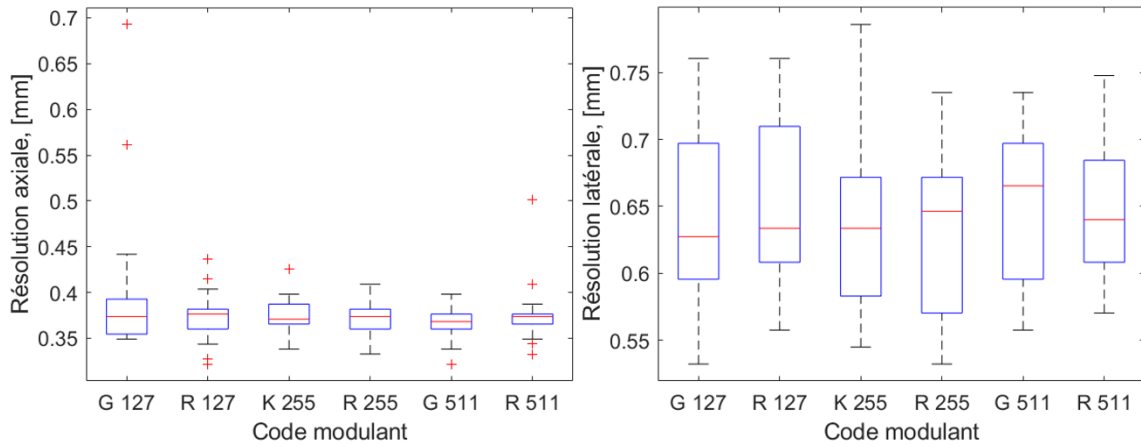


Figure 5.8 : Résolution axiale (gauche) et latérale (droite) pour les différents codes modulant étudiés lors d'acquisitions expérimentales. La lettre correspond au code modulant utilisé (G pour Gold, K pour Kasami et R pour Random/pseudo-aléatoire). On peut alors remarquer que l'influence du code modulant sur la résolution spatiale est faible, tant dans la dimension axiale que latérale. Le choix du code modulant n'a pas d'influence significative sur la résolution spatiale.

#### Niveau de bruit dans les images reconstruites

Dans la figure 5.9, les différents codes modulant sont comparés pour des nombres de symboles égaux. Plus précisément, chaque boîte à moustaches représente l'ensemble des acquisitions pour une combinaison spécifique d'un code modulant (G pour Gold, K pour Kasami et R pour Random/pseudo-aléatoire) et d'un nombre fixe de symboles  $N_s$  (127, 255 et 511 symboles).

Concernant les acquisitions avec 127 symboles, les meilleures performances en matière de PSL sont obtenues avec les codes de Gold, tandis que les codes pseudo-aléatoires donnent les valeurs maximales de pSNR. Cependant, les performances maximales atteintes par ces deux codes modulant sont très proches, et il est impossible de déterminer clairement un code comme étant réellement supérieur à l'autre. Pour les acquisitions avec 255 symboles, les codes de Kasami affichent de meilleures performances que les codes pseudo-aléatoires, tant en matière de PSL que de pSNR. Cependant, les performances atteintes par ces deux codes modulant restent très proches. Enfin, pour les acquisitions avec 511 symboles, les meilleures performances en matière de PSL et de pSNR sont obtenues avec les codes de Gold. Une fois de plus, les performances atteintes par ces deux codes modulant sont très similaires. Le choix du code modulant a donc un effet limité sur le niveau de bruit.

Les distributions sont comparées deux à deux pour un même nombre de symboles par séquences  $N_s$  à l'aide du test de la somme des rangs de Wilcoxon (Wilcoxon, 1945). Ce test permet de déterminer s'il existe des différences significatives entre les deux distributions : une faible p-value ( $<0.05$ ) indique que les distributions sont statistiquement différentes, tandis que des valeurs plus élevées suggèrent que les distributions sont équivalentes.

Pour 127 symboles, les p-values relatives à PSL et pSNR sont identiques et valent 0.2062. Pour 255 symboles, les p-values pour PSL et pSNR sont respectivement de 0.8650 et 0.8534. Enfin, pour 511 symboles, les p-values pour PSL et pSNR sont de 0.4625 et 0.2116, respectivement. Ces différents tests indiquent que les distributions des valeurs de PSL et pSNR sont similaires pour un même nombre de symboles, ce qui confirme que le choix du code modulant n'a pas d'influence significative sur les valeurs de PSL et pSNR.

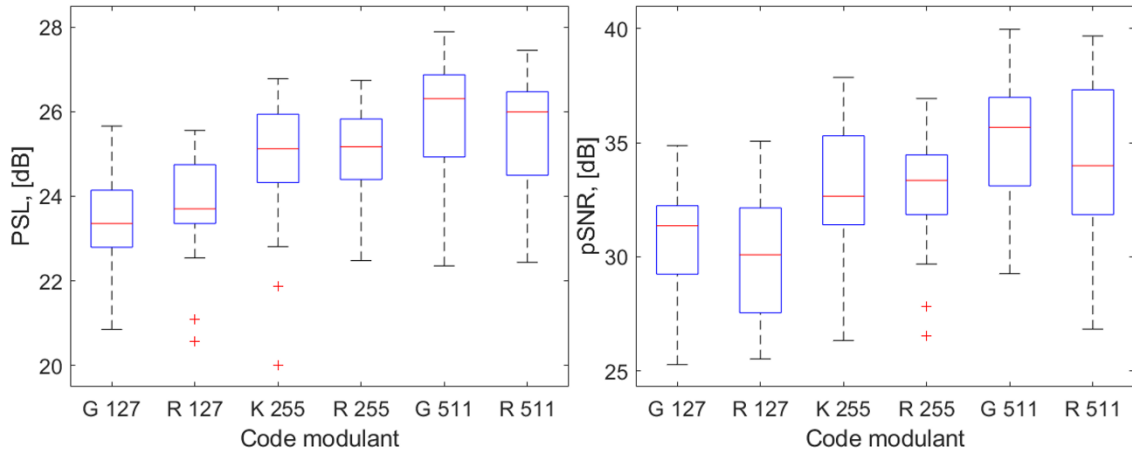


Figure 5.9 : PSL (gauche) et pSNR (droite) pour les différents codes modulateurs étudiés lors d'acquisitions expérimentales. La lettre correspond au code modulateur utilisé (G pour Gold, K pour Kasami et R pour Random/pseudo-aléatoire). On peut remarquer que l'influence du code modulateur sur ces deux indicateurs est faible. Le choix du code modulateur n'a pas d'influence significative sur les valeurs de PSL et pSNR.

D'après les informations obtenues lors de l'étude de la résolution spatiale et du niveau de bruit, il est clair que le choix du code modulateur n'est pas un paramètre déterminant la qualité d'image dans le contexte de l'imagerie CS-STA avec des codes longs. Bien que l'amélioration de l'orthogonalité apportée par certains codes modulateurs ait été mis en avant dans les sections h et i du chapitre IV, cet avantage se traduit de manière limitée dans les images reconstruites. Ainsi, le choix du code modulateur est plus complexe que la simple notion d'orthogonalité inter-séquences. Bien que l'amélioration apportée par le choix d'un code modulateur soit faible, il est toutefois possible de définir un code modulateur optimal pour chaque valeur de  $N_s$ . Ainsi, pour 127 symboles, l'utilisation des codes pseudo-aléatoires est préférable. Pour 255 symboles, les codes de Kasami permettent de minimiser le bruit sans compromettre la résolution spatiale, et sont donc recommandés. Enfin, pour 511 symboles, les codes de Gold doivent être utilisés, car ils maximisent simultanément la résolution spatiale, le PSL et le pSNR.

#### v. Influence du nombre d'émetteurs simultanés

Dans cette partie, l'effet du nombre d'émetteurs simultanés  $N_{Tx}$  sur la qualité d'image est étudié.

##### Résolution spatiale

Les valeurs de résolution spatiale en fonction du nombre d'émetteurs actifs simultanément  $N_{Tx}$  sont représentées sous forme de diagrammes en boîtes à moustaches dans la figure 5.10, où chaque boîte correspond à une valeur spécifique de  $N_{Tx}$ . À partir de cette figure, il est clair que le nombre d'émetteurs actifs simultanément  $N_{Tx}$  exerce une influence limitée sur la résolution axiale. Mis à part quelques valeurs particulièrement élevées (outliers), la résolution axiale est presque identique pour toutes les valeurs de  $N_{Tx}$  et la grande majorité des valeurs se situe dans une plage étroite entre 0,32 et 0,4 mm. Cette observation est également visible dans la figure 5.2-a où aucune valeur spécifique de  $N_{Tx}$  ne semble maximiser la résolution axiale. Les 18 meilleures acquisitions en matière de résolution axiale sont réparties de manière relativement homogène par rapport au nombre d'émetteurs actifs simultanément (figure 5.2-e), ce qui confirme que l'influence du nombre d'émetteurs actifs simultanément  $N_{Tx}$  sur la résolution axiale est faible.

En ce qui concerne la résolution latérale, l'effet de  $N_{Tx}$  est nettement plus prononcé. À l'exception des valeurs obtenues pour  $N_{Tx}=4$  émetteurs actifs simultanément, on observe clairement une amélioration de la résolution latérale lorsque  $N_{Tx}$  augmente. Les pires valeurs sont obtenues pour les acquisitions avec le plus petit nombre d'éléments actifs simultanés, c'est-à-dire  $N_{Tx}=2$ , tandis que les meilleures valeurs sont obtenues pour les acquisitions avec le plus grand nombre d'éléments actifs simultanés, soit  $N_{Tx}=12$ . Ainsi, augmenter  $N_{Tx}$  permet d'améliorer la résolution latérale. En examinant les 18 meilleures acquisitions (figure 5.2-e), on constate qu'elles sont principalement réparties entre 12 éléments actifs simultanément (44%), 4 éléments actifs simultanément

(33%) et 10 éléments actifs simultanément (11%). Ces résultats confirment les résultats précédents et démontrent qu'augmenter  $N_{Tx}$  améliore la résolution latérale.

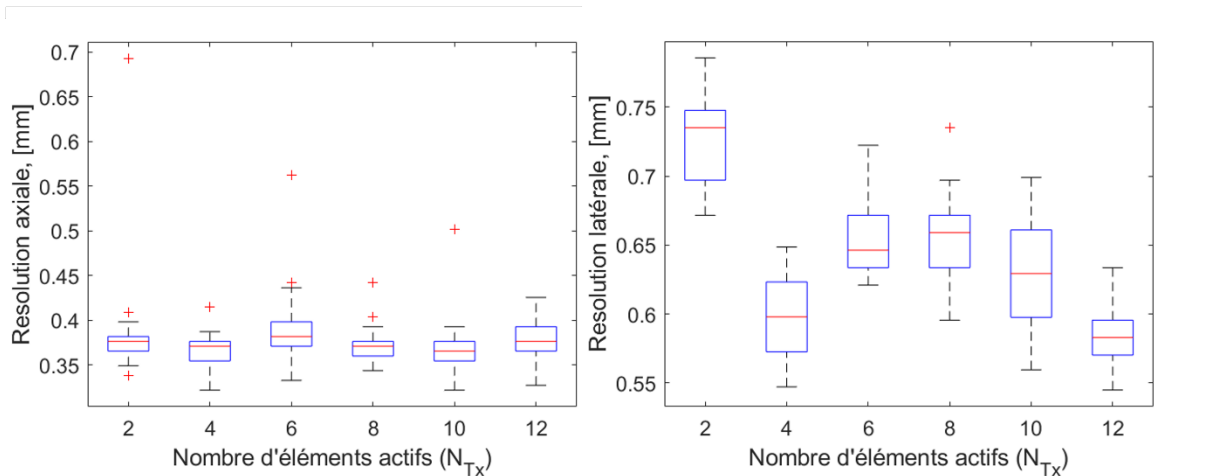


Figure 5.10 : Résolution axiale (gauche) et latérale (droite) pour les différents nombre d'éléments actifs lors d'acquisitions expérimentales.

#### Niveau de bruit dans les images reconstruites

Concernant le niveau de bruit dans les images reconstruites (figure 5.11), il est clairement visible que les indicateurs PSL et pSNR ne suivent pas de relation linéaire comme on aurait pu s'y attendre. En réalité, augmenter le nombre d'éléments actifs simultanément rend l'étape de décodage plus complexe, ce qui conduit naturellement à une augmentation du bruit dans les images reconstruites. (Misaridis & Jensen, 2005c) (Misaridis, 2001). Cela indique que les images de « basse qualité » sont affectées négativement lorsqu'un grand nombre d'émetteurs simultanés est utilisé. Cependant, la localisation et l'intensité du bruit varient d'une image de « basse qualité » à une autre, tandis que la position des diffuseurs reste la même dans toutes les images, avec une intensité relativement constante. Lorsque les images de « basse qualité » sont sommées de manière cohérente, les artefacts dus au bruit de décodage sont réduits, tandis que l'intensité des diffuseurs est maximale. Cela signifie que pour les différentes acquisitions, le bruit est moins cohérent que le signal provenant des diffuseurs (Mallart & Fink, 1991) (Walker & Trahey, 1997).

Cela est montré dans la figure 5.12, pour une acquisition avec  $N_{Tx}=8$  éléments activés simultanément. Il apparaît clairement que lors de la sommation cohérente des images  $\mathbf{O}^k$ , le bruit est minimal et le signal des diffuseurs maximal. En outre, deux séquences transmises par des émetteurs distants ne « perçoivent » pas le même milieu en raison de leur directivité réduite (Gerzon, 1976) (Shombert, *et al.*, 1982). Cela signifie que l'amplitude des différentes séquences reçues par chaque récepteur peut varier. En d'autres termes, pour  $N_{Tx}$  séquences transmises, le nombre réel de séquences simultanées à décoder pour un récepteur donné peut être inférieur à  $N_{Tx}$  (Misaridis & Jensen, 2005c).

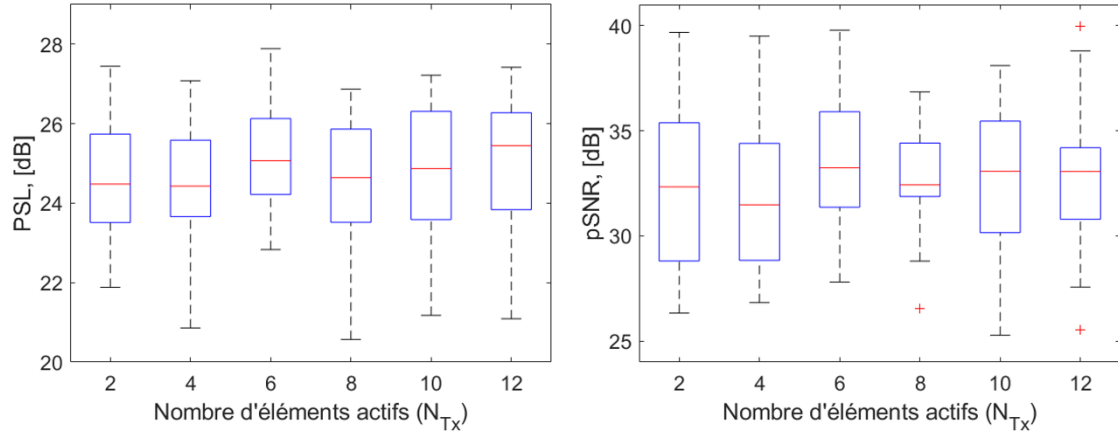


Figure 5.11 : PSL (gauche) et pSNR (droite) pour les différentes valeurs de  $N_{Tx}$  étudiées lors des acquisitions expérimentales.

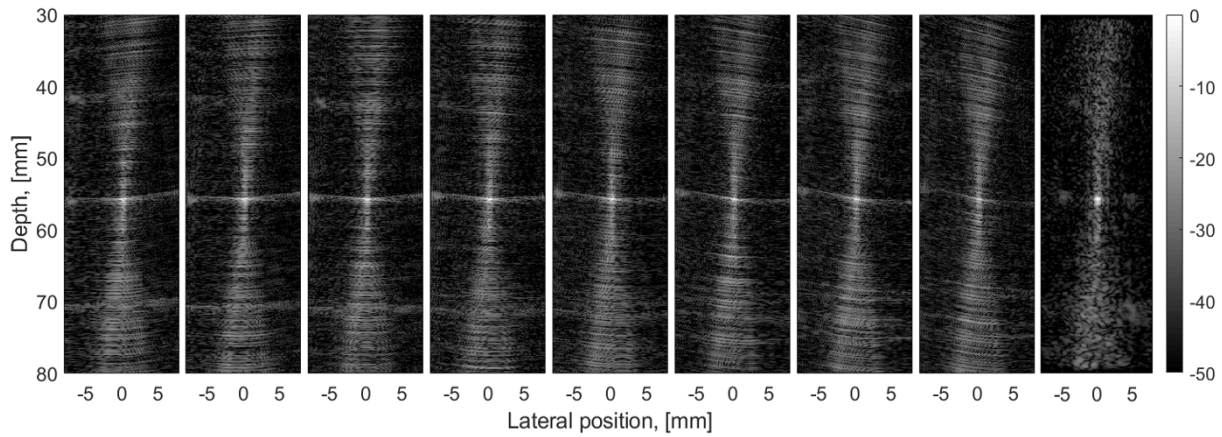


Figure 5.12 : Images reconstruites « basse qualité » et image finale après sommation cohérente des 8 images « basse qualité » (droite). Ces acquisitions sont réalisées avec des codes de Gold de 511 symboles, pour lesquelles le nombre de zéro par symboles  $N_z$  est fixé à 4 et le nombre d'émetteurs simultanés à 8. Dans un souci de visualisation, les images  $O^k$  sont ici montrées avec compression logarithmique ( $O_{dB}^k$ ), cependant, l'image finale,  $O_{dB}$ , est reconstruite en sommant les images  $O^k$  sans compression logarithmique. Cette figure met en évidence le fait que lors de la sommation des différentes images  $O^k$ , le bruit est réduit et le signal du diffuseur maximisé. Cela s'explique par le caractère cohérent du diffuseur pour les différentes réalisations  $O^k$ . A l'inverse, le bruit est peu cohérent d'une acquisition à l'autre, et donc la sommation permet de le réduire partiellement.

Dans cette partie, l'influence du nombre d'éléments simultanés  $N_{Tx}$  sur la qualité d'image a été discutée. Il a été montré qu'afin de maximiser la résolution spatiale, une valeur de  $N_{Tx}$  la plus élevée possible doit être utilisée. De plus, nous avons montré qu'augmenter  $N_{Tx}$  ne signifie pas nécessairement augmenter le bruit dans les images reconstruites. En considérant que l'augmentation de  $N_{Tx}$  permet d'augmenter la cadence d'image atteignable, toutes ces informations suggèrent qu'il est préférable d'utiliser un grand nombre d'émetteurs simultanés afin de maximiser à la fois la cadence et la qualité d'image.

## vi. Conclusion

Dans cette section, nous avons examiné l'influence des différents paramètres des séquences codées par le biais d'acquisitions expérimentales, sur un milieu comprenant un unique diffuseur. Nous avons étudié le nombre de



symboles  $N_s$ , le nombre de zéros par symbole  $N_z$ , le code modulant utilisé (Gold, Kasami et pseudo-aléatoire) ainsi que le nombre d'émetteurs simultanés  $N_{Tx}$ .

Nous avons montré qu'il existe un compromis lors du choix du nombre de symboles  $N_s$ . Une valeur relativement basse telle que 127 ou 255 améliore légèrement la résolution spatiale et permet d'augmenter la cadence d'image. En revanche, une valeur élevée de  $N_s$  entraîne une nette amélioration du PSL et du pSNR, de manière systématique. Ainsi, le choix de la valeur de  $N_s$  doit être basé sur un équilibre entre la résolution spatiale, la cadence d'image et la qualité de l'image mesurée par le PSL et le pSNR.

En ce qui concerne le nombre de zéros par symbole  $N_z$ , nos résultats ont montré que choisir une valeur basse ( $N_z = 0$  ou 1) favorise légèrement la résolution spatiale et augmente la cadence d'image. Cependant, nous avons également démontré qu'augmenter  $N_z$  réduit considérablement le bruit dans les images reconstruites. Un compromis doit donc être trouvé pour ce paramètre, en tenant compte à la fois de la qualité et de la cadence d'image. Nous avons remarqué peu de différences entre les acquisitions avec  $N_z=3$  et les acquisitions avec  $N_z=4$ , de ce fait, il est recommandé de fixer ce paramètre à une valeur élevée telle que 3.

Nous avons montré que le choix du code modulant exerce une faible influence sur la qualité d'image, que ce soit en termes de résolution ou de niveau de bruit. Enfin, nous avons montré que le nombre d'émetteurs simultanés  $N_{Tx}$  doit être fixé à une valeur haute (typiquement 10 ou 12 émetteurs simultanés) pour maximiser conjointement la cadence et la qualité d'image.

Cette section met en évidence l'importance de trouver un compromis approprié entre les différents paramètres afin d'obtenir une bonne qualité d'image tout en améliorant la cadence d'image. Ces différents paramètres seront étudiés dans la prochaine section dans un cas d'application expérimental d'un milieu composé de 5 diffuseurs.

## b. Résultats expérimentaux sur un milieu composé de 5 diffuseurs

### i. Description de l'expérience

Dans cette expérience, nous avons placé 5 diffuseurs de manière que le diffuseur central se trouve à équidistance du centre des deux sondes, à une distance de 55 mm (voir figure 5.13). Les diffuseurs utilisés sont des fils de nylon d'un diamètre de 0,3 mm. Nous avons testé toutes les configurations possibles avec l'échographe Pioneer pour cette expérience, soit  $N_s = \{127; 255; 511\}$ ,  $N_z = \{0; 1; 2; 3; 4\}$ ,  $N_c = 1$  et  $N_{Tx} = \{2; 4; 6; 8; 10; 12\}$ . Les 3 codes modulants décrits précédemment ont été utilisés pour chacune des valeurs de  $N_s$  correspondantes, soit pour les codes de Gold  $N_s = \{127; 511\}$ , pour les codes de Kasami  $N_s = \{255\}$  et pour les codes pseudo-aléatoires  $N_s = \{127; 255; 511\}$ . Au total, 180 acquisitions ont été réalisées. La position des éléments actifs en fonction de  $N_{Tx}$  est la même que dans la Section V-a.

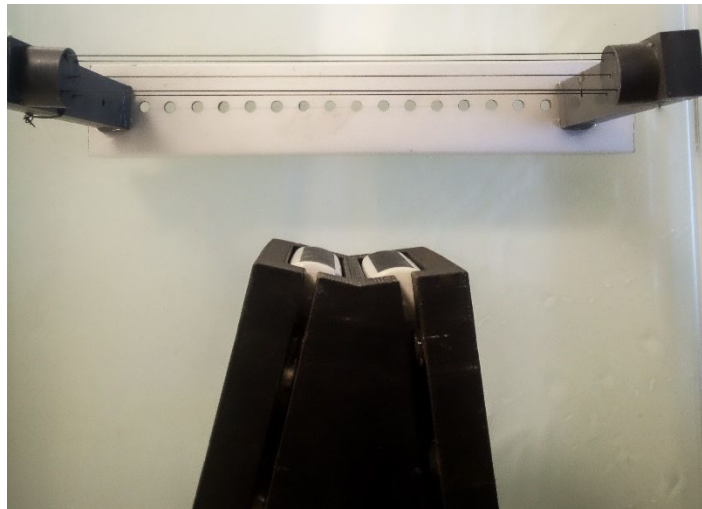


Figure 5.13 : Photographie du moule imprimé en 3-D, des 2 sondes ALS L12-5 ainsi que du milieu imagé composé de 5 fils de nylon. La position des sondes est ajustée pour que le fil central soit à équidistance des 2 sondes.

## ii. Influence des différents paramètres sur la qualité d'image

Dans cette partie, nous présentons et commentons certaines des images acquises. Tout d'abord, la figure 5.14 montre l'évolution de la qualité d'image en fonction du nombre de symboles par séquence. Les 3 acquisitions sont réalisées avec  $N_{Tx}=8$  éléments actifs simultanés, le nombre de cycle par symboles  $N_c$  est fixé à 1 et le nombre de zéros par symboles  $N_z$  à 3. Le code modulant utilisé est un code pseudo-aléatoire, pour lesquels les 3 valeurs de  $N_s$  étudiées existent. Toutes les images présentées dans cette section ont une plage dynamique de 50 dB.

Dans la figure 5.14, il est indéniable que la qualité d'image s'améliore considérablement lorsque le nombre de symboles  $N_s$  augmente. Le principal facteur limitant la qualité d'image est le crosstalk inter-séquences (ISC), qui se manifeste sous la forme de bruit parasite dans les images reconstruites. L'ISC diminue lorsque le nombre de symboles  $N_s$  augmente, ce qui a pour effet d'améliorer la qualité globale de l'image. Comme nous l'avons démontré précédemment,  $N_s$  a un impact relativement faible sur la résolution spatiale. Par conséquent, il est recommandé d'augmenter autant que possible  $N_s$  afin d'obtenir une meilleure qualité d'image. Cependant, il est important de rappeler que l'augmentation de  $N_s$  réduit la cadence d'image atteignable.

Dans cette expérience, les diffuseurs sont volontairement espacés de plusieurs centimètres afin de mettre en évidence le fait que l'ISC est un phénomène local privilégiant la dimension axiale, quel que soit la valeur de  $N_s$  étudiée. De plus, cette expérience démontre que la configuration double sonde décrite dans la section IV-e est capable d'imager une vaste zone et de reconstruire les diffuseurs à leur position réelle.

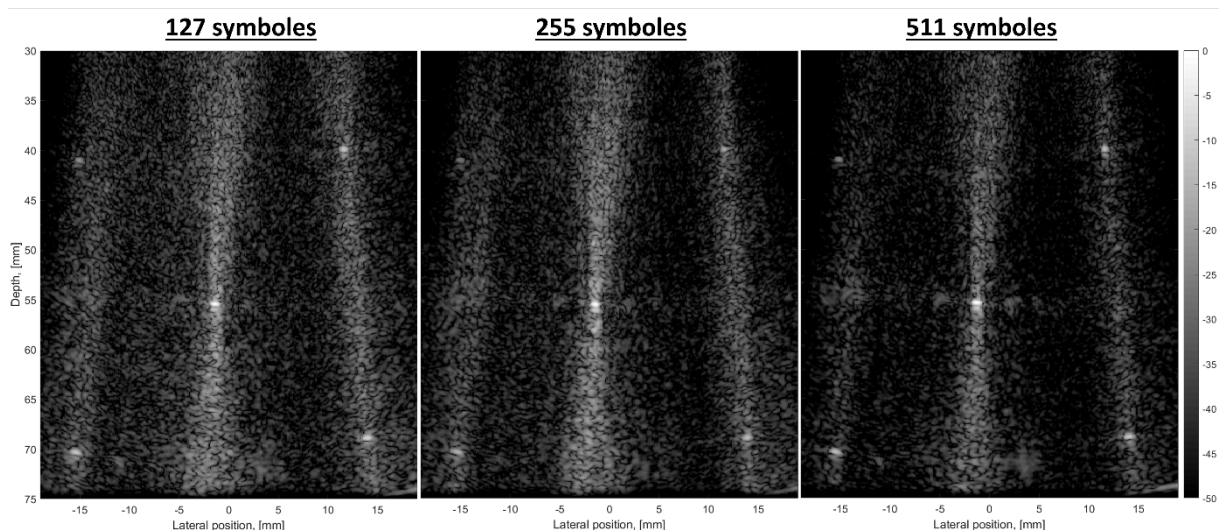


Figure 5.14 : Evolution de la qualité d'image en fonction du nombre de symboles  $N_s$  utilisés. Les acquisitions sont réalisées avec  $N_{Tx}=8$  transducteurs actifs,  $N_z$  est fixé à 3 et les codes pseudo-aléatoires sont utilisés. L'augmentation de  $N_s$  entraîne systématiquement une amélioration de la qualité d'image, car le premier facteur limitant est les interférences entre séquences. Cependant, il est important de noter que l'augmentation de  $N_s$  se fait au détriment de la cadence d'image, qui diminue en conséquence.

Maintenant, l'évolution de la qualité d'image en fonction du nombre de zéros par symboles est montrée dans la figure 5.15. Les 3 acquisitions sont réalisées avec  $N_{Tx}=8$  éléments actifs simultanés, le nombre de cycle par symboles  $N_c$  est fixé à 1 et le nombre de symboles  $N_s$  est fixé à 511. Le code modulant utilisé est un code de Gold.

L'effet de  $N_z$  sur la qualité d'image est clairement visible, avec une amélioration systématique lorsque  $N_z$  augmente. Cette amélioration se traduit par une diminution significative du bruit, c'est-à-dire de l'ISC, tout en ayant peu d'impact sur la résolution spatiale. À partir de ces observations et de l'analyse de  $N_z$  réalisée dans la section a-iii, il est évident que l'augmentation de  $N_z$  est nécessaire pour assurer une bonne qualité d'image. Cependant, il est important de trouver un compromis adapté car l'augmentation de  $N_z$  entraîne une augmentation de la durée totale des séquences transmises, ce qui réduit la cadence d'image atteignable.

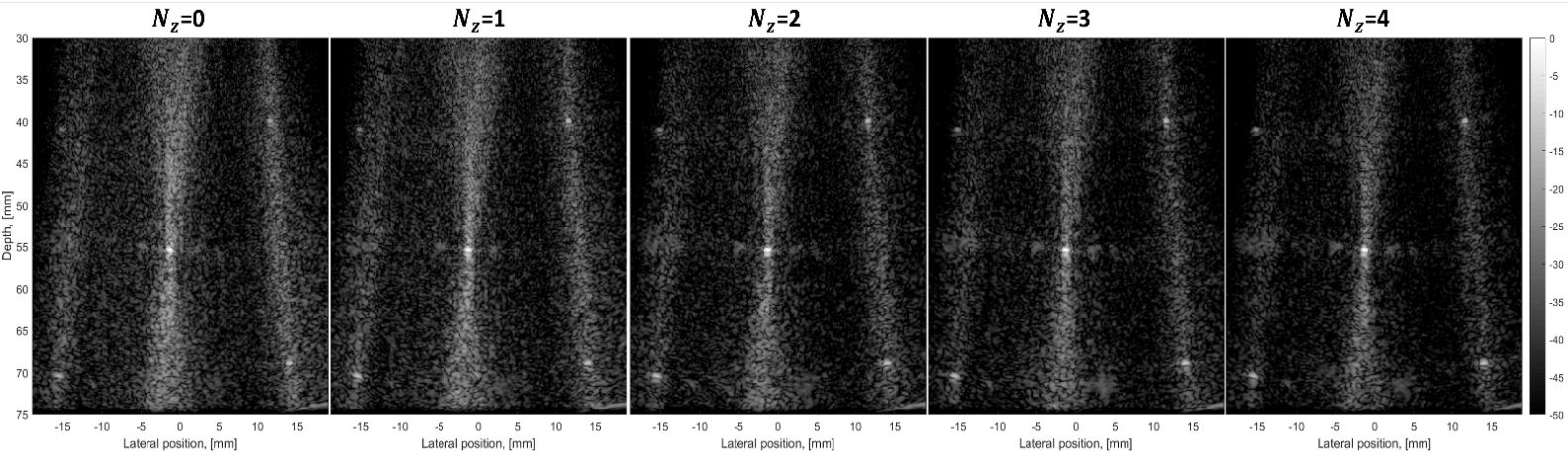


Figure 5.15 : Evolution de la qualité d'image en fonction du nombre de zéros par symboles  $N_z$ . Les acquisitions sont réalisées avec  $N_{Tx}=8$  transducteurs actifs,  $N_s$  est fixé à 511 et les codes de Gold sont utilisés. La qualité d'image, à travers le bruit issu du décodage (ISC) est systématiquement améliorée lorsque  $N_z$  augmente. Cependant, augmenter  $N_z$  diminue la cadence d'image.

L'évolution de la qualité d'image en fonction du nombre d'éléments activés simultanément est montrée dans la figure 5.16. Les acquisitions présentées ici sont réalisées avec  $N_s$  et  $N_z$  fixés à 511 symboles et 3 périodes de zéros, respectivement. Le code modulant utilisé est un code de Gold.

Il est clair que le nombre d'éléments actifs simultanés a un impact significatif sur la qualité d'image. Il est important de rappeler qu'il n'y a pas de relation linéaire entre le niveau de bruit et le nombre d'éléments actifs car le bruit est réparti de manière non uniforme dans les images  $\mathbf{O}^k$ . Ainsi, lors de la sommation cohérente de ces images, le bruit est fortement réduit, même avec un grand nombre d'émetteurs actifs simultanés. Ce phénomène a déjà été démontré dans la littérature en imagerie STA codée simultanées avec des codes plus courts (Lashkari, *et al.*, 2016). De plus, le signal des diffuseurs est nécessairement plus cohérent que le bruit (Li & Li, 2003), ce qui implique que lors de la sommation des images  $\mathbf{O}^k$ , le signal cohérent (les diffuseurs) est maximisé et le signal incohérent (le bruit) est minimisé.

Comme cela a été détaillé dans la section a-v, l'amplitude des séquences reçues par chaque récepteur n'est pas uniforme ce qui implique que la difficulté du décodage des signaux reçus par les différents récepteurs est variable. En d'autres termes, pour  $N_{Tx}$  séquences transmises, le nombre de séquences simultanés réellement reçu par un récepteur donné peut être inférieur à  $N_{Tx}$  (Misaridis & Jensen, 2005c). Par ailleurs, augmenter  $N_{Tx}$  permet de diminuer les artefacts liés à la formation de voie. Ce phénomène est particulièrement marqué pour le diffuseur placé à une profondeur de 55mm. Bien que la résolution spatiale ne présente pas de différence significative entre les acquisitions, la réduction des artefacts contribue à l'amélioration de la qualité d'image. Ainsi, il est crucial d'utiliser une valeur élevée de ce paramètre, telle que  $N_{Tx}=12$  afin de maximiser à la fois la cadence et la qualité d'image.

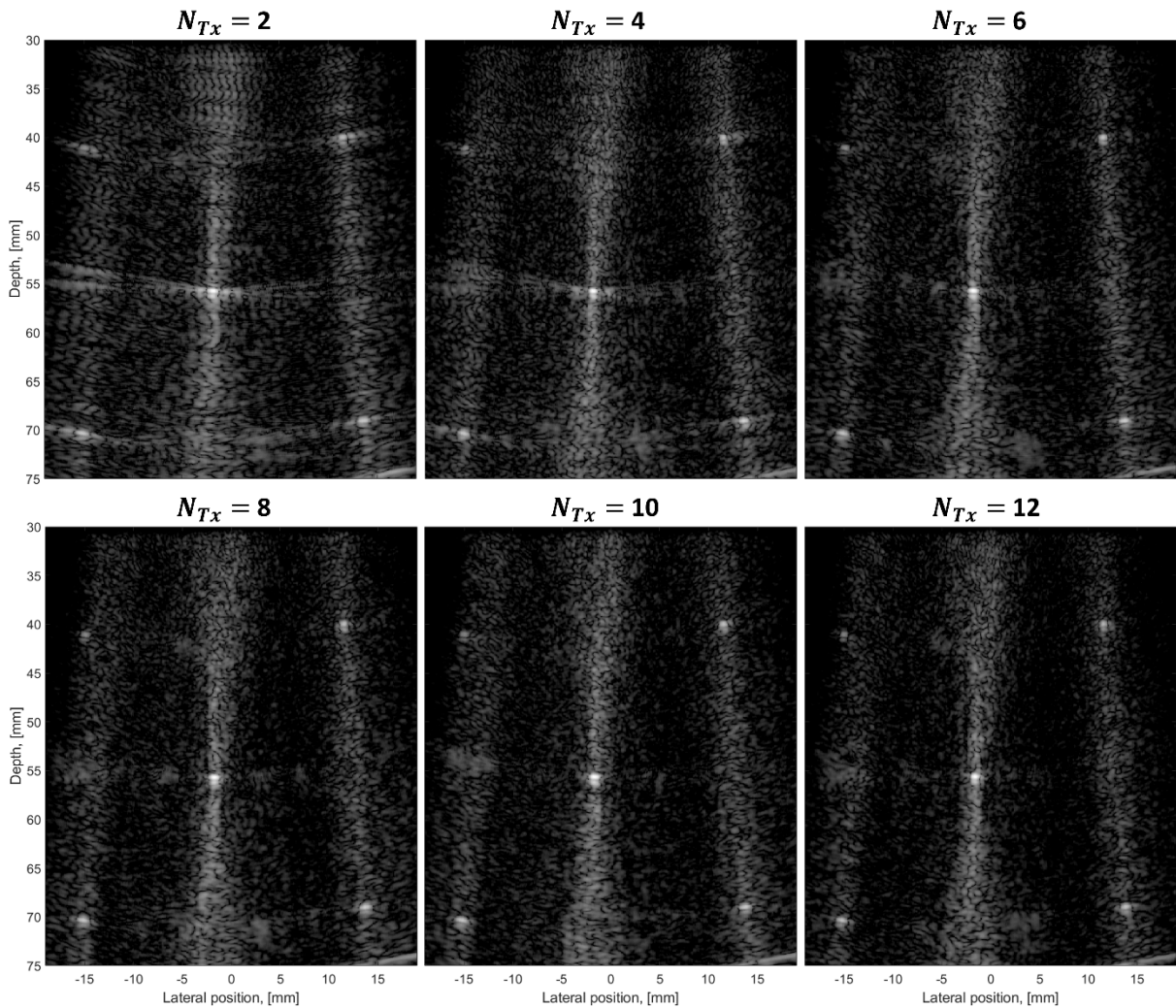


Figure 5.16 : Evolution de la qualité d'image en fonction du nombre d'éléments activés simultanément. Les acquisitions sont réalisées avec des codes de Gold de 511 symboles, pour lesquels le nombre de zéros est fixé à 3. Il apparaît clairement que le niveau de bruit n'est pas directement lié au nombre d'éléments actifs. La résolution spatiale et les artefacts de formation de voies étant diminués lorsque  $N_{Tx}$  augmente, il est recommandé de fixer ce paramètre à une valeur haute.

### iii. Réduction du bruit par application du facteur de cohérence

En utilisant le principe selon lequel le signal des diffuseurs est plus cohérent que le bruit, nous proposons d'introduire le facteur de cohérence comme méthode de post-traitement pour améliorer la qualité d'image sans compromettre la cadence. Le facteur de cohérence (CF pour Cohérence Factor) est une méthode de post-traitement définie comme le rapport entre la somme cohérente des images « basse qualité »  $O^k$  et la somme incohérente de ces mêmes images (Hollmand, *et al.*, 1999) (Mallart & Fink, 1994) (Li & Li, 2003). Le CF s'exprime de la façon suivante :

$$CF = \frac{|\sum_{k=1}^{N_{Tx}} O^k(\vec{r}_p)|^2}{N_{Tx} \sum_{k=1}^{N_{Tx}} |O^k(\vec{r}_p)|^2}. \quad (1)$$

Le CF est utilisé pour pondérer l'image finale en assignant un poids élevé aux pixels avec un facteur de cohérence élevé et un poids plus faible aux pixels avec un facteur de cohérence faible. Cette pondération permet de maximiser l'amplitude des signaux cohérents tout en réduisant le bruit de manière efficace. Dans la suite de cette partie, nous comparons les acquisitions de référence, obtenues en effectuant de multiples acquisitions successives avec 1 cycle de signal sinusoïdal, aux acquisitions CS-STA avec et sans l'application du CF. Les acquisitions sont réalisées en utilisant le même nombre de transducteurs actifs à la fois pour les acquisitions successives et simultanées, ce qui correspond à des acquisitions STA parcimonieuses.

Dans un premier temps, nous examinons la possibilité d'obtenir une qualité d'image satisfaisante pour des acquisitions avec  $N_s=127$  symboles. La qualité d'image étant médiocre pour les faibles valeurs de  $N_z$ , ce paramètre est fixé à 3, soit un code de durée  $61.3\mu s$ . Les acquisitions CS-STA, CS-STA avec CF et les acquisitions successives de référence sont présentées dans la figure 5.17. L'utilisation du CF permet de réduire le bruit dans les images reconstruites, mais ne suffit pas à égaler la qualité d'image des acquisitions de référence. Celles-ci étant dépourvues d'interférences inter-séquences, pour une dynamique de 50dB, le seul bruit présent dans les images correspond aux artefacts de formation de voies. Bien que la localisation des 5 diffuseurs soit correcte pour les trois types d'acquisitions, les images reconstruites à partir des acquisitions simultanées ne sont pas utilisables en vue d'applications cliniques en raison de la quantité de bruit présente. En ce qui concerne la cadence d'image, elle est de 7575 Hz pour les acquisitions simultanées et de 1233 Hz pour les acquisitions successives, pour une profondeur maximale de 7.5 cm. Il y a donc un gain de cadence d'image d'un facteur 6 entre ces deux types d'acquisitions.

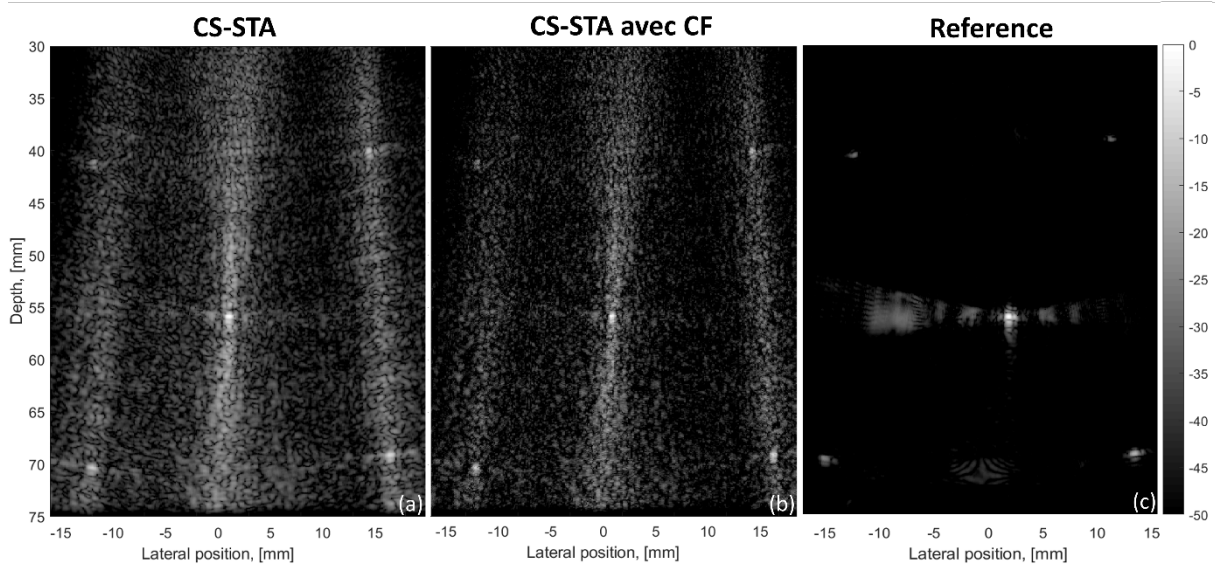


Figure 5.17 : (a) Image reconstruite pour une acquisition constituée d'une unique insonification avec 8 éléments simultanés. Les séquences transmises sont constituées de  $N_s=127$  symboles et  $N_z$  est fixé à 3. 8 éléments sont activés simultanément. (b) Image reconstruite après application du facteur de cohérence (CF). (c) Images reconstruites lors de l'insonification successive milieu avec 8 éléments actifs. Le signal d'excitation est un cycle de signal sinusoïdal. La cadence d'image est plus de 6 fois supérieure dans les acquisitions simultanées.

Nous passons maintenant à l'étude des acquisitions avec 255 symboles, présentées dans la figure 5.18. Le nombre de zéros est fixé à 1, résultant en une durée de séquences équivalente aux acquisitions précédentes, soit  $61.3\mu s$ . Afin de permettre une comparaison entre ces 2 acquisitions, 8 transducteurs actifs sont également utilisés. En ce qui concerne l'image CS-STA, celle-ci est légèrement améliorée par rapport à l'acquisition précédente avec 127 symboles. Cela se traduit par une amélioration des valeurs de pSNR, qui sont de 28.1 dB et 33.3 dB pour les acquisitions avec 127 et 255 symboles respectivement. En ce qui concerne les images reconstruites avec l'application du facteur de cohérence (CF), le pSNR est de 35.8 dB et 41.5 dB pour les acquisitions avec 127 et 255 symboles respectivement. Malgré cette nette amélioration, des trainées prononcées dans la direction axiale subsistent à la position latérale des diffuseurs. Ces trainées constituent un problème grave car elles pourraient masquer des informations utiles de faible amplitude.

Cette expérience met en évidence que, pour une durée de code équivalente, il est préférable de privilégier un nombre de symboles  $N_s$  élevé plutôt qu'un grand nombre de zéros  $N_z$ . Cela se traduit par une amélioration de la qualité d'image, tandis que la cadence d'image reste inchangée.

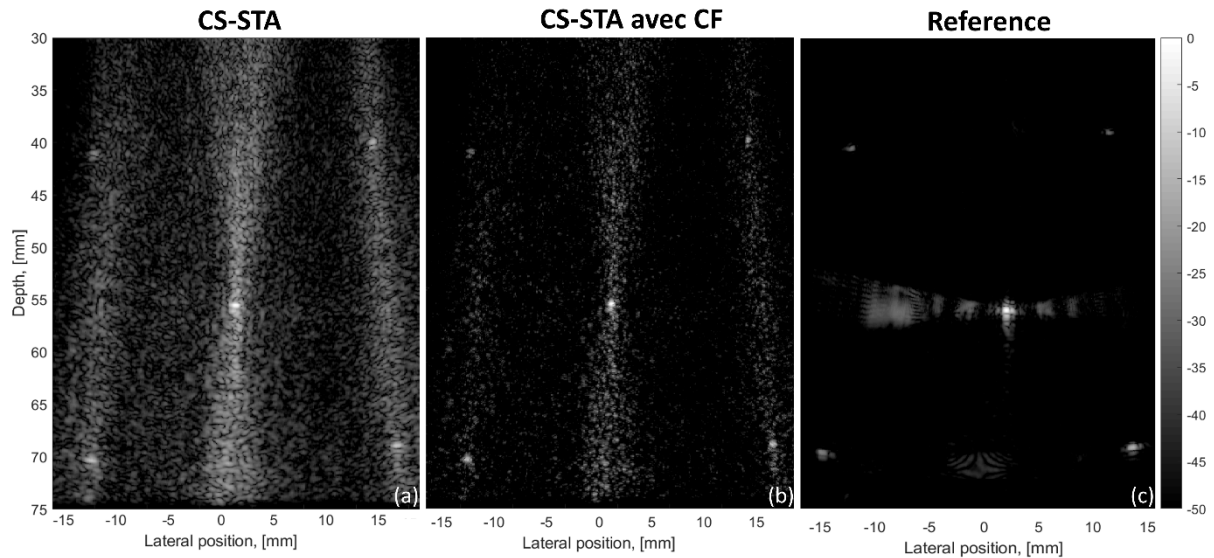


Figure 5.18 : (a) Image reconstruite pour une acquisition constituée d'une unique insonification avec 8 éléments simultanés. Les séquences transmises sont constituées de  $N_s=255$  symboles et  $N_z$  est fixé à 1. 8 éléments sont activés simultanément. (b) Image reconstruite après application du facteur de cohérence (CF). (c) Images reconstruites lors de l'insonification successive milieu avec 8 éléments actifs. Le signal d'excitation est un cycle de signal sinusoïdal. La cadence d'image est plus de 6 fois supérieure dans les acquisitions simultanées.

La figure 5.19 présente la meilleure acquisition en matière de résolution spatiale et de niveau de bruit. Cette acquisition est réalisée avec des codes de Gold de 511 symboles en utilisant 12 transducteurs actifs. Chaque séquence comprend un cycle de signal sinusoïdal suivi de 3 cycles de zéros, pour une durée totale d'émission de 245.2 $\mu$ s.

L'image reconstruite par la méthode CS-STA est très fortement améliorée comparée aux précédentes acquisitions (figure 5.17 et 5.18). Le bruit à l'intérieur et à l'extérieur des trainées est considérablement réduit. Cependant, les capacités de diagnostic restent limitées en raison du masquage des informations causé par le bruit de décodage. En appliquant le CF sur cette acquisition, l'image résultante est visuellement très proche de l'image de référence.

La résolution spatiale a été évaluée pour le diffuseur central à une profondeur de 55 mm. En ce qui concerne la résolution axiale, elle est de 382  $\mu$ m pour l'image reconstruite par la méthode CS-STA avec application du CF, tandis qu'elle est de 341  $\mu$ m pour l'image de référence, soit une différence de 12% entre les deux acquisitions. En ce qui concerne la résolution latérale, elle est de 569  $\mu$ m pour l'image CS-STA avec CF et de 518  $\mu$ m pour l'image de référence, soit une différence inférieure à 10% entre les deux acquisitions. Les valeurs de PSL et de pSNR sont respectivement de 36.3 dB et 47.1 dB pour l'image CS-STA et CS-STA avec CF, là où les valeurs de référence sont supérieures à 60 dB. La cadence d'image pour les acquisitions CS-STA simultanées est de 4602 Hz, tandis que les 12 acquisitions de référence limitent la cadence d'image à seulement 880 Hz, soit un gain en cadence d'image supérieur à 5. Cette acquisition constitue la meilleure des 180 acquisitions expérimentale effectuée.

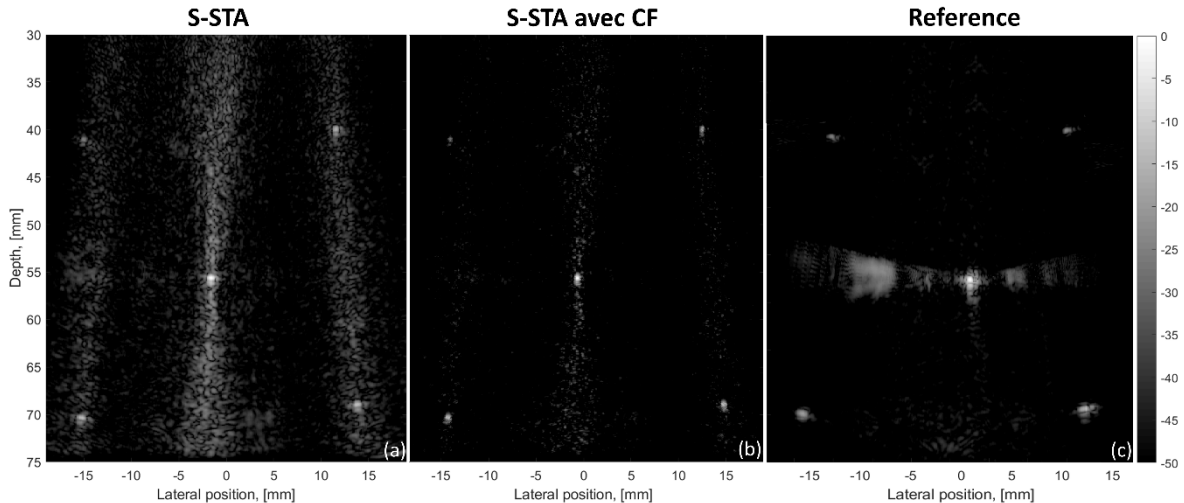


Figure 5.12 : (a) Image reconstruite pour une acquisition constituée d'une unique insonification avec 12 éléments simultanés. Les séquences transmises sont constituées de  $N_s=511$  symboles et  $N_z$  est fixé à 3. 12 éléments sont activés simultanément. (b) Image reconstruite après application du facteur de cohérence (CF). (c) Image reconstruite lors de l'insonification successive milieu avec 12 éléments actifs. Le signal d'excitation est un cycle de signal sinusoïdal. L'image présentée dans (b) est visuellement très proche de l'image de référence.

#### iv. Conclusion

Dans cette section, une analyse approfondie de l'impact des différents paramètres des séquences sur la qualité d'image a été réalisée, en se concentrant particulièrement sur le principal facteur dégradant, à savoir le bruit résiduel de décodage lié aux interférences entre les séquences. Les paramètres étudiés comprenaient le nombre de symboles par séquence  $N_c$ , le nombre de zéros par symbole  $N_z$ , le code modulant utilisé et le nombre d'éléments actifs simultanés  $N_{Tx}$ .

Nos résultats ont clairement montré que 127 et 255 symboles ne permettent pas d'obtenir une qualité d'image satisfaisante. De plus, nous avons identifié le nombre de zéros par symbole comme un paramètre clé pour réduire de manière significative le bruit dans les images reconstruites. Nous avons montré que le choix du code modulant a un faible impact sur la qualité d'image. En ce qui concerne le nombre d'éléments actifs simultanés  $N_{Tx}$ , nos résultats ont démontré que 12 séquences peuvent être émises simultanément sans compromettre la qualité d'image lors de l'imagerie CS-STA avec des codes longs.

Nous avons également démontré l'intérêt d'utiliser le facteur de cohérence (CF) pour améliorer la qualité des images reconstruites par la méthode CS-STA dans un milieu parcimonieux. Ces acquisitions ont été comparées aux acquisitions successives de référence, et nous avons prouvé qu'une qualité d'image similaire aux acquisitions conventionnelles pouvait être obtenue conjointement avec une nette amélioration de la cadence d'image. La meilleure acquisition, en termes de résolution spatiale et de niveau de bruit, a été réalisée en utilisant 12 transducteurs simultanés avec des séquences de Gold de 511 symboles, comprenant un cycle de signal sinusoïdal suivi de 3 périodes de zéros. En appliquant le facteur de cohérence à cette acquisition, il est possible d'atteindre une qualité d'image similaire à celle des acquisitions conventionnelles tout en augmentant la cadence d'image d'un facteur 5.

### c. Conclusions et perspectives

Dans ce chapitre, nous avons démontré la faisabilité de l'imagerie de milieux parcimonieux en utilisant la méthode CS-STA développée dans le chapitre IV. Nous avons étudié les différents paramètres des séquences codées sur un milieu contenant un seul diffuseur, puis nous avons présenté des acquisitions sur un milieu composé de cinq

diffuseurs. Ces acquisitions ont confirmé que le système d'acquisition proposé, avec deux sondes, permet d'imager une large zone d'intérêt.

Dans notre étude, nous avons identifié le bruit résultant des interférences entre les séquences transmises comme étant le principal facteur limitant la qualité d'image. Nous avons observé que ce bruit est principalement présent dans la direction axiale des images reconstruites. Pour améliorer la qualité des images, nous avons exploré l'utilisation du facteur de cohérence (CF) comme méthode de post-traitement. Nous avons constaté qu'en combinant la méthode CS-STA développée dans le chapitre IV avec l'utilisation du CF, il est possible d'atteindre une qualité d'image similaire aux acquisitions conventionnelles tout en bénéficiant d'une cadence d'image considérablement améliorée.

Sur la base des acquisitions expérimentales effectuées, nous avons déterminé les paramètres optimaux pour maximiser à la fois la qualité et la cadence d'image. Ces paramètres sont les suivants:

- Le nombre de symboles  $N_s$  doit être fixé à 511 afin de réduire le bruit.
- Pour 511 symboles, les codes de Gold doivent être utilisés.
- Le nombre de zéros par symboles  $N_z$  doit être fixé à 3 pour diminuer le bruit. Une valeur supérieure dégrade la cadence d'image et n'améliore que faiblement la qualité d'image.
- Le nombre d'émetteurs simultanés doit être fixé à une valeur élevée telle que 12. Cela permet d'améliorer la qualité d'image en réduisant le bruit et en améliorant la résolution latérale.

Il convient de noter que d'autres types de post-traitement peuvent être utilisés à la place du CF. Des méthodes telles que le débruitage  $\ell_1$  (Micchelli, *et al.*, 2013), la décomposition en valeurs singulières (SVD pour Singular Value Decomposition) (Bendjador, *et al.*, 2020) (Pialot, *et al.*, 2023) (Pialot, *et al.*, 2023b), ainsi que différents algorithmes de formation de voies adaptatifs peuvent être utilisées pour réduire le bruit dans les images reconstruites tout en augmentant la cadence d'image en comparaison avec les acquisitions de référence (Polichetti, *et al.*, 2018) (Wang, *et al.*, 2005) (Mann & Walker, 2002).

Les acquisitions effectuées dans cette étude ont mis en évidence la capacité de la méthode CS-STA à résoudre le compromis entre cadence et qualité d'image. Nous avons démontré qu'il est possible d'atteindre une gamme dynamique exploitable supérieure à 40 dB tout en augmentant la cadence d'image. Cette constatation suggère que la méthode CS-STA peut être un outil précieux pour des applications telles que la microscopie de localisation ultrasonore (Errico, *et al.*, 2015) (Couture, *et al.*, 2018), l'élastographie ultrasonore (Bercoff, *et al.*, 2004) (Deprez, *et al.*, 2011) et l'imagerie de flux (Jensen, *et al.*, 2016) (Joos, *et al.*, 2018), où l'amélioration de la cadence d'image peut être particulièrement bénéfique.

Il est important de souligner que ces conclusions sont spécifiques aux milieux parcimonieux étudiés et à la configuration expérimentale décrite dans le chapitre IV-d/e. Par conséquent, il est nécessaire d'explorer l'intérêt de la méthode CS-STA sur des milieux plus complexes afin de mieux comprendre ses avantages et ses limites en vue de diverses applications cliniques.



## Chapitre VI : Imagerie par ondes planes simultanées codées

Ce chapitre porte sur l'application des émissions codées pour l'augmentation de la cadence d'image lors d'acquisitions par ondes planes. Le concept exploré ici repose sur l'émission simultanée de plusieurs ondes planes angulées codées afin de maximiser la cadence d'image sans dégrader la qualité, précédemment exploré par Denis Bujoreanu, ancien doctorant du laboratoire Creatis (Bujoreanu, 2018). Nous démontrons dans ce chapitre que cette méthode peut être réalisée expérimentalement en utilisant trois ondes planes encodées avec des signaux à modulation linéaire de fréquence (chirps).

En premier lieu, le modèle direct de propagation des ondes ultrasonores dans un milieu diffusant développé pour l'émission simultanée d'ondes planes codées est décrit. Un focus est fait sur l'élaboration du problème inverse mis en place pour reconstruire une image du milieu imagé en utilisant le modèle direct proposé. Après une description des paramètres d'expérience, les résultats obtenus en simulations numériques et lors d'acquisitions expérimentales sont présentés. Nous montrons alors que cette méthode peut améliorer conjointement la cadence et la qualité d'image, par le biais de simulations numériques et d'acquisitions expérimentales. Ces travaux ont été publiés dans la revue Applied Science (Nicolet, *et al.*, 2022b).

### a. Modélisation du problème direct

Dans cette section, le modèle direct utilisé est brièvement décrit. Des informations détaillées sont disponibles dans la thèse de Denis Bujoreanu (Bujoreanu, 2018) ainsi que dans l'article de journal associé (Nicolet, *et al.*, 2022b). Commençons par reprendre le modèle décrivant le signal reçu par un émetteur n lors de l'insonification du milieu avec un signal d'excitation  $a(t)$  par l'émetteur k (Equation 1, chapitre IV) :

$$y_n^k(t) = a^k(t) * I_k(t) * I_n(t) * \left[ \int_{\vec{r}} g_n^k(\vec{r}, t) \gamma(\vec{r}) \right], \quad (1)$$

où \* désigne le produit de convolution,  $y_n^k(t)$  désigne le signal reçu par l'élément n lors de l'insonification avec l'élément k,  $I_k(t)$  et  $I_n(t)$  la réponse acousto-électrique de l'élément k et n, respectivement,  $g_n^k(\vec{r}, t)$  la réponse impulsionnelle spatiale entre l'émetteur k, un point du milieu imagé  $\vec{r}$  et le récepteur n, et  $\gamma(\vec{r})$  désigne la fonction de réflectivité du milieu (TRF pour Tissue Reflectivity Function).

L'équation 1 peut être réécrite en assimilant les transducteurs de la sonde à des surfaces planes plutôt que des émetteurs ponctuels. Ce cas, plus réaliste, permet de mieux modéliser la propagation acoustique (Tupholme, 1969) (Jensen, 1991). Considérons donc un cas réaliste où k et n sont des transducteurs plans de surface  $S_k$  et  $S_n$ . Le signal  $y_n^k(t)$  peut être approximé en appliquant le principe de Huygens aux surfaces émettrices et réceptrices  $S_k$  et  $S_n$  c'est-à-dire en divisant les surfaces en  $N_d$  transducteurs ponctuels  $S_{k_i}$  et  $S_{n_j}$ . Le signal total reçu par l'élément n lorsque l'élément k émet est égal à la somme de tous les signaux générés par l'ensemble des  $N_d$  surfaces émettrices :

$$y_n^k(t) = a^k(t) * I_k(t) * I_n(t) * \left[ \int_{r_i \in S_i} \int_{r_j \in S_j} g_{n_j}^{k_i}(t) dr_k dr_n \right], \quad (2)$$

où  $g_{n_j}^{k_i}(t)$  désigne la réponse impulsionnelle spatiale entre la sous-surface émettrice  $k_i$  et la sous-surface réceptrice  $n_j$ , tel que  $g_{n_j}^{k_i}(t) = \int_{\vec{r}} g_{n_j}^{k_i}(\vec{r}, t) \gamma(\vec{r}) dr$ . L'équation 2 peut être réécrite sous la forme d'un produit de convolution entre un terme d'émission/réception et un terme de propagation/diffusion d'ondes, tel que :

$$y_n^k(t) = e^k(t) * g_N^K(t), \quad (3)$$

avec

$$e^k(t) = a^k(t) * I_k(t) * I_n(t)$$

et

$$g_N^K(t) = \int_{r_i \in S_i} \int_{r_j \in S_j} g_{n_j}^{k_i}(t) dr_k dr_n.$$

Supposons que le signal  $y_n^k(t)$  soit échantillonné à la fréquence  $f_s$ . Chaque entrée  $y_n^k[q]$  correspond à la valeur du signal à temps continu correspondant à l'instant  $t = t_0 + q/f_s$ , où  $t_0$  désigne le moment de début de réception des échos et  $q = [1 \dots N_s]$ , où  $N_s$  désigne le nombre d'échantillons (samples) enregistrés. Le milieu imagé est divisé en petites cellules formant une grille de taille  $N_x \times N_z$ , notée ici  $\Omega$ , où chaque entrée  $\gamma[\vec{r}_p]$  représente le coefficient de réflectivité (TRF pour Tissue Reflectivity Function) du milieu en un point de la grille  $\Omega$  définie par  $\vec{r}_p = (x_\Omega, z_\Omega) \in \Omega$ . La TRF discrétisée  $\gamma[\vec{r}_p]$  est donc un vecteur de taille  $N_x N_z \times 1$  qui contient le coefficient de réflexion de chaque pixel de l'image reconstruite. L'équation 3 peut désormais être utilisée pour réécrire  $y_n^k(t)$  sous forme discrète :

$$\mathbf{y}_n^k = \mathbf{e}^k \star g_N^K = \mathbf{e}^k \star \sum_{i=1}^{N_d} \sum_{j=1}^{N_d} g_{n_j}^{k_i}, \quad (4)$$

où  $\star$  désigne le produit de convolution discret,  $N_d$  le nombre de sous-divisions pour les surfaces planes  $S_k$  et  $S_n$ , et les termes en gras désignent l'équivalent discret des signaux continus correspondants. Maintenant, nous allons présenter ce problème sous forme matricielle (Bujoreanu, 2018):

$$\mathbf{y}_n^k = \mathbf{E}^k \left[ \sum_{i=1}^{N_d} \sum_{j=1}^{N_d} \mathbf{C}_{n_j}^{k_i} \right] \boldsymbol{\gamma} = \mathbf{E}^k \mathbf{C}_N^K \boldsymbol{\gamma} = \Lambda_N^K \boldsymbol{\gamma}, \quad (5)$$

où les termes  $\mathbf{e}^k$  et  $g_N^K$  sont représentés par les matrices  $\mathbf{E}^k$  et  $\mathbf{C}_{n_j}^{k_i}$ .  $\mathbf{E}^k$  est une matrice de Toeplitz de taille  $N_s \times N_s$  qui prend en compte le signal d'excitation ainsi que la réponse impulsionnelle des éléments émetteurs et récepteurs.  $\mathbf{C}_{n_j}^{k_i}$  est une matrice de taille  $N_d \times N_d \times N_s \times N_x \times N_z$  qui prend en compte la propagation aller/retour de l'onde dans le milieu imagé pour l'ensemble des  $N_d$  surfaces émettrices et réceptrices.  $\Lambda_N^K$  désigne le noyau, base du modèle direct, qui prend en compte  $\mathbf{E}^k$  et  $\mathbf{C}_N^K$  au sein d'une même matrice.

Nous étendons maintenant ce modèle à l'imagerie par ondes planes (PWI). Dans ce cas, l'équation 5 est réécrite sous la forme suivante (Bujoreanu, 2018):

$$\mathbf{y}_n = w_n \mathbf{E}^k \left[ \sum_{n=1}^{N_{Rx}} w_k \mathbf{C}_N^K \right] \boldsymbol{\gamma} = w_k \mathbf{E}^k \mathbf{C}_N \boldsymbol{\gamma} = \Lambda_N^K \boldsymbol{\gamma}, \quad (6)$$

où l'exposant  $k$  désigne désormais la  $k$ -ième onde plane,  $\Lambda_N^K = w_k \mathbf{E}^k \mathbf{C}_N$ ,  $w_k$  et  $w_n$  désignent les poids d'apodisation et émission et en réception. La taille de la matrice  $\mathbf{C}_N^K$  est de taille  $N_s \times N_z \times N_x$ , ou  $N_s \ll N_z \times N_x$  (Bujoreanu, 2018). De ce fait, le système d'équations décrit par l'équation 6 est mal posé car il y a plus d'inconnues que d'équations. Afin d'augmenter le nombre d'équations et donc s'approcher d'un problème bien posé, les  $N_{Rx}$  échos reçus obtenus lors de l'émission d'une onde plane sont concaténés. Sachant que la TRF  $\boldsymbol{\gamma}$  est la même  $\forall n \in 1 \dots N_{Rx}$ , un nouveau noyau  $\Lambda^K$  peut être écrit :

$$\mathbf{y}^k = \Lambda^K \boldsymbol{\gamma}, \quad (7)$$

Avec

$$\mathbf{y}^k = [\mathbf{y}_1^k \parallel \mathbf{y}_2^k \parallel \dots \parallel \mathbf{y}_{N_{Rx}}^k],$$

Et

$$\Lambda^K = [\Lambda_1^k \parallel \Lambda_2^k \parallel \dots \parallel \Lambda_{N_{Rx}}^k],$$

où  $\parallel$  représente la concaténation des vecteurs le long des lignes.  $\mathbf{y}^k$  et  $\Lambda^K$  sont de taille  $N_{Rx} \times N_s \times 1$  et  $N_{Rx} \times N_s \times N_z \times N_x$ , respectivement. Afin de se rapprocher d'un problème bien posé, une méthode simple consiste à augmenter la dimension de  $\mathbf{y}^k$  :

1. Emettre une onde plane dans la direction  $\theta^k$  et enregistrer les échos associés  $\mathbf{y}^k$  ;
2. Construire le noyau correspondant en utilisant l'équation 8 ;
3. Répéter ces 2 opérations  $N_{PW}$  fois avec un angle différent  $\theta^k$  ;
4. Construire le vecteur final  $\tilde{\mathbf{y}}$ , de taille  $N_{PW} \times N_{Rx} \times N_s \times 1$  tel que  $\tilde{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}^1 \parallel \mathbf{y}^2 \parallel \dots \parallel \mathbf{y}^{N_{PW}}]$  ;

5. Construire le noyau final  $\tilde{\Lambda}$  de taille  $N_{PW}N_{Rx}N_s \times N_zN_x$ , tel que  $\tilde{\Lambda} = [\Lambda^1 \ || \ \Lambda^2 \ || \ \dots \ || \ \Lambda^{N_{PW}}]$  ;

Dans ce chapitre, nous proposons d'augmenter l'espace d'observations sans dégrader la cadence d'image. Pour cela,  $N_{PW}$  ondes planes sont encodées et transmises simultanément avec un angle différent  $\theta^k$ . En supposant une propagation des ondes ultrasonores linéaire, le signal reçu par un élément  $n$  peut être décrit comme :

$$\check{y}_n(t) = \sum_{k=1}^{N_{PW}} y_n^k(t) = \sum_{k=1}^{N_{PW}} e^k(t) * g_n^k(t), \quad (8)$$

où  $g_n^k(t)$  correspond à la réponse impulsionnelle du milieu pour l'élément  $n$ , lorsque l'insonification est réalisée par l'onde plane  $k$ . Les signaux reçus  $\check{y}_n(t)$  contiennent l'ensemble des échos associé aux  $N_{PW}$  ondes planes transmises simultanément, ce qui signifie que la contribution de chaque onde plane doit être séparée pour former des images. Pour séparer la contribution de chaque onde plane, nous utilisons les filtres de Wiener, tel que :

$$F^k(f) = \frac{E^k(f)^*}{|E^k(f)|^2 + S(f)}, \quad (9)$$

où  $F^k(f)$  désigne le filtre de Wiener sous forme fréquentielle,  $E^k(f)$  la transformée de Fourier du signal d'excitation à décoder,  $S(f)$  la densité spectrale du bruit de crosstalk inter séquences, et  $*$  désigne l'opérateur complexe conjugué.

La réponse impulsionnelle du milieu peut désormais être estimée sous la forme suivante :

$$\hat{g}_n^k = F^k \check{y}_n = F^k \underline{\Lambda} \boldsymbol{\gamma}, \quad (10)$$

où  $F^k$  désignent les matrices de Toeplitz créées à partir des filtres de Wiener calculées dans l'équation 9, et  $\underline{\Lambda}_n = \sum_{k=1}^{N_{PW}} \Lambda_n^k$ . Finalement, le problème peut être écrit sous la forme  $\boldsymbol{y} = \mathbf{A} \boldsymbol{x} + \mathbf{b}$  (Bujoreanu, 2018) :

$$\tilde{\boldsymbol{g}} = \boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\gamma} + \mathbf{b}, \quad (11)$$

où  $\tilde{\boldsymbol{g}}$  désigne la concaténation des réponses impulsionnelles spatiales pour chacun des  $N_{Tx}$  récepteurs et chacune des  $N_{PW}$  ondes planes, tel que  $\tilde{\boldsymbol{g}} = [\hat{g}_1^1 \ || \ \hat{g}_2^1 \ || \ \dots \ || \ \hat{g}_{N_{Rx}}^1 \ || \ \dots \ || \ \hat{g}_1^{N_{PW}} \ || \ \hat{g}_2^{N_{PW}} \ || \ \dots \ || \ \hat{g}_{N_{Rx}}^{N_{PW}}]$ ,  $\boldsymbol{\Psi}$  désigne le noyau final, décrit comme  $\boldsymbol{\Psi} = [F^1 \underline{\Lambda}_1 \ || \ \dots \ || F^1 \underline{\Lambda}_{N_{Rx}} \ || \ \dots \ || F^{N_{PW}} \underline{\Lambda}_1 \ || \ \dots \ || F^{N_{PW}} \underline{\Lambda}_{N_{Rx}}]$  et  $\mathbf{b}$  désigne le bruit.

## b. Elaboration du problème inverse

Dans cette partie, les moyens mis en œuvre pour résoudre le problème décrit dans l'équation 11 sont développés. Une solution évidente pour résoudre ce problème est de minimiser l'équation 11 au sens des moindres carrés, tel que  $\|\Psi\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{g}}\|_2^2$ , où  $\|\cdot\|_2$  représente la norme  $\ell_2$ . Si le noyau  $\Psi$  est bien conditionné, la solution est simplement  $\hat{\mathbf{y}} = \Psi^+ \tilde{\mathbf{g}}$ , où  $\Psi^+$  désigne la pseudo inverse de Moore-Penrose de  $\Psi$ . En réalité,  $\Psi$  est mal conditionné (Bujoreanu, 2018). De ce fait, cette solution ne peut être envisagée car la TRF estimée  $\hat{\mathbf{y}}$  serait fortement dégradée. Pour dépasser ce problème, un terme de régularisation basé sur la parcimonie de la solution estimée est ajouté, tel que :

$$\hat{\mathbf{y}} = \operatorname{argmin}\{\|\Psi\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{g}}\|_2^2 + \lambda\|\mathbf{y}\|_1\}, \quad (12)$$

où  $\|\cdot\|_1$  désigne la norme  $\ell_1$  et le scalaire  $\lambda$  définit le compromis entre la première partie de l'équation, soit l'attache aux données et le terme de régularisation. L'équation 12 est résolue en utilisant un algorithme d'optimisation basé sur la descente de gradient, nommé FISTA pour Fast Iterative Shrinkage Thresholding Algorithm (Beck & Teboulle, 2009). L'hyperparamètre  $\lambda$  est adapté empiriquement par essais et erreurs. Le critère d'arrêt de FISTA a été fixé comme une baisse de la différence relative entre les estimations successives de la TRF inférieure à  $10^{-3}$ .

## c. Description des séquences utilisées

Dans cette étude, nous proposons d'émettre  $N_{PW}=3$  ondes planes angulées simultanément. Chaque onde plane est émise avec un angle  $\theta^k$ , tel que  $\theta^1, \theta^2$  et  $\theta^3 = -10^\circ, 0^\circ$  et  $10^\circ$ , respectivement. L'encodage de ces ondes planes est réalisé avec des signaux à évolution de fréquence linéaires « chirps » (voir section III-e). La première séquence,  $a^1(t)$  est un chirp linéaire « montant », dont la fréquence instantanée augmente au cours du temps. Cette séquence est décrite de la façon suivante :

$$a^1(t) = \eta(t) \cos\left(2\pi f_0 t + \pi \frac{B}{T} t^2\right), \quad (13)$$

où la bande passante fréquentielle  $B$  est de 5.1 MHz, la durée des signaux  $T$  est de 18.55 $\mu$ s,  $f_0$  est la fréquence centrale de la sonde, soit 8.5 MHz et  $\eta(t)$  désigne une fenêtre de Tukey de 20 % de durée  $T$ . La seconde séquence,  $a^2(t)$  est un chirp linéaire « descendant », dont la fréquence instantanée diminue au cours du temps. Cette seconde séquence est décrite comme :

$$a^2(t) = \eta(t) \cos\left(2\pi f_0 t - \pi \frac{B}{T} t^2\right). \quad (14)$$

Enfin, la troisième séquence est un chirp « montant et descendant », dont la pente de la fréquence instantanée est deux fois plus élevée. Cette troisième séquence est décrite comme :

$$\begin{aligned} a^3(t) &= \eta(t) \cos\left(2\pi f_0 t + \pi \frac{2B}{T} t^2\right), \\ &\text{pour } 0 < t < \frac{T}{2}; \\ a^3(t) &= \eta(t) \cos\left(2\pi f_0 t - \pi \frac{2B}{T} t^2\right), \\ &\text{pour } \frac{T}{2} < t < T. \end{aligned} \quad (15)$$

Une représentation temps-fréquence des trois séquences est montrée dans la figure 6.1. Il est important de comprendre que la forme d'onde transmise par chacun des éléments de la sonde est une forme d'onde complexe, consistant en une combinaison linéaire des 3 séquences décalées dans le temps (par rapport à l'angle  $\theta^k$ ). Plusieurs combinaisons de séquences ont été testées, telles que des combinaisons de signaux chirps et de signaux modulés en phase, BPSK et MPSK. La combinaison des 3 chirps linéaires décrits ici s'est révélée être la plus adéquate des configurations testées lors d'une étude empirique visant à définir les séquences optimales. En effet, les autres

configurations testées étaient inexploitable car au moins une des 3 séquences n'était pas correctement transmise lors des acquisitions expérimentales.

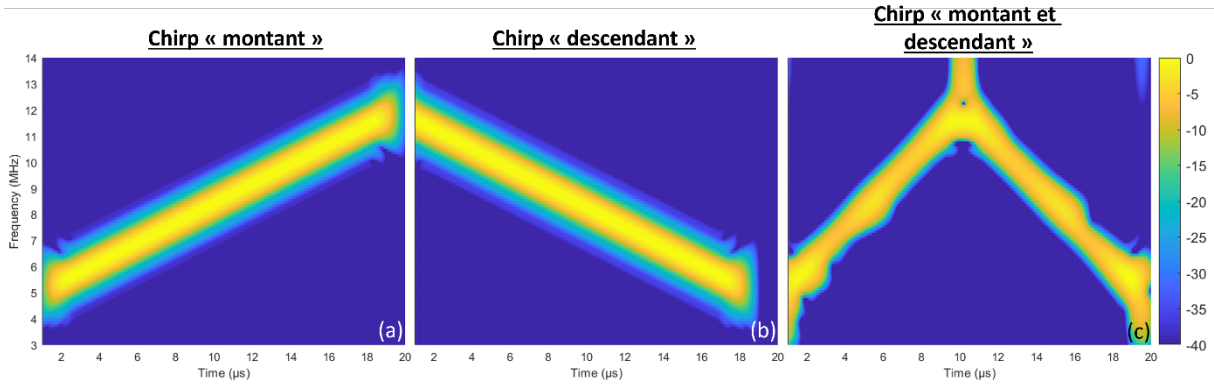


Figure 6.1 : Représentation temps-fréquence (spectrogramme) des 3 séquences utilisées pour encoder les  $N_{PW}=3$  ondes planes émises simultanément. (a) Chirp « montant » (b) Chirp « descendant » (c) Chirp « montant et descendant ». La variation de la fréquence instantanée est 2 fois plus rapide dans (c) que dans (a) et (b).

## d. Paramètres d'expérience

### i. Configurations expérimentale et simulée

La méthode proposée a été évaluée par le biais de simulations numériques et d'acquisitions expérimentales. Les simulations numériques ont été réalisées avec Field II (Jensen & Svendsen, 1992) (Jensen, 1996) et les acquisitions expérimentales avec l'échographe Pioneer 128 voies AWG de la société TPAC. Pour cette expérience, une seule sonde a été utilisée pour l'émission et la réception car la zone aveugle induite par les signaux transmis est faible, en l'occurrence inférieure à 1.5 cm. Cette sonde est de type linéaire, dispose de 128 éléments, a une bande passante fréquentielle de 5 à 12 MHz et un espacement inter-éléments de 0.245 mm (LA523 Esaote SpA, Italy) Elle a été utilisée expérimentalement et modélisée numériquement pour les simulations numériques. Seuls les 64 éléments centraux ont été utilisés en émission comme en réception, résultant en une ouverture de 1.565 cm. Pour chaque acquisition, la TRF est reconstruite sur une grille dont la taille des pixels est de 25  $\mu\text{m}$  dans la direction axiale et 61.25  $\mu\text{m}$  dans la direction latérale.

### ii. Acquisitions de références

Les résultats obtenus sont comparés à ceux fournis par l'algorithme de reconstruction classique DAS (voir section f du chapitre II) en utilisant 3 ondes planes successives. Le signal d'excitation pour les ondes planes est constitué de deux périodes d'ondes sinusoïdales à la fréquence centrale de la sonde (8,5 MHz). Les signaux reçus, appelés ici  $y_{DAS_n}^k$ , sont apodisés spatialement en réception à l'aide d'une fenêtre de Tukey avec une fraction de cosinus de 0,75. Le f-number, soit le nombre d'éléments utilisés pour la formation d'image à différentes profondeurs, est fixé à 1,75 (Szabo, 2004). Une estimation de la TRF,  $\hat{y}_{3PW-DAS}^k$ , est obtenue pour chaque onde planes. Enfin, les images  $\hat{y}_{3PW-DAS}^k$  sont sommées de manière cohérente pour obtenir l'image finale,  $\hat{y}_{3PW-DAS}$ . Une étape de post-traitement consistant en une extraction d'enveloppe et une compression logarithmique est appliquée à  $\hat{y}_{3PW-DAS}$  pour obtenir l'estimation finale de TRF de référence.

Afin de permettre une comparaison équitable entre les images  $\hat{y}_{3PW-DAS}$  et la méthode proposée, une seconde image de référence est créée,  $\hat{y}_{3PW-DAS-L1}$ , en appliquant un débruitage  $\ell_1$  sur l'image  $\hat{y}_{3PW-DAS}$ , tel que :

$$\hat{y}_{3PW-DAS-L1} = \underset{x}{\operatorname{argmin}} \{ \|x - \hat{y}_{3PW-DAS}\|_2^2 + \mu \|x\|_1 \}, \quad (16)$$

où  $x$  représente l'image parcimonieuse désirée, et  $\mu$  est un hyperparamètre contrôlant l'importance de la parcimonie dans la solution.  $\mu$  est choisi empiriquement de façon à maximiser la qualité d'image. Cette seconde image de référence est calculée car la TRF estimée dans la méthode proposée est intrinsèquement parcimonieuse

du fait du terme de régularisation (voir équation 12), ce qui constitue un avantage lors de la reconstruction de milieux parcimonieux.

### iii. Milieux imagés

Une évaluation des performances de la méthode proposée est réalisée en simulations numériques sur un milieu parcimonieux composé de 25 diffuseurs. La distance entre les diffuseurs varie linéairement de 1,25 mm à 50  $\mu\text{m}$  sur l'axe vertical, et de 1 mm à 120  $\mu\text{m}$  sur l'axe horizontal. Ce milieu est représenté dans la figure 6.2-a.

La méthode proposée est évaluée expérimentalement sur deux milieux distincts. Le premier est un milieu parcimonieux composé de 5 diffuseurs constitués de fils de nylon de diamètre 0.3mm de marque Caperlan, tendus uniformément dans une cuve remplie d'eau dé-ionisée. Ce milieu est représenté dans la figure 6.2-b. Le second milieu expérimental est un fantôme composé d'un mélange d'eau et d'agar, avec une proportion de 98,5% d'eau et 1,5% d'agar. Pour la préparation du fantôme, l'agar a été introduit progressivement dans l'eau lorsque celle-ci a atteint une température de 82°C. Le fantôme a été refroidi à température ambiante, puis une inclusion circulaire de 12mm de diamètre a été réalisée (figure 6.2-c). L'agar est utilisé pour créer de la diffusion et donner une texture solide au milieu ainsi créé (Culjat, *et al.*, 2010). Lors des acquisitions expérimentales, le fantôme ainsi que les sondes ont été placés dans une cuve remplie d'eau déionisée.

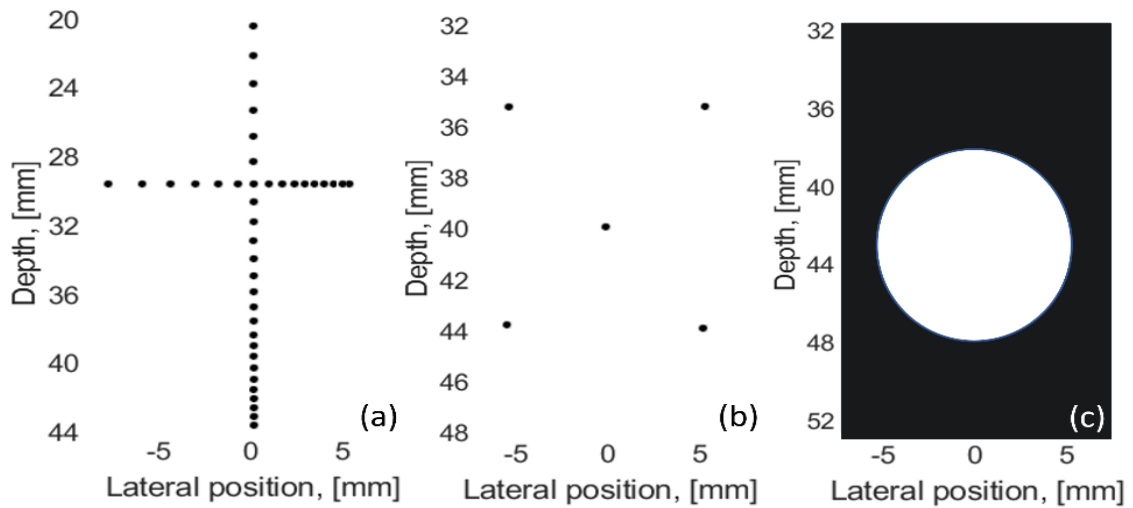


Figure 6.2 : Représentation visuelle des différents milieux imagés. (a) Milieu parcimonieux simulé composé de 25 diffuseurs utilisé pour évaluer la capacité à séparer des diffuseurs proches. (b) Milieu parcimonieux composé de 5 fils de nylon. (c) Milieu dense composé d'un mélange d'eau et d'agar.

### e. Cadence d'image atteignable

Pour une émission/réception conventionnelle de 3 ondes planes, le temps d'acquisition total  $t_{3PW}$  peut être approximé par la formule suivante :

$$t_{3PW} = 3(t_s + t_\Omega + t_{SW}) + \sum_{k=1}^3 t^k, \quad (17)$$

où  $t_s$  désigne la durée du signal d'excitation,  $t_\Omega$  le temps total nécessaire à l'onde ultrasonore pour réaliser un aller/retour dans le milieu imagé  $\Omega$ ,  $t_{SW}$  désigne le temps nécessaire à l'échographe pour passer d'un événement d'émission à un événement de réception ( $t_{SW} \ll t_s \ll t_\Omega$ ) et  $t^k$  correspond au délai d'émission maximal pour chaque ondes planes.

Dans la méthode proposée, les séquences d'excitations  $a^k(t)$  sont plus longues que les courtes impulsions classiquement utilisées, en revanche, les 3 ondes planes sont émises simultanément. Le temps d'acquisition total  $t_{SPW}$  peut être approximé par la formule suivante :

$$t_{SPW} = t_a + t_\Omega + t_{SW} + \max t^k, \quad (18)$$

où  $t_a$  désigne la durée des séquences transmises, soit ici  $18.55\mu\text{s}$  et  $\max t^k$  le délai temporel maximal lié à l'angulation des ondes planes. En se basant sur les équations 17 et 18, il est possible de déduire le gain en cadence d'image apporté par notre méthode :

$$G = \frac{t_{3PW} - t_{SPW}}{t_{3PW}} \approx \frac{2t_\Omega + 3t_s - t_a}{3t_\Omega + 3t_s}.$$

Dans le cas où le milieu imagé est d'une grande profondeur ( $t_\Omega \gg t_a$ ), le gain apporté par la méthode peut être approximé comme  $2/3$ , soit un gain en cadence d'image de 66%. Ce gain est relativement faible car seulement 3 ondes planes sont émises simultanément.

## f. Evaluation des performances en simulations numériques

La figure 6.3, de gauche à droite, montre les TRF estimées en utilisant l'algorithme DAS avec les acquisitions PWI successives de référence ( $\hat{Y}_{3PW-DAS}$ ), en appliquant l'opérateur de débruitage  $\ell_1$  sur  $\hat{Y}_{3PW-DAS}$  ( $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$ ). Au centre, l'estimation de la TRF  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$  est obtenue en appliquant l'algorithme DAS aux signaux  $\hat{g}_n^k$ , ce qui correspond à effectuer la formation d'image en utilisant les données estimées après décodage par filtrage de Wiener, sans utilisation du modèle direct. L'estimation de la TRF  $\hat{Y}_{SPW-DAS-L1}$  est obtenue en appliquant l'opérateur de débruitage  $\ell_1$  sur  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$ . Enfin, la sous figure la plus à droite correspond à la TRF estimée avec la méthode proposée, noté ici  $\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$ . Pour ce milieu, l'hyperparamètre  $\lambda$  qui définit le compromis entre l'attache aux données et le terme de régularisation est fixé empiriquement à 0,01.

On constate tout d'abord que les diffuseurs ponctuels sont correctement localisés quelle que soit la méthode de reconstruction utilisée. Cependant, la qualité de l'image varie fortement d'une technique à l'autre. Lors des acquisitions successives  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$ , la TRF estimée contient des artefacts dégradant l'image reconstruite. Le tableau 1 montre que les diffuseurs sont reconstruits avec une résolution spatiale plus large que pour la méthode proposée. Les résolutions axiales et latérales sont améliorées plus de 7 fois en utilisant la méthode proposée ( $\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$ ) plutôt que  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$ . Les valeurs mesurées de résolution axiale et de résolution latérale sont égales à la taille des pixels dans l'image reconstruite pour la méthode proposée  $\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$ . En appliquant le débruitage  $\ell_1$  ( $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$ ), les artefacts de  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$  sont supprimés et la résolution spatiale diminue à la fois axialement et latéralement. Néanmoins, la résolution spatiale est améliorée plus de 3 fois, axialement et latéralement avec la méthode proposée en comparaison avec  $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$ . Cet effet est clairement perceptible sur les fils très rapprochés. Par exemple, à 31 mm, les points les plus à droite ne sont pas distinguables avec  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$  et  $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$ , alors que la méthode proposée permet de séparer l'ensemble de ces diffuseurs.

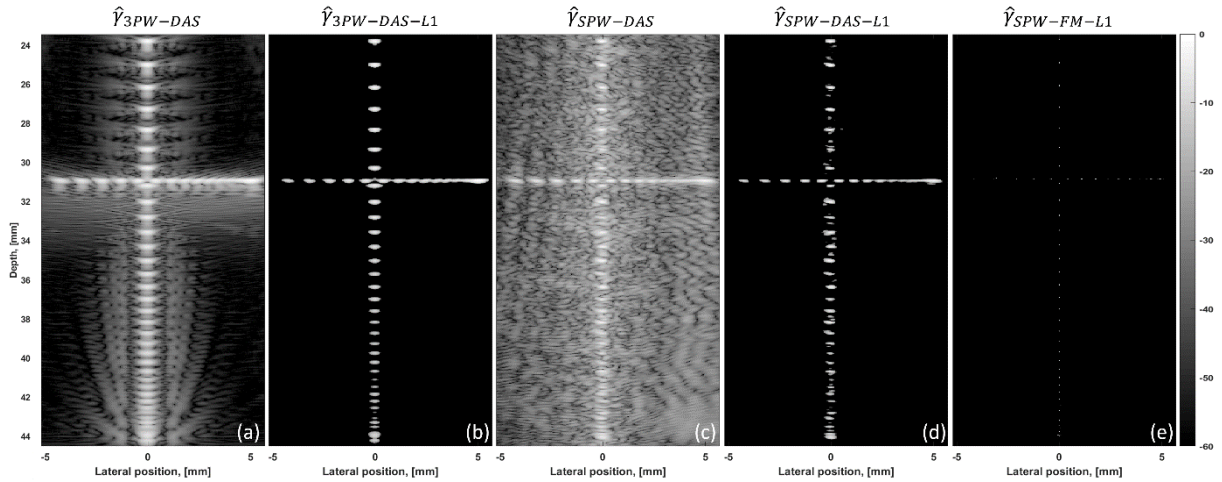


Figure 6.3 : TRF estimée avec les différentes méthodes. (a) TRF estimée en utilisant l'algorithme DAS sur les acquisitions PWI successives ( $\hat{Y}_{SPW-DAS}$ ). (b) TRF estimée en appliquant l'opérateur de débruitage  $\ell_1$  sur  $\hat{Y}_{3PW-DAS}$  ( $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$ ). (c) TRF estimée en utilisant l'algorithme DAS sur les acquisitions PWI simultanées, après décodage par filtrage de Wiener ( $\hat{Y}_{SPW-DAS}$ ).

(d) TRF estimée en appliquant l'opérateur de débruitage  $\ell_1$  sur  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$  ( $\hat{Y}_{SPW-DAS-L1}$ ). (e) TRF estimée avec la méthode proposée ( $\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$ ).

Métrique	$\hat{Y}_{SPW-DAS}$	$\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$	$\hat{Y}_{SPW-DAS}$	$\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$	$\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$
Résolution axiale FWHM	192,5 $\mu\text{m}$	87,4 $\mu\text{m}$	244 $\mu\text{m}$	98,8 $\mu\text{m}$	25 $\mu\text{m}$
Résolution latérale FWHM	455 $\mu\text{m}$	177,8 $\mu\text{m}$	551,25 $\mu\text{m}$	245 $\mu\text{m}$	61,25 $\mu\text{m}$

Tableau 6.1 : Résolutions axiales et latérales à -6dB pour les différentes méthodes d'acquisition et de reconstruction. Il apparaît clairement que la méthode proposée,  $\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$ , surpasse l'ensemble des autres méthodes. Ainsi, la méthode proposée augmente simultanément la cadence d'image et la qualité d'image sur ce milieu synthétique.

La performance de l'ensemble des méthodes est également évaluée à l'aide du PCID (voir section g-v du chapitre II) dans la direction axiale et la direction latérale, soit la capacité à séparer 2 diffuseurs dans ces 2 directions. Les résultats sont présentés dans la figure 6.4. Dans la direction axiale, les diffuseurs espacés de plus de  $0,16\lambda$  sont séparés avec la méthode proposée  $\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$ ,  $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$  et  $\hat{Y}_{SPW-DAS-L1}$ , tandis que  $\hat{Y}_{3PW-DAS}$  permet de séparer les diffuseurs espacés de plus de  $0,81\lambda$  et  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$ , les diffuseurs espacés de plus de  $0,89\lambda$ . Dans la direction latérale, les diffuseurs espacés de plus de  $0,6\lambda$  sont séparés par la méthode proposée  $\hat{Y}_{SPW-FM-L1}$ ,  $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$  et  $\hat{Y}_{SPW-DAS-L1}$ , tandis que  $\hat{Y}_{3PW-DAS}$  et  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$  permettent de séparer uniquement les diffuseurs espacés de plus de  $2\lambda$ .

Ainsi, dans le milieu présenté, la méthode proposée surpasse la référence  $\hat{Y}_{3PW-DAS}$  et permet d'obtenir des performances similaires à  $\hat{Y}_{3PW-DAS-L1}$ , tout en améliorant la cadence d'image. Néanmoins, cette expérience permet de mettre en évidence les performances de la méthode proposée quant à la capacité à séparer des diffuseurs adjacents. Dans la suite de ce chapitre,  $\hat{Y}_{SPW-DAS}$  et  $\hat{Y}_{SPW-DAS-L1}$  ne seront pas étudiés car les TRF reconstruites contiennent un bruit trop élevé.

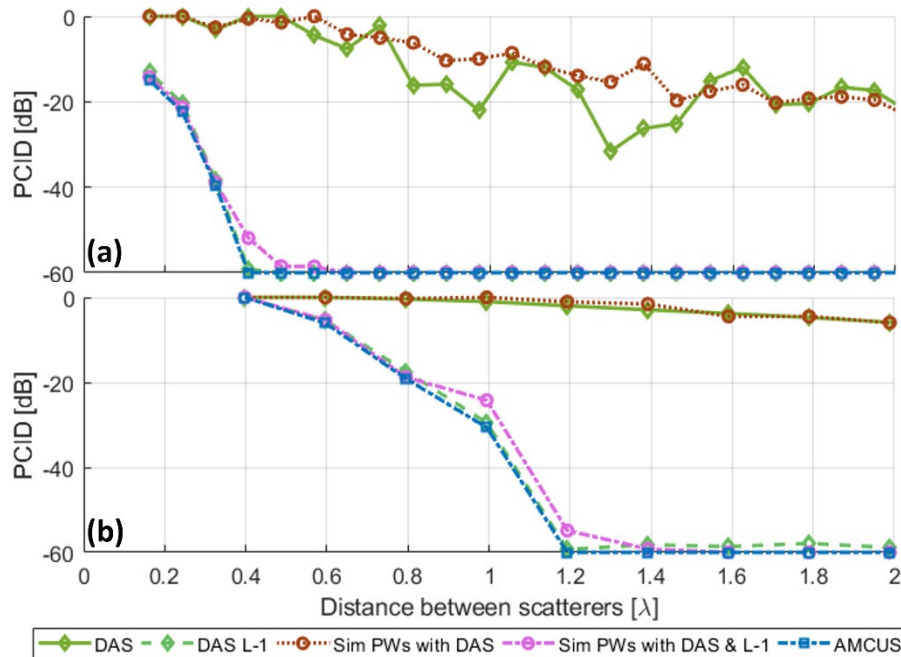


Figure 6.4 : Mesure du PCID dans la direction (a) axiale et (b) latérale pour l'ensemble des méthodes étudiées.

## g. Preuve de concept expérimentale



## i. Milieu parcimonieux

Les résultats relatifs à cette expérience sont présentés dans la figure 6.5. La partie gauche (a) correspond à l'image reconstruite lors d'une acquisition avec 3 ondes planes successives ( $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ ). La partie du milieu (b) correspond à l'application du débruitage  $\ell_1$  sur l'image  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  ( $\hat{\gamma}_{3PW-DAS-L1}$ ). Enfin, la partie droite de la figure 6.5 correspond à l'image reconstruite avec la méthode proposée ( $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ ) en fixant  $\lambda$  à 0.01.

Tout d'abord, il apparait clairement que la méthode proposée converge vers une solution stable où les cinq diffuseurs sont correctement localisés. La TRF estimée contient 63 coefficients non nuls situés autour de la position physique des diffuseurs, ce qui est plus que les cinq coefficients attendus, mais reste nettement inférieur aux 836 et 36 405 coefficients de  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS-L1}$  et  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ . En raison du bruit d'acquisition et de l'orthogonalité imparfaite des séquences, une solution idéale de cinq coefficients non nuls ne peut être atteinte expérimentalement. Cependant, ces résultats confirment que la méthode proposée peut être appliquée expérimentalement, même avec la complexité des signaux transmis simultanément. La résolution spatiale FWHM du diffuseur central est comparée entre  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ ,  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS-L1}$  et  $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ . Dans la direction axiale, la résolution axiale FWHM mesurée est de 25, 250 et 175  $\mu\text{m}$  pour la méthode proposée  $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ ,  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ , et  $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ . Ainsi, la résolution axiale est améliorée par un facteur 10 en utilisant  $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$  plutôt que  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ . La même tendance est observée dans la direction latérale ou la résolution spatiale FWHM mesurée est de 61, 367 et 250  $\mu\text{m}$  pour la méthode proposée  $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ ,  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ , et  $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ . Ces mesures montrent clairement que la méthode proposée est plus performante que les techniques conventionnelles sur des milieux parcimonieux en termes de résolution spatiale, tout en augmentant la cadence d'image de 55,57%.

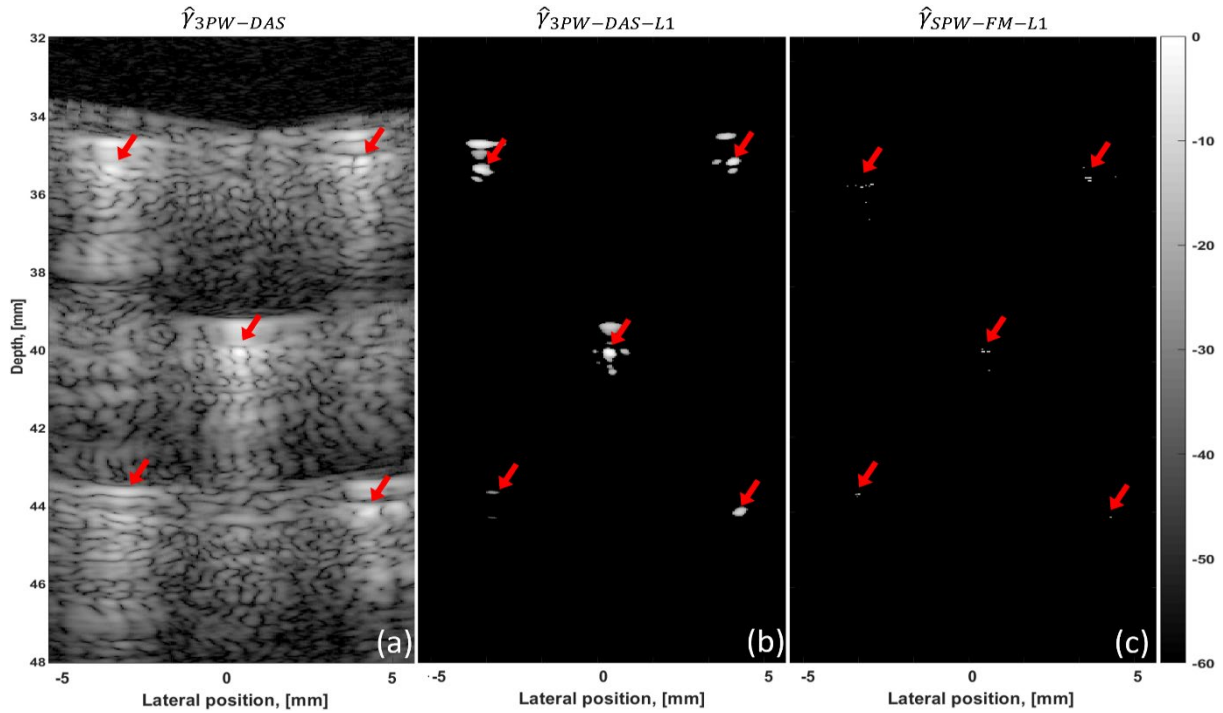


Figure 6.5 : Estimation de la TRF des 5 fils. (a) Estimation à l'aide de l'algorithme DAS ( $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ ). (b) Estimation à l'aide du débruitage  $\ell_1$  sur  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ . (c) Estimation à l'aide de l'approche proposée ( $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ ). L'emplacement physique des diffuseurs est indiqué par les flèches rouges.

## ii. Milieu dense

Les résultats obtenus lors des acquisitions avec 3 ondes planes successives ( $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ ), après application du débruitage  $\ell_1$  sur l'image  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  et avec la méthode proposée ( $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ ) sont représentés dans la figure 6.6. En utilisant l'imagerie DAS conventionnelle (figure 6.x-a), les images obtenues présentent un contraste peu élevé,

bien que l'inclusion soit visible. Ce faible contraste est principalement lié au fait que seulement 3 ondes planes sont émises, avec uniquement la moitié de la sonde utilisée en émission et en réception, soit 64 éléments actifs. Lors de l'application du débruitage  $\ell_1$  sur l'image  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  (figure 6.x-b), la détectabilité de l'inclusion est clairement améliorée.

En utilisant la méthode proposée, l'image reconstruite  $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$  (figure 6.x-c) permet de distinguer l'inclusion de façon claire. Cependant, de nombreux diffuseurs sont reconstruits dans la zone correspondant à l'inclusion et ce, même après un réglage fin de l'hyperparamètre  $\lambda$ . Cette expérience met en évidence les limites de notre méthode sur un milieu non parcimonieux. Plusieurs facteurs peuvent expliquer cette limitation de la méthode. Le problème inverse décrit dans l'équation 12 contient un terme de régularisation  $\ell_1$ , qui promeut naturellement la parcimonie dans la solution estimée. Dans le cas présent, le milieu n'est pas parcimonieux et donc, ce terme n'est pas adapté. Diverses solutions pour améliorer l'estimation sur des milieux non-parcimonieux peuvent être envisagées notamment l'utilisation d'une combinaison de termes de régularisation  $\ell_1$  et  $\ell_2$  (Repetti, et al., 2014) (Byram, et al., 2015), ou la résolution du problème inverse décrit dans la section c par des algorithmes d'apprentissage profond (Ongie, et al., 2020).

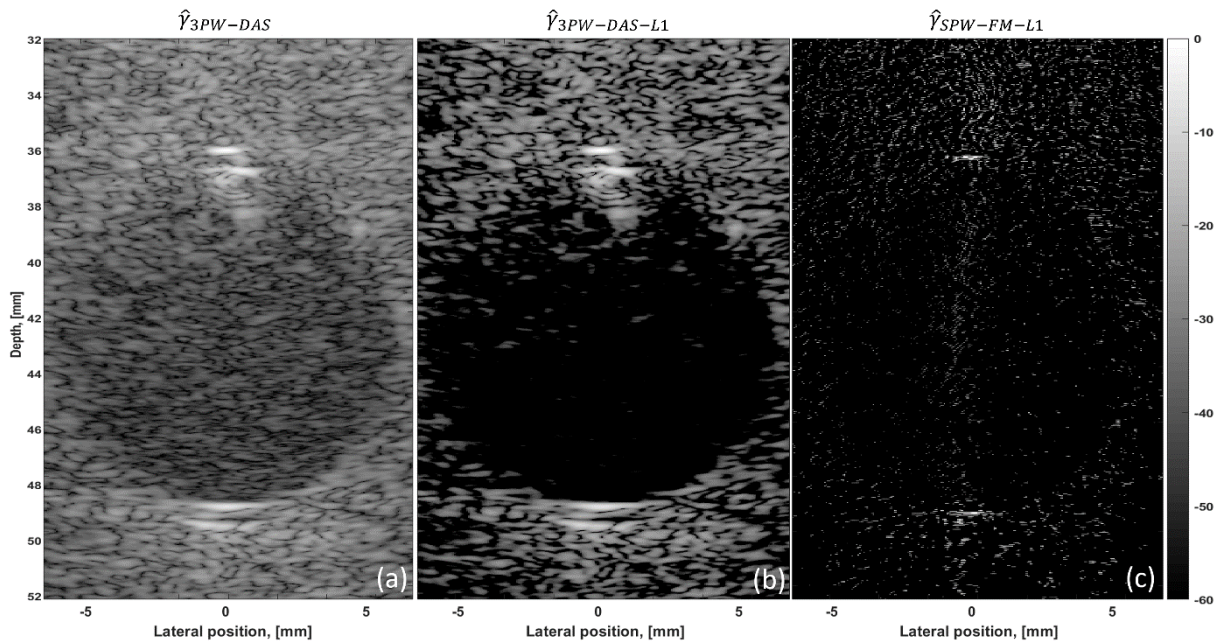


Figure 6.6 : Estimation de la TRF du phantom composé de 98.5% d'eau et 1.5% d'agar, avec une inclusion circulaire (voir figure 6.2-c). (a) Estimation à l'aide de l'algorithme DAS ( $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$ ). (b) Estimation à l'aide du débruitage  $\ell_1$  sur  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  ( $\hat{\gamma}_{3PW-DAS-L1}$ ). (c) Estimation à l'aide de l'approche proposée ( $\hat{\gamma}_{SPW-FM-L1}$ ).

## h. Conclusion

Les résultats de simulation sur le phantom de résolution ont montré que la capacité à séparer les diffuseurs est améliorée axialement et latéralement avec la méthode proposée par rapport aux acquisitions PWI conventionnelles reconstruites avec DAS. Les diffuseurs espacés axialement de plus de  $0,16 \lambda$  ont été séparés, tandis que les acquisitions conventionnelles  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  séparent les diffuseurs espacés de plus de  $0,89 \lambda$ . Dans la direction latérale, les diffuseurs séparés de plus de  $0,6 \lambda$  ont été séparés à l'aide de la méthode proposée, alors que  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  permet de séparer uniquement les diffuseurs espacés de plus de  $2 \lambda$ . En outre, le PCID est globalement inférieur à  $-60$  dB pour la méthode proposée, alors que la meilleure valeur pour le  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  est de  $-31,6$  dB. Ces améliorations ont été obtenues grâce au modèle proposé, qui n'est pas basé sur les hypothèses classiques du DAS que sont une impulsion comme signal d'excitation, une sonde à largeur de bande infinie ainsi qu'une diffusion en champ lointain.

Nous avons mis en œuvre la méthode proposée dans un cadre expérimental, et ainsi validé pour la première fois la preuve de concept. Dans l'expérience réalisée sur un milieu parcimonieux, la résolution spatiale est améliorée

avec notre méthode comparé à  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS}$  et  $\hat{\gamma}_{3PW-DAS-L1}$ , ce qui confirme que le modèle est précis, même sur des données expérimentales réelles. Cette expérience démontre que la méthode pourrait être utile pour la reconstruction de milieux parcimonieux, et donc par extension utile pour la microscopie ultrasonore de localisation (Errico, *et al.*, 2015). Lors d'acquisitions expérimentales sur un milieu relativement dense, les performances sont cependant limitées. Différentes solutions pour améliorer la reconstruction sur ce type de milieux ont été évoquées, tel que l'utilisation d'une combinaison de termes de régularisation  $\ell_1$  et  $\ell_2$  et l'apprentissage profond.

L'encodage des ondes planes avec un set de signaux dotés de meilleures propriétés d'orthogonalité améliorerait nécessairement les performances de la méthode proposée ici. Plus d'ondes planes pourraient être émises simultanément afin d'augmenter la qualité et la cadence d'image simultanément. Cependant, cela requiert de définir un plus grand nombre de séquences orthogonales. Une adaptation des séquences étudiées dans les Chapitres IV et V peut alors être envisagée. Enfin, il convient de rappeler que le modèle décrit est basé sur la propagation en champ libre d'ondes acoustiques dans un milieu non atténuant. De ce fait, pour un milieu où la célérité est hétérogène et/ou un milieu atténuant, les performances du modèle seront limitées, et l'estimation de la TRF dégradée.

## Chapitre VII : Conclusion et perspectives

Dans cette thèse, nous avons décrit différentes méthodes d'imagerie ultrasonore, telles que l'imagerie par ondes planes (PWI) et l'imagerie par synthèse d'ouverture (STA). Nous avons pris soin de détailler le compromis existant entre la cadence et la qualité d'image inhérent à l'ensemble des méthodes d'acquisition. Nous avons ensuite défini les émissions codées et réalisé un état de l'art sur leur utilisation pour augmenter la cadence d'image ultrasonore.

Dans le chapitre IV, nous avons proposé une méthode prometteuse pour accélérer la cadence d'image en imagerie STA par l'émission simultanées de séquences codées par de multiples transducteurs. Nous avons montré la nécessité de dissocier physiquement les éléments émetteurs et récepteurs, et ainsi, avons développé un système double sonde permettant de capter les échos à tout instant, éliminant ainsi la zone aveugle même pendant la phase d'émission. Le gain en cadence d'image apporté par la méthode proposée a été étudié théoriquement. Une analyse paramétrique des séquences codées a été effectuée par le biais de simulations numériques et d'acquisitions expérimentales. Nous avons montré la nécessité d'utiliser des codes longs pour atteindre une orthogonalité inter séquences suffisante pour l'imagerie.

Dans le chapitre V, les performances de la méthode proposée ont été évaluées expérimentalement sur différents milieux parcimonieux. Nous avons montré que les interférences entre les séquences transmises résultent en une augmentation du bruit dans les images reconstruites, dégradant ainsi la qualité d'image. Nous avons également montré que ce bruit est moins cohérent que le signal des diffuseurs et peut donc être fortement réduit. Nous avons ainsi montré qu'un gain en cadence d'image d'un facteur 5 peut être atteint expérimentalement sans dégradation de la qualité d'image, avec la conjugaison de la méthode proposée et du facteur de cohérence.

Dans le chapitre VI, nous avons étudié la possibilité d'améliorer la cadence d'image dans le cas de l'imagerie par ondes planes. Nous avons démontré la possibilité de gagner simultanément en cadence et en qualité d'image par l'émission de plusieurs ondes planes angulées codées transmises simultanément. Cette méthode a été évaluée par le biais de simulations numériques et d'acquisitions expérimentales sur des milieux parcimonieux. Dans les applications cliniques, les ultrasons sont atténués par les tissus, altérant les échos reçus (voir section c du chapitre II).

**Finalement, sur la base des travaux effectués dans cette thèse, nous avons montré que le compromis entre cadence et qualité d'image peut être résolu par l'utilisation des émissions codées dans le cadre de l'imagerie STA et de l'imagerie par ondes planes.** Certaines limitations subsistent cependant. Premièrement, les travaux de cette thèse restent limités à des acquisitions sur des milieux parcimonieux, dont la reconstruction est plus simple que des milieux biologiques. Deuxièmement, les milieux étudiés sont dénués d'atténuation tissulaire. Cet aspect doit impérativement être pris en compte pour le décodage des séquences lors d'acquisitions sur des milieux atténuants. Fort heureusement, différents auteurs ont apporté différentes solutions pour prendre en compte l'atténuation (Eck, *et al.*, 1998)(Ramalli, *et al.*, 2015). Enfin, en vue d'applications cliniques, il est essentiel de s'assurer que les méthodes proposées sont sans danger pour les patients. Pour cela, différents indices de sécurité doivent être quantifiés (Sen, *et al.*, 2015) (Nelson, *et al.*, 2009).

Les perspectives relatives à ces travaux sont les suivantes :

- Améliorer l'encodage des signaux par l'utilisation de modulations plus complexes incluant du codage fréquentiel, tel que le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplexing), l'accès multiple par répartition de fréquences orthogonales (OFDMA pour Orthogonal Frequency Division Multiple Access) ou le multiplexage par répartition fréquentielle orthogonale codé (COFDM pour Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing). En effet, les techniques d'encodage utilisées sont relativement simples au vu des technologies de codage actuelles (Mohammady, 2019). Cependant, l'utilisation de séquences avec codage fréquentiel sont plus complexes à mettre en œuvre et nous avons uniquement pu mettre en évidence leur intérêt dans le cadre de

simulations numériques (non montrées dans ce manuscrit), sans réussir à reproduire cela expérimentalement. Cette limitation est principalement due à la bande passante limitée des sondes ultrasonores. Pour pallier ce problème, l'utilisation de sondes large bande telles que les sondes CMUT est envisagé (Lee, et al., 2013).

- Améliorer le décodage des séquences. Dans cette thèse, les seuls filtres de décodage investigués sont le filtre adapté et le filtre de Wiener, qui sont des méthodes relativement simples. Des méthodes plus complexes peuvent être alors envisagées pour notamment prendre en compte les interférences existant entre les différentes séquences (Gustavsson & Börjesson, 1992) (Gabbard, et al., 2018). L'amélioration conjointe des séquences transmises et du décodage pourrait ainsi réduire grandement les artefacts de reconstruction.
- Appliquer les méthodes proposées à l'imagerie de milieux en mouvement. En effet, le gain en cadence d'image apporté par les deux contributions de cette thèse a un intérêt principalement pour des milieux en mouvement. Il est donc primordial d'évaluer les bénéfices de ces méthodes pour l'imagerie de flux. Ces méthodes doivent également être investiguées pour la microscopie de localisation ultrasonore (Couture, et al., 2018), et dans le cadre de l'élastographie ultrasonore (Fink & Tanter, 2014). En effet, ces méthodes avancées requièrent un grand nombre d'images par seconde, et les méthodes proposées peuvent être réellement bénéfiques pour ces applications.
- Adapter la méthode à l'imagerie 3-D. Actuellement, le majeur problème de l'imagerie 3-D est sa faible cadence d'image (Huang & Zeng, 2017). Nous avons proposé dans cette thèse différentes méthodes pour augmenter la cadence d'image en imagerie 2-D. Une adaptation de ces méthodes pourrait donc permettre d'augmenter la cadence d'image en imagerie 3-D et ainsi, en accélérer le développement.
- Imager des milieux complexes. Les deux méthodes développées dans le cadre de cette thèse ont été évalués sur des milieux relativement simples. Aussi, il est nécessaire d'évaluer les performances sur des milieux plus complexes, plus proches des réalités cliniques.

## Bibliographie

- Arif, M., Harput, S. & Freear, S., 2010. *Experimental investigation of chirp coded excitation in ultrasound superharmonic imaging*. San Diego, CA, USA, IEEE Ultrasonics Symposium (IUS).
- Badescu, E. et al., 2019. Comparison Between Multiline Transmission and Diverging Wave Imaging: Assessment of Image Quality and Motion Estimation Accuracy. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 66(10), pp. 1560-1572.
- Bae, J. et al., 2019. An overview of channel coding for 5G NR cellular communications. *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing*, 8(17), pp. 1-14.
- Bae, M.-H., Lee, W.-Y., Jeong, M.-K. & Kwon, S.-J., 2002. *Orthogonal Golay Code Based Ultrasonic Imaging Without Reducing Frame Rate*. Munich, Germany, IEEE Ultrasonics Symposium (IUS).
- Barker, R., 1953. Group synchronizing of binary digital systems. *Communication Theory*, pp. 273-287.
- Beck, A. & Teboulle, M., 2009. A Fast Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm. *SIAM J. Imaging Sciences*, 2(1), pp. 183-202.
- Bendjador, H., Deffieux, T. & Tanter, M., 2020. The SVD Beamformer: Physical Principles and Application to Ultrafast Adaptive Ultrasound. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 39(10), pp. 3100-3112.
- Bercoff, J., Tanter, M. & Fink, M., 2004. Supersonic shear imaging: a new technique for soft tissue elasticity mapping. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 51(4), pp. 96-409.
- Berrou, C., Glavieux, A. & Thitimajshima, P., 1993. *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding*. Geneva, Switzerland, IEEE International Conference on Communications.
- Betts, J. A., 1971. *Signal Processing Modulation and Noise*. s.l.:Elsevier Science.
- Borre, K. et al., 2006. *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver*. Springer ed. s.l.:Birkhäuser.
- Borsboom, J. M. G. et al., 2005. Harmonic chirp imaging method for ultrasound contrast agent. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 241-249.
- Boulan, S., 2022. *Évaluation de l'impact professionnel de l'échographie pour le médecin généraliste : étude qualitative*. Rouen, UFR SANTE DE ROUEN NORMANDIE.
- Box, G., Jenkins, G. & Reinsel, G., 2008. *Time Series Analysis, Fourth Edition*. s.l.:Wiley Publishing.
- Bracewell, R., 1963. *The Fourier Transform and Its Applications*. s.l.:McGraw-Hill.
- Bujoreanu, D., 2017. *Inverse problem approaches for coded high frame rate ultrasound imaging*. Pacific Grove, CA, USA, Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers.
- Bujoreanu, D., 2018. *Échographie compressée : Une nouvelle stratégie d'acquisition et de formation pour une imagerie ultrarapide*. Université de Lyon ed. Lyon: CREATIS.
- Bujoreanu, D. et al., 2017. *Simultaneous coded plane wave imaging: Implementation on a research echograph*. Washington, DC, USA., IEEE Ultrasonics Symposium (IUS).
- Byram, B., Dei, K., J. T. & Dumont, D., 2015. A model and regularization scheme for ultrasonic beamforming clutter reduction. in *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 62(11), pp. 1913-1927.
- Carr, J. J., 2002. *RF Components and Circuits*. s.l.:Newnes.
- Caulfield, H. J. & Haimes, R., 1980. Generalized matched filtering. *Applied Optics*, 19(2), pp. 181-183.
- Chernov, L. A., 1960. *Wave propagation in a random medium*. Dover Publications ed. s.l.:Courier Dover.

- Chiao, R. Y. & Thomas, L. J., 2000. *Synthetic transmit aperture imaging using orthogonal Golay coded excitation*. San Juan, PR, USA, IEEE Ultrasonics Symposium (IUS).
- Chiao, R. Y. & Xiaohui, H., 2005. Coded excitation for diagnostic ultrasound: a system developer's perspective. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 160-170.
- Choi, H. H., Lee, J. H., Kim, S. M. & Park, S. Y., 2015. Speckle Noise Reduction in Ultrasound Images Using a Discrete Wavelet Transform-based Image Fusion Technique. *Bio-Medical Materials and Engineering*, 26(1), pp. 1587-1597.
- Christiansen, T. L., Jensen, J. & Thomsen, E., 2015. Acoustical cross-talk in row-column addressed 2-D transducer arrays for ultrasound imaging. *Ultrasonics*, Volume 63, pp. 174-178.
- Cikes, M., Tong, L., Sutherland, G. R. & D'hooge, J., 2014. Ultrafast Cardiac Ultrasound Imaging: Technical Principles, Applications, and Clinical Benefits. *JACC: Cardiovascular Imaging*, 7(8), pp. 812-823.
- Cohen, A. & Soulat-Dufour, L., 2017. *Echocardiographie en pratique*. s.l.:Médecine Sciences Publications.
- Couture, O., Hingot, V., Heiles, B. M.-S. P. & Tanter, M., 2018. Ultrasound Localization Microscopy and Super-Resolution: A State of the Art. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 65(8), pp. 1304-1320.
- Culjat, M. O., Goldenberg, D., Tewari, P. & Singh, R., 2010. A review of tissue substitutes for ultrasound imaging. *Ultrasound Med Biol*, 36(3), pp. 861-673.
- Danse, E., 2017. *Echographie abdominale de l'adulte*. s.l.:Sauramps Medical.
- Demené, C. et al., 2021. Transcranial ultrafast ultrasound localization microscopy of brain vasculature in patients. *Nat Biomed Eng*, Volume 5, pp. 219-228.
- Deprez, J.-F. et al., 2011. On the potential of ultrasound elastography for pressure ulcer early detection. *Med. Phys.*, Volume 38, pp. 1943-1950.
- Diego, C. et al., 2012. *Effect of CDMA techniques with Kasami codes on ultrasound-image quality parameters*. Graz, Austria, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference.
- Dziri, A. et al., 2001. *Etude comparative entre les performances des séquences binaires à bonne corrélation avec les séquences GOUTELARD Q-aire. Application à la technique DS/CDMA*. Toulouse, France, GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images.
- Ecarlat, P. et al., 2022. *Alias-free color Doppler with chirps*. Venice, Italy, 2022, IEEE IUS 2022.
- Ecarlat, P. et al., 2022. *BB p-DAS, an extension of p-DAS to baseband domain for Doppler imaging*. Venice, Italy, s.n.
- El Fakir, Y., 2015. *Echographie du foie - Stratégies diagnostiques et orientations étiologiques devant les anomalies hépatiques de découverte échographique chez l'adulte et l'enfant*. s.l.:Med-Line Editions.
- Errico, C. et al., 2015. Ultrafast ultrasound localization microscopy for deep super-resolution vascular imaging. *Nature*, Volume 527, pp. 499-502.
- Fan, C., Caleap, M., Pan, M. & Drinkwater, B., 2014. A comparison between ultrasonic array beamforming and super resolution imaging algorithms for non-destructive evaluation. *Ultrasonics*, Volume 54, pp. 1842-1850.
- Fan, Z., Rudlin, J., Asfis, G. & Meng, H., 2019. Convolution of Barker and Golay Codes for Low Voltage Ultrasonic Testing. *Technologies*, 7(4).
- Farag, M., 2022. Matched Filter Interpretation of CNN Classifiers with Application to HAR. *Sensors*, 22(20).
- Fink, M. & Tanter, M., 2014. Ultrafast imaging in biomedical ultrasound. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 61(1), pp. 102-119.

- Flynn, J., Kaczkowski, P. J., Linkhart, K. & Daigle, R., 2013. *Arbitrary waveforms using a tri-state transmit pulser*. Prague, IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS).
- Gabbard, H., Williams, M., Hayes, F. & Messenger, C., 2018. Matching Matched Filtering with Deep Networks for Gravitational-Wave Astronomy. *Physical Review Letter*, 120(14).
- Gallager, R., 1963. *Low-Density Parity Check Codes*. s.l.:MIT Press.
- Gammelmark, K. L. & Jensen, J. A., 2003. *Duplex synthetic aperture imaging with tissue motion compensation*. Honolulu, HI, USA,, s.n.
- Garcia, D. et al., 2013. Stolt's f-k migration for plane wave ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 60(9), pp. 1853-1867.
- Gerzon, M., 1976. Maximum directivity factor of nth-order transducers. *J. Acoust. Soc. Am.*, 60(1), pp. 278-280.
- Gilles, B. & Frédéric, G., 2012. *Guide pratique de l'échographie obstétricale et gynécologique*. s.l.:Elsevier Masson.
- Golay, M., 1961. Complementary series. *IRE Transactions on Information Theory*, 7(2), pp. 82-87.
- Goldman, A., 1999. *Ferrite Inductors and Transformers for Low Power Applications*. In: *Handbook of Modern Ferromagnetic Materials*. Boston, MA.: Springer.
- Gold, R., 1967. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Transactions on Information Theory*, 13(4), pp. 619-621.
- Golomb, S. W., 1994. *Shift-register sequences and spread-spectrum communications*. Oulu, Finland, IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications.
- Gran, F. & Jensen, J. A., 2008. Spatial encoding using a code division technique for fast ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 55(1), pp. 12-23.
- Gustavsson, J. & Börjesson, P., 1992. *A Generalized Matched Filter*. Gold Coast, Australia, International Symposium on Signal Processing and its Applications (ISSPA).
- Hadamard, J. S., 1983. Résolution d'une question relative aux déterminants. *Bulletin des Sciences Mathématiques*, Volume 17, pp. 240-246.
- Hasegawa, H. & Kanai, H., 2001. High-frame-rate echocardiography using diverging transmit beams and parallel receive beamforming. *J Med Ultrason*, 38(3), pp. 129-140.
- Hazas, M. & Hopper, A., 2006. Broadband Ultrasonic Location Systems for Improved Indoor Positioning. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 5(5), pp. 536-547.
- Hélénon, O., 2015. *Imagerie de l'appareil génito-urinaire*. s.l.:Lavoisier.
- Helleseth, T., 1976. Some results about the cross-correlation function between two maximal linear sequences. *Discrete Mathematics*, 16(3), pp. 209-232.
- Helleseth, T., 2002. *On the Crosscorrelation of m-Sequences and Related Sequences with Ideal Autocorrelation*. In: *Sequences and their Applications. Discrete Mathematics and Theoretical Computer Science*. s.l.:Springer.
- Hernandez, A., Urena, J., Mazo, M. & Garcia, J. J., 2007. Reduction of blind zone in ultrasonic transmitter/receiver transducers. *Sensors and Actuators*, Volume 133, pp. 96-103.
- Hill, C., Bamber, J. C. & Haar, G. T., 1986. *Physical Principles of Medical Ultrasonics*. s.l.:John Wiley & Sons.
- Hollmand, K. W., Rigby, K. W. & O'donnell, M., 1999. *Coherence factor of speckle from a multi-row probe*. s.l., IEEE International Ultrasonics Symposium.
- Holmes, C., Drinkwater, B. W. & Wilcox, P. D., 2005. Post-processing of the full matrix of ultrasonic transmit-receive array data for non-destructive evaluation. *NDT & e International*, 38(8), pp. 701-711.



- Huang, S. & Li, P. C., 2006. Arbitrary waveform coded excitation using bipolar square wave pulsers in medical ultrasound. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 53(1), pp. 103-116.
- Isla J, A. & Cegla F, B., 2019. Simultaneous transmission and reception on all elements of an array: binary code excitation.. *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, Volume 475.
- Jensen, J., 1991. A model for the propagation and scattering of ultrasound in tissue. *Journal of Acoustical Society of America*, 89(1), pp. 182-190.
- Jensen, J., 1996. Field: A Program for Simulating Ultrasound Systems. *Med. Biol. Eng. Comput.*, Volume 34, p. 351–353.
- Jensen, J. A. & Gran, F., 2008. Spatial encoding using a code division technique for fast ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 55(1), pp. 12-23.
- Jensen, J. A., Nikolov, S., Gammelmark, K. L. & Pedersen, M. H., 2006. Synthetic aperture ultrasound imaging. *Ultrasonics*, Volume 44, pp. 5-15.
- Jensen, J. A. & Svendsen, N. B., 1992. Calculation of pressure fields from arbitrarily shaped, apodized, and excited ultrasound transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 39(2), pp. 262-267.
- Jensen, J. & Nikolov, S., 2004. Directional synthetic aperture flow imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 51(9), pp. 1107-1118.
- Jensen, J., Nikolov, S., Yu, A. & Garcia, D., 2016. Ultrasound Vector Flow Imaging—Part II: Parallel Systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 63(11), pp. 1722-1732.
- Joos, P. & al, 2018. High-Frame-Rate Speckle-Tracking Echocardiography. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 65(5), pp. 720-728.
- Kaddoura, T. & Zemp, R. J., 2022. Hadamard Aperiodic Interval Codes for Parallel-Transmission 2D and 3D Synthetic Aperture Ultrasound Imaging. *Applied Sciences*, 12(10).
- Karaman, M., Li, P.-C. & O'Donnell, M., 1995. Synthetic aperture imaging for small scale systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 42(3), pp. 429-442.
- Kasami, T., 1966. *Weight distribution formula for some class of cyclic codes*, University of Illinois: Coordinated Science lab.
- Kazys, R., Svilainis, L. & Mazeika, L., 2000. Application of orthogonal ultrasonic signals and binaural processing for imaging of the environment. *Ultrasonics*, 38(1), pp. 171-175.
- Kettunen, K., 1997. *Code Selection for CDMA Systems*. Espoo, Finland, VTT.
- Kim, H., Yoon, C. & Lee, W., 2012. *Optimal location of pulse compression in coded excitation for medical ultrasound imaging*. Dresden, Germany, IEEE Ultrasonics Symposium (IUS).
- Kino, G. S., 1987. *Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing*. s.l.:Prentice-Hall.
- Kittel, C., 2019. *Physique de l'état solide*. s.l.:Dunod.
- Kruskal, W. H. & Wallis, W., 1952. Use of Ranks in One-Criterion Variance Analysis. *Journal of the American Statistical Association*, 47(260), pp. 583-621.
- Laroche, N. et al., 2020. An Inverse Approach for Ultrasonic Imaging From Full Matrix Capture Data: Application to Resolution Enhancement in NDT. *EEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 67(9), pp. 1877-1887.
- Lashkari, B., Zhang, K. & Mandelis, A., 2016. High-Frame-Rate Synthetic Aperture Ultrasound Imaging Using Mismatched Coded Excitation Waveform Engineering: A Feasibility Study. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 63(6), pp. 828-841.

- Laugier, P. & Haiat, G., 2010. *Introduction to the Physics of Ultrasound*. s.l.:Springer Dordrecht.
- Le Moign, G., 2022. *Distributions de sources virtuelles optimales pour la sommation cohérentes d'ondes divergentes en échographie 3D rapide*. Lyon: Université de Lyon.
- Leavens, C. et al., 2007. Golay Pulse Encoding for Microbubble Contrast Imaging in Ultrasound. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 51(10), pp. 2082-2090.
- Lieb Gott, H. et al., 2016. *Plane-Wave Imaging Challenge in Medical Ultrasound*. Tours, France, IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS).
- Li, P. C. & Li, M. L., 2003. Adaptive imaging using the generalized coherence factor. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 50(2), p. 128/141.
- Lockwood, G. R., Talman, J. & Brunke, S., 1998. Real-time 3-D ultrasound imaging using sparse synthetic aperture beamforming. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 45(4), p. 980-988.
- Mallart, R. & Fink, M., 1991. The van Cittert-Zernike theorem in pulse echo measurements. *J Acoust Soc Am*, 90(5), p. 2718-2727.
- Mallart, R. & Fink, M., 1992. Improved imaging rate through simultaneous ultrasound beam. *New Developments in Ultrasonic Transducers and Transducer Systems*, Volume 1733, pp. 120-130.
- Mallart, R. & Fink, M., 1994. Adaptive focusing in scattering media through sound-speed inhomogeneities: The van Cittert Zernike approach and focusing criterion.. *J Acoust Soc Am*, 96(6), p. 3721-3732.
- Mamou, J., Ketterling, J. & Silverman, R., 2008. Chirp-coded excitation imaging with a high-frequency ultrasound annular array. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 55(2), pp. 508-513.
- Mann, J. & Walker, W., 2002. *A constrained adaptive beamformer for medical ultrasound: Initial results*. Munich, Germany, IEEE IUS.
- Markey, H. K. & Antheil, G., 1941. *Secret communication system*, Los Angeles: s.n.
- Marshall Leach Jr, W., 2003. *Introduction to electroacoustics and audio amplifier design*. s.l.:Kendall Hunt Publishing.
- Matrone, G., Savoia, A., Caliano, G. & Magenes, G., 2015. The Delay Multiply and Sum Beamforming Algorithm in Ultrasound B-Mode Medical Imaging. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 34(4), pp. 940-949.
- Miao, G., Zender, J., Sung, K. & Slimane, S., 2016. *Networks, Fundamentals of Mobile Data*. s.l.:Cambridge University Press.
- Micchelli, C., Shen, L., Xu, Y. & Zeng, X., 2013. Proximity algorithms for the L1/TV image denoising model. *Adv Comput Math*, Volume 38, pp. 401-426.
- Misaridis, T., 2001. *Ultrasound imaging using coded signals*. Ørsted•DTU: Technical University of Denmark.
- Misaridis, T., Fink, M. & Jensen J, A., 2002. *Complex pulsing schemes for high frame rate imaging*. Munich, Germany, IEEE Ultrasonics Symposium (IUS).
- Misaridis, T., Fink, M. & Jensen, J., 2002. *Complex pulsing schemes for high frame rate imaging*. Munich, Germany, IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS).
- Misaridis, T. & Jensen, J., 2005a. Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part I: basic concepts and expected benefits. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 177-191.
- Misaridis, T. & Jensen, J., 2005b. Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part II: design and performance for medical imaging applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 192-207.

- Misaridis, T. & Jensen, J. A., 2005c. Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part III: high frame rate imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 208-219.
- Mohammady, S., 2019. *Multiplexing*. s.l.:IntechOpen.
- Montaldo, G. et al., 2009. Coherent plane-wave compounding for very high frame rate ultrasonography and transient elastography. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 56(3), pp. 489-506.
- Mynbaev, D. K. & Scheiner, L. L., 2020. *Essentials of Modern Communications*. s.l.:Wiley Telecom .
- Naishadham, K., 1999. *A rigorous experimental characterization of ferrite inductors for RF noise suppression*. Denver, CO, USA,, s.n.
- Nelson, T., Fowlkes, J., Abramowicz, J. & Church, C., 2009. Ultrasound Biosafety Considerations for the Practicing Sonographer and Sonologist. *Journal of Ultrasound in Medicine*, Volume 28, pp. 139-150.
- Nicolet, F., Carcreff, E., Liebgott, H. & Nicolas, B., 2022a. *Synthetic Transmit Aperture Imaging Using Orthogonal Coded Sequences With Separate Transmitters-Receivers*. Venice, Italy, IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS).
- Nicolet, F. et al., 2022b. Simultaneous Coded Plane-Wave Imaging Using an Advanced Ultrasound Forward Model. *Appl. Sci.*, Volume 12.
- Nuhoglu, M. A., Alp, Y. K. & Akyon, F. C., 2020. *Deep Learning for Radar Signal Detection in Electronic Warfare Systems*. Florence, Italy, IEEE Radar Conference (RadarConf20).
- Ongie, G. et al., 2020. Deep Learning Techniques for Inverse Problems in Imaging. *IEEE J. Sel. Areas Inf. Theory* 2020, Volume 1, pp. 39-56.
- Opielinski, K. J. et al., 2014. The effect of crosstalk in a circular transducer array on ultrasound transmission tomography of breast. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 135(4), pp. 2156-2156.
- Oppenheim, A. & Schaffer, R., 1989. *Discrete-Time Signal Processing*. s.l.:Prentice-Hall.
- Oppenheim, A. V. & Schaffer, R. W., 1989. *Discrete-Time Signal Processing*. Engle-wood Cliffs, N.J: Prentice-Hall.
- Paredes, J., Álvarez, F., Aguilera, T. & Villadangos, J., 2018. Indoor Positioning of UAVs with Spread Spectrum Ultrasound and Time-of-Flight Cameras. *Sensors*, 18(1), p. 2018; 18(1):89.
- Passmann, C. & Ermert, H., 1996. A 100-MHz ultrasound imaging system for dermatologic and ophthalmologic diagnostics. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 43(4), pp. 545-552.
- Patterson, M. & Foster, F. S., 1983. The improvement and quantitative assessment of B-mode images produced by an annular array/cone hybrid. *Ultrason. Imag.*, 5(3), p. 195–213.
- Pedersen, M. H., Misaridis, T. X. & Jensen, J. A., 2003. Clinical evaluation of chirp-coded excitation in medical ultrasound. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 29(6), p. 895–905.
- Perrot, V., Polichetti, M., Varray, F. & Garcia, D., 2021. So you think you can DAS? A viewpoint on delay-and-sum beamforming. *Ultrasonics*, Volume 111.
- Pialot, B., Augeul, L., Petrusca, L. & Varray, F., 2023b. A simplified and accelerated implementation of SVD for filtering ultrafast power Doppler images. *Ultrasonics*, Volume 134.
- Pialot, B., Bernard, A., Liebgott, H. & Varray, F., 2022. Sensitivity Enhancement Using Chirp Transmission for an Ultrasound Arthroscopic Probe. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 69(10), pp. 2776-2784.
- Pialot, B. et al., 2023. Adaptive noise reduction for power Doppler imaging using SVD filtering in the channel domain and coherence weighting of pixels. *Physics in Medicine & Biology*, 68(2).

- Polichetti, M. & al., 2017. *A computationally efficient nonlinear beamformer based on p-th root signal compression for enhanced ultrasound B-mode imaging*. Washington, DC, IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS).
- Polichetti, M. et al., 2018. A nonlinear beamformer based on p-th root compression - application to plane wave ultrasound imaging. *Applied Sciences*, 8(4).
- Porée, J. et al., 2016. High-Frame-Rate Echocardiography Using Coherent Compounding With Doppler-Based Motion-Compensation. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 35(7), pp. 1647-1657.
- Priestley, M. B., 1982. *Spectral Analysis and Time Series*. Academic Press ed. London: s.n.
- Ramalli, A., Guidi, F., Boni, E. & Tortoli, P., 2015. A real-time chirp-coded imaging system with tissue attenuation compensation. *Ultrasonics*, Volume 60, pp. 65-75.
- Ramarakula, M. & Ramana, V., 2019. *Optimization of Polyphase Orthogonal sequences for MIMO Radar Using Genetic Algorithm with Hamming Scan*. Goa, India, IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS).
- Repetti, A. et al., 2014. Euclid in a Taxicab : Sparse blind deconvolution with smoothed l1/l2 regularization. *IEEE Signal Processing Letters*, 22(5), pp. 539-543.
- Richards, M., 2010. *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. s.l.:Scitech Publishing.
- Rodríguez-Martínez, A. & al., 2022. On the Optimization of Spread Spectrum Chirps Into Arbitrary Position and Width Pulse Signals. Application to Ultrasonic Sensors and Systems. *IEEE Access*, Volume 10, pp. 2013-2027.
- Rodríguez-Molares, A. et al., 2020. The Generalized Contrast-to-Noise Ratio: A Formal Definition for Lesion Detectability. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 67(4), pp. 745-759.
- Roziere, T., 2018. L'activité des médecins libéraux à travers la CCAM. *Points de repère*, Volume 50.
- Saario, S., Thiel, D., Lu, J. W. & O'Keefe, S. G., 1997. *An assessment of cable radiation effects on mobile communications antenna measurements*. Montreal, QC, Canada, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.
- Saario, S., Thiel, D., O'Keefe, S. & Lu, J., 1997. Analysis of ferrite beads for RF isolation on straight wire conductors. *Electronics Letters*, 33(16), p. 1359 – 1360.
- Sandrin, L. et al., 1999. Time-resolved pulsed elastography with ultrafast ultrasonic imaging. *Ultrason. Imaging.*, Volume 21, p. 259–272.
- Sansone, G., 2004. *Orthogonal Functions*. s.l.:Dover Publications.
- Sarwate, D. V. & Pursley, M. B., 1980. Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences. *Proceedings of the IEEE*, 68(5), pp. 593-619.
- Schmerr, L. W., 2015. *Fundamentals of Ultrasonic Phased Arrays*. s.l.:Springer Cham.
- Schwartz, M., 2012. *Mobile Wireless Communications*. s.l.:Cambridge University Press.
- Sen, T., Tüfekçioğlu, O. & Koza, Y., 2015. Mechanical index. *Anatol. J. Cardiol.*, 15(4), pp. 334-336.
- Shankar, H., Pagel, P. & Warner, D., 2011. Potential Adverse Ultrasound-related Biological Effects: A Critical Review. *Anesthesiology*, Volume 115, p. 1109–1124.
- Shombert, D., Smith, W. & Harris, G., 1982. Angular response of miniature ultrasonic hydrophones. *Med. Phys.*, 9(4), pp. 484-492.
- Shung, K. K. & Thieme, G. A., 1992. *Ultrasonic Scattering in Biological Tissues*. s.l.:CRC Press .
- Sidon, S., 1932. Ein Satz über trigonometrische Polynome und seine Anwendung in der Theorie der Fourier-Reihen. *Math. Ann.*, Volume 106, p. 536–539.

- Smith, P. R., Cowell, D. M. J. & Freear, S., 2013. Width-modulated square-wave pulses for ultrasound applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 60(11), pp. 2244-2256.
- Smith, S., Lopez, H. & Bodine, W. J., 1985. Frequency independent ultrasound contrast-detail analysis. *Ultrasound Med. Biol.*, 11(3), pp. 467-477.
- Song, P. et al., 2015. Coded excitation plane wave imaging for shear wave motion detection. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 62(7), pp. 1356-1372.
- Szabo, T. L., 2004. *Diagnostic Ultrasound Imaging - Inside Out*. s.l.:Elsevier Academic Press.
- Thijssenn, J., 2003. Ultrasonic speckle formation, analysis and processing 88. *Pattern Recognition Letters*, Volume 24, p. 659-675.
- Tong, L. et al., 2014. Multi-Transmit Beam Forming for Fast Cardiac Imaging—Experimental Validation and In Vivo Application. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 33(6), pp. 1205-1219.
- TPAC, 2022. *Pioneer: Top of the line stand-alone instrument for industry and labs*. <https://thephasedarraycompany.com/offer/hardware-offer/pioneer/>: s.n.
- Tribouilloy, C., Bohbot, Y. & Szymanski, C., 2021. *Guide pratique d'échocardiographie*. s.l.:Elsevier Masson.
- Trots, I., Nowicki, A. & Lewandowski, M., 2009. Synthetic Transmit Aperture in Ultrasound Imaging. *Archives of Acoustics*, 34(4), pp. 685-695.
- Trots, I., Tasinkevych, Y. & Nowicki, A., 2015. Orthogonal Golay Codes With Local Beam Pattern Correction in Ultrasonic Imaging. *IEEE Signal Processing Letters*, 22(10), pp. 1681-1684.
- Trots, I., Tasinkevych, Y., Nowicki, A. & Lewandowski, M., 2011. Golay Coded Sequences in Synthetic Aperture. *Archives of Acoustics*, 36(4), pp. 913-926.
- Tsui, J. B., 2004. *Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach*. s.l.:Wiley-Interscience.
- Tupholme, G., 1969. Generation of acoustic pulses by baffled plane pistons.. *Mathematika*, Volume 16, pp. 209-224.
- Turin, G., 1960. An introduction to matched filters. *IRE Transactions on Information Theory*, 6(3), pp. 311-329.
- Urena, J., Perez, M., Ochoa, A. & Hernández, A., 2007. *Separation on concurrent echoes depending on the emitting source using DS-CDMA*. Madrid, Spain, International Congress on Acoustics (ICA'07).
- Van Trees, H., 1968. *Detection, estimation and modulation theory, part 1.* s.l.:Wiley.
- Vignon, F. & Burcher, M. R., 2008. Capon beamforming in medical ultrasound imaging with focused beams. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 55(3), pp. 616-628.
- Vray, D. et al., 2014. *Imagerie médicale à base de champs magnétiques et d'ultrasons*. s.l.:Hermès-Lavoisier.
- Walker, W. F. & Trahey, G., 1997. Speckle coherence and implications for adaptive imaging. *J Acoust Soc Am*, 101(4), pp. 1847-1858.
- Wang, Z., Li, L. & Wu, R., 2005. Time-delay and time reversal-based robust Capon beamformers for ultrasound imaging. *IEEE Trans. Med. Imag*, Volume 25, p. 1308-1322.
- Weill, F., 1996. *Précis d'échographie digestive et rénale. Deuxième partie: Echographie rénale*. s.l.:Vigot.
- Welch, L. R. & Fox, M., 1998. Practical Spread Spectrum Pulse Compression for Ultrasonic Tissue Imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 45(2), pp. 346-355.
- Wiener, N., 1949. *Extrapolation, Interpolation, and Smoothing of Stationary Time Series*. s.l.:Wiley.
- Wilcoxon, F., 1945. Individual comparisons by ranking methods. *Biometrics Bulletin*, 1(6), pp. 80-83.

- Woodward, P. M., 1953. *Probability and Information Theory, with Applications to Radar.* New York: Pergamon Press.
- Wu, T., 2019. *CNN and RNN-based Deep Learning Methods for Digital Signal Demodulation.* New York, NY, USA, International Conference on Image, Video and Signal Processing.
- Xie, C. & Sun, Y., 2020. Construction and assignment of orthogonal sequences and zero correlation zone sequences for applications in CDMA systems. *Advances in Mathematics of Communications*, 14(1), pp. 1-9.
- Xie, C., Wang, X. & Zhang, L., 2022. Construction and Assignment of Orthogonal Sequences and Zero Correlation Zone Sequences Over GF(p). *IEEE Access*, Volume 10, pp. 107942-107948.
- Xiong, F., 2006. *Digital Modulation Techniques.* s.l.:Artech House.
- Yadav, A. et al., 2015. *De-noising of ultrasound image using discrete wavelet transform by symlet wavelet and filters.* Kochi, India, s.n.
- Yan, J. et al., 2022. Generalized Approach to Matched Filtering using Neural Networks. *Physical Review D*, 105(4).
- Yiu, B. Y. S., Tsang, I. K. H. & Yu, A. C. H., 2008. *A modified synthetic aperture imaging approach with axial motion compensation.* Beijing, China, IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS).
- Yoon, C., Yoo, Y., Song, T.-K. & Chang, J. H., 2012. Orthogonal quadratic chirp signals for simultaneous multi-zone focusing in medical ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 59(5), p. 1061–1069.
- Zhang, J. et al., 2019. Real-Valued Orthogonal Sequences for Iterative Channel Estimation in MIMO-FBMC Systems. *IEEE Access*, Volume 7, pp. 68742-68751.
- Zhang, J. et al., 2013. Quantum internet using code division multiple access. *Scientific reports*, Volume 3.
- Zhang, W., Xie, C. & Pasalic, E., 2016. Large Sets of Orthogonal Sequences Suitable for Applications in CDMA Systems. *IEEE Transactions on Information Theory*, 62(6), pp. 3757-3767.
- Zhang, Y. W. & Q., 2000. Square Wave Analysis. In: *Common Waveform Analysis: A New And Practical Generalization of Fourier Analysis* . s.l.:Springer, pp. 13-40.
- Zhou, S. et al., 2012. *Medical high-frequency ultrasound imaging using Golay-coded pulse excitation.* Chongqing, China, International Conference on BioMedical Engineering and Informatics.

## Liste des publications

**Nicolet F**, Bujoreanu D, Carcreff E, Liebgott H, Friboulet D, Nicolas B, "Simultaneous Coded Plane-Wave Imaging Using an Advanced Ultrasound Forward Model," 2022 *Applied Sciences*, 12(24).

**Nicolet F**, Carcreff, E, Liebgott H, Nicolas, B, "Synthetic Transmit Aperture Imaging Using Orthogonal Coded Sequences With Separate Transmitters-Receivers," 2022 *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, Venice, Italy, 2022.

Yazdani L, Rafati I, Gesnik M, **Nicolet F**, Chayer B, Gilbert G, Volniansky A, Olivie D, Giard JM, Sebastiani G, Nguyen B, Tang A, Cloutier G, "Ultrasound Shear Wave Attenuation Imaging for Grading Liver Steatosis in Volunteers and Patients with Nonalcoholic Fatty Liver Disease: A Pilot Study," 2023 *Ultrasound in Medicine & Biology*

Tamraoui M, Ecarlat P, **Nicolet F**, Liebgott H, Roux E, "Coded Excitation Scheme for Synthetic Transmit Aperture Imaging", 2023 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), Montreal, Canada, 2023.

Yazdani L, Gesnik M, **Nicolet F**, Rafati I, Chayer B, Gilbert G, Volniansky A, Olivie D, Giard JM, Sebastiani G, Nguyen BN, Tang A, Cloutier G, "Ultrasound shear wave attenuation in nonalcoholic fatty liver disease: diagnostic performance in biopsy-proven patients and healthy volunteers," 2023 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), Montreal, Canada, 2023.



## FOLIO ADMINISTRATIF

### THESE DE L'INSA LYON, MEMBRE DE L'UNIVERSITE DE LYON.

NOM : NICOLET  
(avec précision du nom de jeune fille, le cas échéant)

DATE de SOUTENANCE : 17/10/2023

Prénoms : Frank

TITRE : Emissions codées simultanées en synthèse d'ouverture pour l'imagerie ultrasonore

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2023ISAL0079

Ecole doctorale : Electronique, Electrotechnique et Automatique (EEA)

SPECIALITE : Traitement du signal et de l'image

RESUME : Dans sa forme conventionnelle, l'imagerie ultrasonore focalisée, la cadence d'image est limitée à quelques dizaines d'images par seconde. Durant les deux dernières décennies, l'imagerie ultrasonore a connu une véritable révolution avec l'apparition de l'imagerie dite ultrarapide, permettant d'imager avec des cadences d'images de plusieurs milliers d'images par seconde. Cette augmentation de la cadence d'image a permis l'émergence de nouveaux modes d'imagerie ultrasonores tels que l'imagerie fonctionnelle ou paramétrique, proposant de nouveaux outils de diagnostic pour les cliniciens. Cependant, toutes les méthodes d'imagerie ultrasonore ultrarapide souffrent d'un compromis entre cadence et qualité d'image.

Dans ce contexte, l'objectif principal de cette thèse est de développer des méthodes d'acquisition et de reconstruction d'images ultrasonore permettant d'optimiser la cadence d'image sans dégradation de la qualité. Pour cela, les émissions codées, dérivées des télécommunications et de l'imagerie RADAR, sont utilisées. L'axe principal de cette thèse concerne l'augmentation de la cadence d'image en imagerie ultrasonore par synthèse d'ouverture (STA). Classiquement, cette méthode d'imagerie permet d'atteindre une grande qualité d'image mais souffre d'une cadence d'image réduite. Le principe développé dans cette thèse consiste à activer simultanément plusieurs émetteurs en appliquant un encodage spatio-temporel à ces derniers. Nous montrons dans cette thèse qu'un gain en cadence d'image d'un facteur 5 peut être atteint lors d'acquisitions expérimentales, sans dégradation de la qualité d'image. Un second axe investigué consiste à augmenter la cadence d'image en imagerie par ondes planes (PWI) par l'émission simultanée de plusieurs ondes planes codées. Le modèle direct est décrit et utilisé pour résoudre le problème inverse associé afin de reconstruire le milieu imagé. Nous montrons que cette méthode permet d'améliorer simultanément la cadence et la qualité d'image lors d'acquisitions expérimentales.

MOTS-CLÉS : Imagerie ultrasonore, échographie, imagerie ultrarapide, émissions codées, encodage spatio-temporel

LABORATOIRE DE RECHERCHE : Centre de Recherche en Acquisition et Traitement de l'Image pour la Santé (CREATIS)

DIRECTRICE DE THESE: Barbara NICOLAS  
CO-DIRECTEUR DE THESE : Hervé LIEBGOTT

PRESIDENT DU JURY :

COMPOSITION DU JURY :  
Patrice MASSON  
Denis KOUAME  
Odile BONNEFOUS  
Jean-Christophe BERA