



HAL
open science

Développement et optimisation de méthodes d'imagerie synthétique pour le contrôle non-destructif par ultrasons de composants industriels complexes

Souad Bannouf

► **To cite this version:**

Souad Bannouf. Développement et optimisation de méthodes d'imagerie synthétique pour le contrôle non-destructif par ultrasons de composants industriels complexes. Acoustique [physics.class-ph]. Université Paris Diderot Paris 7, 2013. Français. NNT : . tel-01095671

HAL Id: tel-01095671

<https://theses.hal.science/tel-01095671>

Submitted on 18 Dec 2014

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.



THÈSE DE DOCTORAT

Présentée par

Souad BANNOUF

Pour l'obtention du grade de

Docteur de l'UNIVERSITE PARIS DIDEROT (Paris 7)

École doctorale 518 - Matière Condensée et Interfaces
Spécialité Acoustique Physique

Développement et optimisation de méthodes d'imagerie synthétique pour le contrôle non-destructif par ultrasons de composants industriels complexes

Soutenue le 15-05-2013

Devant le jury constitué de

M. Christophe ARISTEGUI
M. Vincent GIBIAT
M^{me} Claire PRADA
M. Olivier BOU MATAR
M. Olivier CASULA
M. Sébastien ROBERT

Professeur des Universités
Professeur des Universités
Directrice de recherche CNRS
Professeur des Universités
Ingénieur Chercheur
Ingénieur Chercheur

Rapporteur
Rapporteur
Directrice de thèse
Examineur
Encadrant
Encadrant

Remerciements

Tout d'abord, je souhaite remercier M. Philippe Benoist et M^{me} Clarisse Poidevin, pour m'avoir accueillie, en tant que stagiaire puis doctorante, au sein de leur département où j'ai pu trouver des conditions de travail, matérielles et humaines, m'ayant permis de mener mes travaux à bien.

Je remercie aussi M. Christophe Aristégui et M. Vincent Gibiat pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ma thèse, ainsi que M. Olivier Bou Matar pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse.

Je remercie ma directrice de thèse, M^{me} Claire Prada, pour la confiance et la liberté qu'elle m'a accordées tout au long de ces trois années de thèse ainsi que pour le soutien et les conseils qu'elle m'a prodigués aux moments opportuns.

Merci à M. Olivier Casula pour m'avoir accueillie et encadrée dans son laboratoire, le Laboratoire Instrumentation et Capteurs. Travailler à ses côtés m'aura permis d'apprendre énormément de choses qui, probablement, me serviront toute ma vie.

Je n'aurais pu mener à bien cette thèse sans l'aide précieuse de M. Sébastien Robert. Je le remercie chaleureusement pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de recherche mais surtout pour ses conseils avisés et ses encouragements en tout moment, notamment les plus difficiles. Je garderai un excellent souvenir des échanges scientifiques ou pas que l'on a pu avoir au CEA, dans la navette E2 ou dans le RER B.

Impossible d'oublier de remercier tous mes autres collègues du LIC. La solidarité et l'excellente ambiance qui règnent dans ce laboratoire font de ce dernier un lieu privilégié pour travailler dans la joie et la bonne humeur.

Un grand merci à Sébastien Bey, Hugues Gasse et Jacques Petitgand pour l'aide qu'ils ont pu m'apporter lors du montage de mes manip mais, plus particulièrement, je remercie :

- Sébastien, pour avoir partagé, sans broncher et avec le sourire, mon bureau pendant trois ans ;
- Hugues, pour son amitié et ses encouragements ;
- Jacques, pour m'avoir fait mourir de rire plus d'une fois avec ses fameuses histoires de sangliers et de chasse.

Je remercie aussi Julien Albertini et Thomas Desrez, grands amateurs de bonbons Arlequin, pour m'avoir initiée, malgré moi, au langage technique d'électronicien mais aussi

pour leur écoute et pour tous les débats très intéressants et parfois très animés que l'on a pu avoir dans la fameuse Peugeot 206 bleue lors des trajets retour vers Paris.

Merci à Benoit Marchand, Frédéric Nozais et Natalia Sergeeva-Chollet, qui appartiennent à la team « courant de Foucault » du LIC et dont j'ai énormément apprécié les discussions et les plaisanteries échangées à table.

Merci à Arnaud Vanhoye pour sa gentillesse et son écoute attentive notamment lors des pauses thé de l'après-midi, surtout lorsqu'elles étaient agrémentées des gourmandises (chocolats, biscuits,...) qu'il aura pu apporter ou confectionner.

Merci aux apprentis et stagiaires du labo avec qui j'aurais passé de bons moments : Richard Derveaux, Zoulayate Ibrahim, Kelefa Sané,...

Merci à tous les autres membres du DISC avec qui j'aurais eu le plaisir d'échanger : Gwenaël Toullelan, Bertrand Laborde, Vincent Saint-Martin, Daniel Lobjois, Marie-Odile Bourdeau...

Je remercie également l'ensemble des doctorants du DISC que j'aurais côtoyé ces trois dernières années et avec qui j'ai partagé de bons moments de complicité : Chiara, Laura, Thomas, Mickael, Warida, Antoine, Mathieu et tous les autres.

Je tiens à remercier M. Philippe Dubois, PDG d'EXTENDE, pour la confiance qu'il a manifestée envers moi en m'accordant une place parmi son équipe que je remercie, elle aussi, pour m'avoir si bien accueillie et si rapidement bien intégrée.

Un grand merci à mes amis en particulier Kévin et Anaïs, pour leur soutien sans faille et pour réussir à me faire rire en toute circonstance depuis de nombreuses années. Je remercie également Julie et Alessandra pour les longues et passionnantes discussions (traitant de tout et de rien) que l'on a eues ensemble.

Enfin, je dédie cette thèse à mes très chers parents et à Wissam, Amal et Kenza, mes trois petites sœurs adorées. Je n'aurais jamais assez de mots pour vous dire à quel point vous m'êtes précieux. Si je suis ce que je suis et si j'en suis là aujourd'hui c'est bien grâce à vous. Merci pour votre présence, votre écoute, et le soutien indéfectible que vous m'avez accordé en tout moment.

Table des matières

Remerciements.....	3
Introduction	9
Chapitre 1 : Evaluation de méthodes multiéléments pour le Contrôle Non Destructif par Ultrasons	13
1. Notions de base du CND par ultrasons	15
1.1. Généralités sur le CND par ultrasons	15
1.2. Les traducteurs multiéléments.....	15
1.3. Représentation des données ultrasonores	16
1.4. Les techniques de contrôles multiéléments	17
2. Les principales méthodes multiéléments de CND par ultrasons ..	21
2.1. Les méthodes échographiques standards.....	21
2.2. Les méthodes de post-traitement de la matrice K	27
3. Evaluation de méthodes de détection et d'imagerie dans une pièce complexe.....	36
3.1. Solutions d'apprentissage de surface	37
3.2. Paramètres de contrôle et de mesures	44
3.3. Évaluation avec des défauts canoniques : trous génératrices	46
3.4. Evaluation sur un défaut de type fissure : petite entaille inclinée	55
4. Conclusion du chapitre	62
Chapitre 2 : Réduction du nombre de données à traiter par l'algorithme FTP	65
1. Etat de l'art des méthodes d'optimisation des réseaux lacunaires	67
1.1. Notions théoriques : apodisation, ouverture effective et PSF	68
1.2. Définition de réseaux lacunaires périodiques.....	74
1.3. Définition de réseaux lacunaires aperiodiques.....	75

2. Algorithme d'optimisation de réseaux lacunaires.....	76
2.1. Démarche initiale	76
2.2. Description de l'algorithme.....	80
2.3. Résultats de l'algorithme en fonction de la fenêtre d'apodisation.....	83
2.4. Résultats de l'algorithme en fonction de la fréquence	84
2.5. Validation expérimentale	87
2.6. Conclusion.....	93
3. Optimisation de la méthode pour les matériaux bruités	94
3.1. Les sources virtuelles	94
3.2. Choix du nombre d'éléments pour créer une source virtuelle	96
3.3. Les sources virtuelles dans l'algorithme FTP	99
3.4. Évaluation expérimentale avec une pièce non bruitée	101
3.5. Évaluation expérimentale avec une pièce bruitée	103
3.6. Conclusion.....	108
4. Conclusion du chapitre	108
Chapitre 3 : Filtrage du bruit dans l'imagerie FTP	111
1. Imagerie FTP dans les matériaux bruités	113
1.1. Limite du concept des sources virtuelles en CND	113
1.2. Les sources virtuelles angulées	115
2. Etat de l'art des méthodes de filtrage du bruit en sismique.....	118
2.1. Filtrage par SVD classique.....	118
2.2. Filtrage par SVD - ICA	120
2.3. Le filtrage par décomposition de la matrice spectrale.....	121
3. Le filtrage DORT.....	122
3.1. La méthode DORT avec des sources virtuelles	123
3.2. Description de la méthode de filtrage	127
4. Evaluation expérimentale du filtrage DORT sur des défauts volumiques	130
4.1. Imagerie d'un défaut volumique situé en dehors de l'ouverture du capteur....	130
4.2. Méthode de tri des valeurs singulières par intercorrélacion	134
5. Evaluation expérimentale du filtrage DORT sur une entaille ...	141
5.1. Application à une pièce non bruitée	141

5.2. Application à une pièce bruitée	154
6. Conclusion du chapitre	158
Conclusion et Perspectives.....	161
Bibliographie.....	165

Introduction

Ce travail de recherche s'est déroulé au sein du Laboratoire Instrumentation et Capteurs, dans le Département d'Imagerie, Simulation et Contrôle du CEA-LIST, situé à Saclay. Le département développe, depuis les années 90, le logiciel de simulation CIVA, une plate-forme d'expertise pour le Contrôle Non Destructif (CND).

Compte tenu des hautes exigences de sécurité, le CND par ultrasons tient une place importante dans de nombreux domaines, comme l'énergie nucléaire, ou l'aérospatiale. Le but du CND est de détecter et caractériser des défauts à l'intérieur ou à la surface d'assemblages mécaniques sans les dégrader. Depuis quelques dizaines d'années, la technologie des traducteurs multiéléments prend une place de plus en plus importante dans le domaine industriel. Comparés aux traducteurs monoéléments, les multiéléments offrent davantage de possibilités de contrôle et se prêtent à l'implémentation de méthodes plus performantes dans les chaînes d'inspection, notamment en termes de rapidité (réduction des coûts CND) et de précision (caractérisation plus fine et robuste des défauts). Le nombre croissant de techniques multiéléments reflète la diversité des problématiques industrielles. Ces techniques doivent, en effet, répondre aux exigences de contrôle (rapidité, robustesse, précision) et s'adapter à la diversité et à la complexité des composants à inspecter : géométries complexes, matériaux hétérogènes, anisotropes. Pouvoir assurer un contrôle optimal avec les outils les mieux adaptés est un véritable enjeu industriel. Dans ce contexte, la thèse a pour but de faire un état des lieux des méthodes ultrasonores multiéléments les plus utilisées pour proposer des optimisations, ou pour mettre au point de nouvelles méthodes alternatives. Pour ce faire, on pourra combiner les innovations portant sur les capteurs, les traitements et algorithmes, afin de les adapter au problème rencontré. En particulier, on se penchera sur les problèmes de détection de défauts de type fissures dans des pièces à géométries et/ou matériaux complexes.

Actuellement, le CND par ultrasons repose essentiellement sur des méthodes échographiques. Des travaux de recherche ont permis de mettre au point des méthodes de contrôle avancées qui permettent, par exemple, de détecter un défaut en s'affranchissant de la connaissance de la géométrie de la pièce (méthode de Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel : DORT) ou d'imager des zones très étendues avec une résolution spatiale optimale (imagerie synthétique par Focalisation en Tous Points : FTP). Le travail de thèse a donc commencé par une évaluation des méthodes de CND multiéléments les plus courantes et les plus prometteuses, en particulier pour l'inspection de pièces à géométries complexes. Cette évaluation fera l'objet du premier chapitre dans lequel nous décrirons chacune des méthodes multiéléments utilisées durant la thèse. En particulier, nous comparerons les méthodes échographiques standards les plus couramment utilisées en

industrie avec des méthodes, plus récentes, de post-traitement de la matrice des réponses inter-éléments \mathbf{K} (imagerie FTP et méthode DORT). Les performances de ces techniques seront évaluées expérimentalement dans le cas d'une pièce réaliste dont la géométrie est représentative d'un cordon de soudure. Pour obtenir une image correcte d'un défaut dans une pièce, il faut évidemment connaître sa géométrie, ce qui devient problématique lorsque celle-ci est complexe et variable. Nous présenterons alors les différentes techniques existantes pour reconstruire la géométrie d'une pièce, mais aussi celle que nous avons mise au point durant la thèse. Cette nouvelle méthode, basée sur l'algorithme FTP, tire profit de la qualité de l'imagerie synthétique pour reconstruire la géométrie de la pièce avec une plus grande précision que les méthodes existantes. À la fin de ce chapitre, on conclura sur les avantages et inconvénients des différentes méthodes étudiées, et on retiendra l'imagerie FTP comme étant la méthode la plus efficace en termes de détection et de caractérisation.

Dans le chapitre 2, nous proposerons une solution à l'un des inconvénients de l'imagerie FTP, à savoir la grande quantité de données à traiter (N^2 signaux pour un capteur de N éléments) et le nombre de tirs à réaliser (N tirs), et qui limite donc son application temps-réel. Cette solution consiste à réduire au maximum le nombre de tirs dans l'acquisition SMC (Sparse Matrix Capture) tout en conservant une qualité d'image proche de celle obtenue avec une acquisition complète FMC (Full Matrix Capture). En d'autres termes, cela revient à définir un capteur lacunaire (*sparse array*) en émission. Pour déterminer le nombre et la position des éléments émetteurs, nous avons développé un algorithme basé sur des calculs de champs ultrasonores simplifiés (Point Spread Function ou PSF) et sur l'utilisation de fonctions d'apodisation. L'algorithme fait intervenir trois critères d'optimisation qui sont appliqués aux caractéristiques physiques de la PSF de référence (PSF associée à une acquisition FMC). Nous verrons que la réduction du nombre de tirs s'accompagne d'une réduction du rapport signal-sur-bruit (RSB) des images SMC-FTP. Cette perte est en partie compensée par l'utilisation de sources virtuelles. Des validations expérimentales des résultats fournis par l'algorithme ont été réalisées, dans un premier temps avec une pièce homogène non bruitée. Enfin, nous finirons par une évaluation dans une configuration plus réaliste, où la pièce inspectée présente un bruit de structure important.

Le troisième et dernier chapitre propose une solution à un autre inconvénient de l'imagerie FTP, à savoir le faible RSB des images par rapport aux méthodes échographiques standards. Cette caractéristique de l'imagerie synthétique devient problématique lorsque les images proviennent d'acquisitions SMC et/ou lorsque le milieu présente un bruit de structure important. Il est alors plus difficile de détecter et d'imager correctement un défaut, surtout s'il est localisé en dehors de l'ouverture du capteur. C'est le cas, notamment lorsque l'on souhaite détecter des défauts de type fissures avec des angles de réfraction autour de 45° ou 60° . Nous avons donc introduit le concept de sources virtuelles « angulées » afin d'améliorer

l'insonification de défauts non localisés sous le capteur. Ces sources permettent une meilleure imagerie dans une direction privilégiée (45° ou 60°). Cette amélioration de la détection est appréciable dans la méthode DORT qui devient alors plus efficace dans des configurations de contrôle au contact. Cependant, en présence d'un bruit de structure important, il arrive que les sources virtuelles ne soient pas suffisantes pour améliorer significativement la qualité de l'image FTP. Cette observation nous a conduits à développer une nouvelle méthode de filtrage du bruit, basée sur les sources virtuelles et sur la méthode DORT. Le filtrage est opéré dans le domaine fréquentiel et est effectué par réduction d'espace de la matrice \mathbf{K} (suppression du sous-espace bruit). Des traitements de signaux originaux sont aussi proposés dans le but d'améliorer le filtrage du bruit selon la configuration expérimentale. Enfin, nous vérifierons l'efficacité de la méthode lorsqu'elle est appliquée à l'imagerie de défauts (volumiques et de type fissures) présents dans une pièce bruitée et localisés en dehors de l'ouverture du capteur.

Chapitre 1 : Evaluation de méthodes multiéléments pour le Contrôle Non Destructif par Ultrasons

1. Notions de base du CND par ultrasons	15
1.1. Généralités sur le CND par ultrasons	15
1.2. Les traducteurs multiéléments.....	15
1.3. Représentation des données ultrasonores	16
1.4. Les techniques de contrôles multiéléments.....	17
1.4.1. Le contrôle en immersion.....	17
1.4.2. Le contrôle au contact	18
2. Les principales méthodes multiéléments de CND par ultrasons ..	21
2.1. Les méthodes échographiques standards.....	21
2.1.1. Focalisation en un point	22
2.1.2. Balayage angulaire	24
2.1.3. La focalisation dynamique en profondeur ou Dynamic Depth Focusing (DDF)	25
2.2. Les méthodes de post-traitement de la matrice K	27
2.2.1. La matrice K.....	28
2.2.2. L'imagerie FTP	31
2.2.3. La méthode DORT	33
3. Evaluation de méthodes de détection et d'imagerie dans une pièce complexe.....	36
3.1. Solutions d'apprentissage de surface	37
3.1.1. Solutions d'apprentissage de surface existantes.....	37
3.1.2. Apprentissage par imagerie FTP.....	41
3.2. Paramètres de contrôle et de mesures	44
3.2.1. Configurations de contrôle	44
3.2.2. Etalonnage et mesure de bruit	45
3.3. Evaluation avec des défauts canoniques : trous génératrices.....	46
3.3.1. Résultats expérimentaux	46
3.3.2. Conclusion	53
3.4. Evaluation sur un défaut de type fissure : petite entaille inclinée.....	55
3.4.1. Résultats expérimentaux	55
3.4.2. Conclusion	60
4. Conclusion du chapitre	62

Ce chapitre a pour objectif d'évaluer les principales méthodes multiéléments en Contrôle Non Destructif (CND) par ultrasons, en particulier lorsqu'elles sont appliquées à l'inspection de pièces à géométries complexes. Dans la première section, nous introduirons les notions de base du CND par ultrasons. La diversité des capteurs multiéléments, liée à leur découpe (linéaire, matricielle,...) et/ou à leur nature rigide (monté ou non sur sabot) ou flexible, reflète la diversité des modes d'inspection (contrôle au contact ou en immersion) selon l'application visée. Nous présenterons ces configurations et expliquerons dans quelles situations elles sont le mieux adaptées. De plus, nous décrirons les diverses représentations sous lesquelles on peut visualiser et interpréter les données ultrasonores acquises.

Les systèmes d'acquisition actuels permettent de contrôler individuellement chacun des éléments d'un capteur multiéléments. Ils permettent, par différents réglages, de configurer et d'appliquer différentes méthodes de contrôle. Dans la deuxième section, les principales méthodes d'inspection multiéléments utilisées dans ce travail de thèse seront présentées. Nous étudierons, les méthodes échographiques les plus couramment utilisées en industrie (ex. : le balayage angulaire, le balayage électronique, ...). Ces méthodes sont des techniques d'imagerie temps-réel qui reposent sur une focalisation (en émission et en réception) par application de lois de retards. La méthode DORT (Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel) et la technique de Focalisation en Tous Points (FTP) sont deux autres méthodes qui seront traitées dans cette section. À la différence des méthodes échographiques standards, elles sont basées sur le post-traitement de la matrice des réponses inter-éléments \mathbf{K} .

Enfin, dans la troisième et dernière section de ce chapitre, les performances des méthodes présentées à la section précédente seront évaluées expérimentalement dans le cas d'une pièce réaliste dont la géométrie est représentative d'un cordon de soudure. La géométrie d'une soudure étant complexe et variable, nous commencerons par présenter les techniques existantes permettant de reconstruire sa surface à l'aide d'un traducteur multiéléments. Parmi ces techniques figurent la reconstruction de profil, au contact, à l'aide d'un capteur flexible et l'apprentissage de surface, en immersion, via l'analyse des temps de vol. Alors que la première méthode permet de retrouver la géométrie complète d'une pièce (surface et fond), la méthode en immersion ne permet de reconstruire que la surface. Ces deux méthodes seront comparées à celle initiée au cours de cette thèse et qui est basée sur l'imagerie FTP. Employée en immersion, elle permet de reconstruire à la fois la surface et le fond d'une pièce. La section se termine avec l'évaluation expérimentale des méthodes pour mettre en évidence leurs avantages et inconvénients.

1. Notions de base du CND par ultrasons

1.1. Généralités sur le CND par ultrasons

Les ultrasons sont des ondes mécaniques vibrant à des fréquences trop élevées pour produire des sons audibles par l'oreille humaine (de 20 Hz à 20 kHz). Classiquement, les ultrasons sont générés en exploitant l'effet piézoélectrique, propriété qu'ont certains matériaux de se comprimer ou se dilater sous l'action d'un champ électrique, et réciproquement [1]. La gamme de fréquences utilisée en CND est très étendue (100 kHz à 50 MHz). La vitesse à laquelle les ultrasons se propagent diffère selon la nature du milieu considéré, mais leur fréquence, elle, est invariante.

L'utilisation des ultrasons permet de sonder la matière sans altérer les pièces inspectées. Parmi les différentes techniques de CND exploitant les ultrasons, les méthodes échographiques sont les plus répandues. Le principe général consiste à exciter la pièce contrôlée avec une onde impulsionnelle ultrasonore qui, au cours de sa propagation dans le matériau, va interagir avec les éventuels défauts présents. Chaque fois que l'onde rencontre un défaut, une partie de son énergie est renvoyée à la surface, ce qui se traduit par l'apparition d'échos sur le signal enregistré. Il est alors possible d'extraire de ces échos, des informations sur la position et éventuellement sur les caractéristiques des défauts qui en sont à l'origine.

1.2. Les transducteurs multiéléments

Les transducteurs multiéléments sont employés dans le domaine médical depuis le début des années 70. Dans le domaine industriel, cette technologie se déploie depuis un peu plus d'une vingtaine d'années, mais reste principalement développée dans les laboratoires de recherche.

D'après le principe d'Huygens-Fresnel, la pastille d'un transducteur peut être décomposée en sources ponctuelles élémentaires sphériques rayonnant en phase. Le faisceau acoustique de cette pastille se forme par sommation des contributions de chacune de ces ondes. En partant de ce fait, les transducteurs multiéléments ont été conçus en plaçant côte à côte un réseau de pastilles piézoélectriques excitables indépendamment les unes des autres. Les retards appliqués à chacun des éléments permettent de maîtriser les caractéristiques du faisceau transmis (en termes de déviation et de focalisation) dans le milieu d'inspection. L'ensemble des retards appliqués forme ce qu'on appelle une loi de retards.

Il existe plusieurs découpages de transducteurs multiéléments. Le choix de la découpe se fait en fonction des applications souhaitées. Ainsi, avec un réseau linéaire, il est possible de défléchir un faisceau dans le plan d'incidence du capteur alors qu'un réseau matriciel permet une déflexion dans un volume. Au cours de la thèse, nous avons principalement utilisé des transducteurs linéaires.

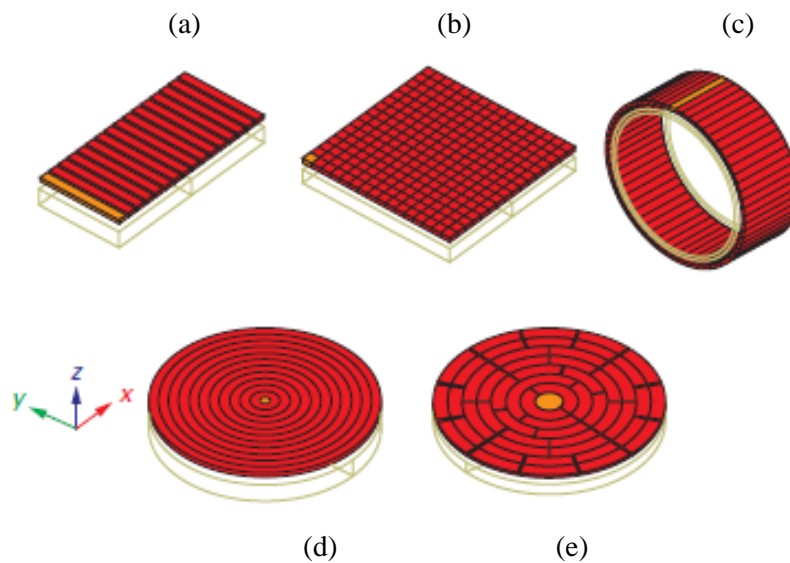


Figure 1-1 : Différents types de découpages de transducteurs multiéléments : (a) linéaire, (b) matriciel, (c) linéaire encerclant, (d) annulaire et (e) sectoriel.

1.3. Représentation des données ultrasonores

La représentation des données ultrasonores est essentielle pour visualiser et interpréter les informations reçues par un transducteur ultrasonore. Plusieurs représentations de ces données (Figure 1-2) peuvent être utilisées pour visualiser et interpréter les signaux reçus.

La base d'un enregistrement de données ultrasonores est une représentation temps-tension qu'on nomme Ascan. Un Ascan est donc la représentation de base issue d'un transducteur immobile. Celui-ci détecte un signal en fonction du temps.

Un Bscan est un cumul d'Ascans pris en des points de balayages successifs. Il s'agit donc d'une représentation temps-espace qu'on peut interpréter comme une représentation balayage-profondeur, si on connaît la vitesse de propagation dans le milieu inspecté. Le Bscan est alors une « vue en coupe » de la pièce examinée. L'amplitude du signal en chaque point du Bscan est codée selon une échelle de couleurs ou de gris dont la brillance est fonction de l'intensité des énergies réfléchies.

Le Cscan est une représentation, selon les deux axes d'inspection (balayage en abscisse et incrément en ordonnée), de l'amplitude maximale (en valeur absolue) de l'Ascan en chaque position du transducteur.

Une échodynamique est une courbe d'amplitude pour laquelle chaque point est obtenu en extrayant l'amplitude maximale le long d'une colonne ou d'une ligne d'une image.

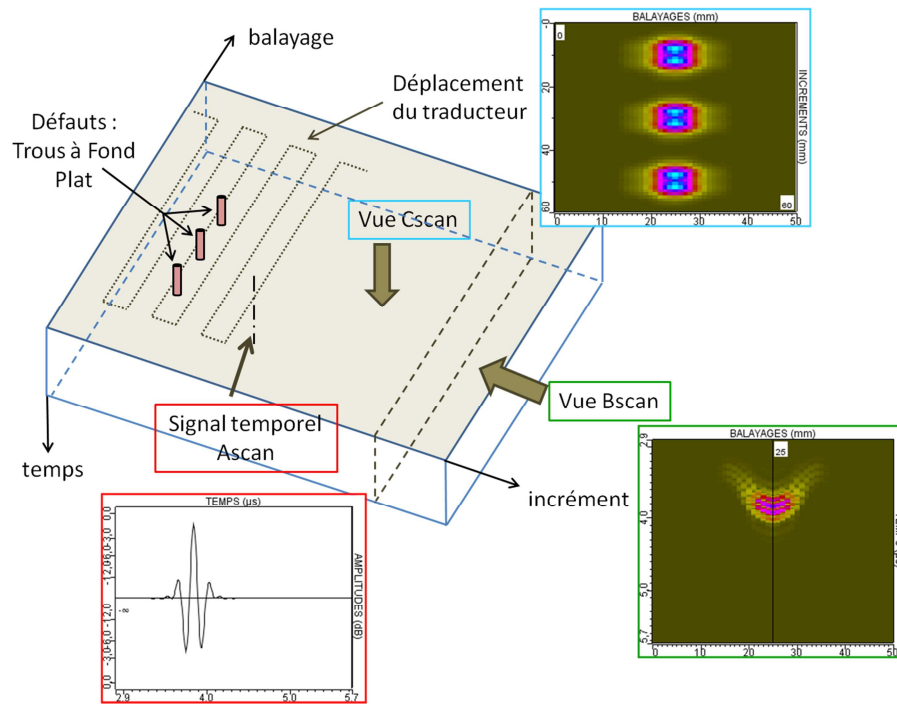


Figure 1-2 : Représentation des données ultrasonores.

1.4. Les techniques de contrôles multiéléments

La principale difficulté liée à une inspection par ultrasons réside dans la transmission de l'onde ultrasonore depuis la surface émettrice du transducteur jusque dans la pièce inspectée. En effet, l'air est très atténuant pour les ultrasons et la rupture d'impédance entre l'air et l'acier génère des réflexions importantes à l'interface. Pour améliorer la transmission de l'onde dans la pièce, l'utilisation d'un milieu couplant est nécessaire. En général, on contourne le problème en plaçant la pièce dans l'eau qui fait alors office de couplant, le contrôle se fait alors en immersion. Pour les pièces que l'on ne peut pas immerger, par exemple à cause de la nature du composant à inspecter, le contrôle est effectué au contact. Dans ce cas, la transmission des ondes est facilitée par l'utilisation d'un gel couplant. Pour les contrôles au contact, plusieurs technologies de capteurs peuvent être employées, comme les transducteurs munis ou non d'un sabot (mis en forme ou non) en polymère rigide (ex. : plexiglas) ou encore les transducteurs flexibles. Ces technologies seront détaillées dans le paragraphe suivant.

1.4.1. Le contrôle en immersion

Dans le cas des contrôles en immersion, la pièce et le capteur sont plongés dans un fluide, souvent l'eau (Figure 1-3), qui sert de milieu couplant. Le contrôle peut être réalisé dans une cuve, ou au moyen d'un jet d'eau. La distance entre le centre du capteur et la pièce est appelée

« hauteur d'eau ». Cette technique est souvent utilisée lorsque l'état de surface ne permet pas la mise au contact d'un capteur ou lorsqu'on souhaite contrôler des pièces à grande vitesse.

L'utilisation d'une telle configuration de contrôle peut être contraignante à mettre en place sur site, principalement pour des raisons d'encombrement et de coûts plus élevés de la chaîne de contrôle. Par ailleurs, certaines pièces ne peuvent être immergées du fait de la nature même de leur matériau. Ainsi, de nombreux contrôles par ultrasons doivent être effectués au contact.

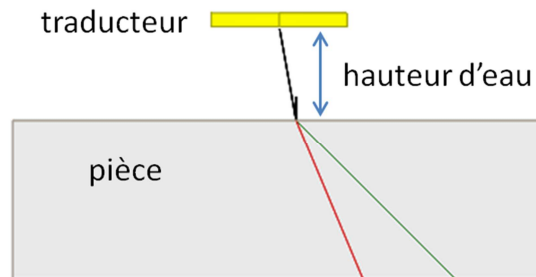


Figure 1-3 : Contrôle en immersion.

1.4.2. Le contrôle au contact

❖ Contrôle au contact avec capteurs rigides

Les capteurs classiques (rigides) peuvent être placés directement au contact de la pièce ou bien montés sur un sabot selon l'application visée.

La surface active des capteurs peut être disposée à même la pièce lorsque la surface de la pièce est plane et lorsque la zone à contrôler se situe dans l'ouverture du capteur. Si tel n'est pas le cas, on peut être confronté à des limitations causées par la directivité du capteur. Pour pallier ce problème, ce dernier peut être monté sur un sabot incliné en polymère rigide qui permet, par réfraction à l'interface sabot/pièce, d'imposer une direction de propagation privilégiée et ainsi d'améliorer la déviation du faisceau. Ce type de capteurs est approprié pour l'inspection de pièces planes ou encore pour des pièces à extrusion cylindrique dont le rayon de courbure reste grand par rapport à la largeur du sabot. Lorsque ce n'est pas le cas, on peut utiliser des sabots mis en forme pour épouser la géométrie cylindrique de la pièce.

Les pièces industrielles présentent souvent une surface dont la géométrie irrégulière présente localement de fortes variations de courbure. Ces irrégularités peuvent provoquer un mauvais couplage acoustique entre le traducteur (monté ou non sur un sabot) et la pièce. À titre d'illustration, la Figure 1-4 présente les résultats d'un calcul du champ de déplacement (en ondes longitudinales) réalisé avec CIVA pour un traducteur placé sur une interface plane, puis irrégulière. Le profil irrégulier provoque un décollement du sabot qui dégrade fortement

le champ émis. On constate une forte atténuation du champ ainsi qu'une déviation, voire un dédoublement du faisceau. Cela se traduit par une perte d'amplitude pouvant rendre la détection plus difficile. La localisation du défaut est, par ailleurs, rendue plus difficile car la direction de propagation n'est pas maîtrisée.

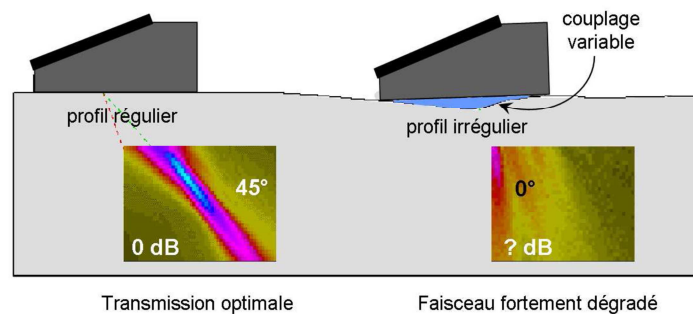


Figure 1-4 : Simulations du champ de déplacement transmis à 45° dans une pièce à travers une surface plane, puis irrégulière.

❖ Contrôle au contact avec des capteurs flexibles

Afin d'optimiser le contrôle au contact de pièces à géométries complexes, le CEA a développé des capteurs multiéléments souples [2,3,4] pouvant s'adapter à la géométrie de la pièce inspectée. Cette technologie optimise le couplage acoustique entre le traducteur et la surface de la pièce, ce qui limite les aberrations du faisceau ultrasonore. Le Traducteur Contact Intelligent (TCI) (Figure 1-5) a été réalisé pour répondre aux configurations de contrôle de pièces 2D [3,4]. Il est composé de 28 éléments piézoélectriques indépendants formant un tapis articulé flexible. Il permet de contrôler une pièce au contact suivant un profil irrégulier pouvant comporter des rayons de courbure locaux de l'ordre de 15 mm.

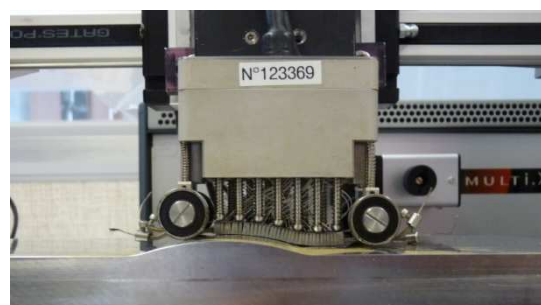


Figure 1-5 : Photo du Traducteur Contact Intelligent (TCI).

La Figure 1-6 présente les simulations du champ rayonné par un TCI à travers une interface plane (Figure 1-6(a)), puis complexe (Figure 1-6(b)). Pour la première simulation, un faisceau en onde L dévié de 45° est calculé sous la partie plane en appliquant la loi de retards appropriée. Dans la seconde simulation, le plaquage mécanique des éléments du traducteur sur la surface de la pièce est effectué mais la mesure de la déformation du

traducteur n'est pas prise en compte dans la loi de retards causant le dédoublement du faisceau acoustique (Figure 1-6(b)).

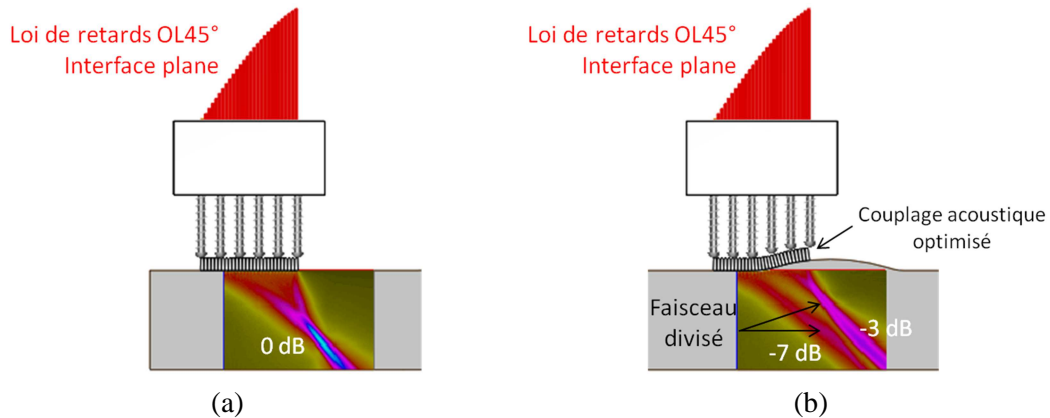


Figure 1-6 : Simulations du champ acoustique transmis à travers une interface plane (a) puis irrégulière (b).

Pour conserver des caractéristiques de faisceau quasi constantes lors d'un déplacement, il est nécessaire de compenser les effets de surface en prenant en compte la déformation du capteur dans le calcul de la loi de retards. Pour cela, un profilomètre a été intégré au TCI pour mesurer les déformations de la surface émettrice. Un algorithme embarqué dans les systèmes d'acquisition adapte en temps réel les lois de retards en fonction des données profilométriques. Ces retards sont ensuite appliqués aux éléments du traducteur. Ainsi, dans la simulation de la Figure 1-7, les éléments du TCI sont déformés par la surface courbe, mais cette déformation a été prise en compte pour le calcul d'une loi de retards, adaptée à la position occupée par le traducteur et à sa déformation, qui est appliquée aux éléments. Les caractéristiques du faisceau (orientation et profondeur de focalisation) sont alors maintenues, à la fois sur la forme et l'amplitude, et ce, quelle que soit la position du capteur.

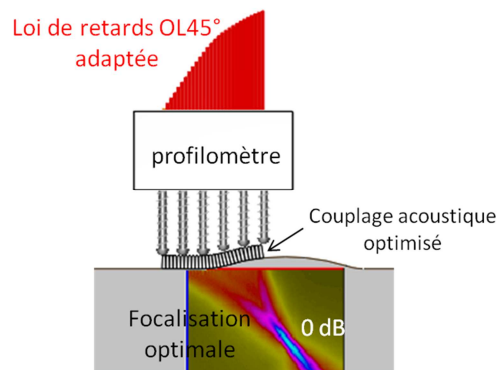


Figure 1-7 : Principe de la focalisation adaptative à travers une surface complexe à l'aide d'un traducteur flexible couplé à un profilomètre.

Le TCI étant limité au contrôle de pièces de géométrie 2D, le concept de ce traducteur a été naturellement étendu pour que le module flexible puisse se déformer dans le plan d'incidence et dans le plan hors d'axe (géométrie 3D). Sa surface est composée d'une matrice d'éléments piézoélectriques indépendants, coulés dans une résine souple. Le capteur est alors dit « matriciel conformable » (Figure 1-8).

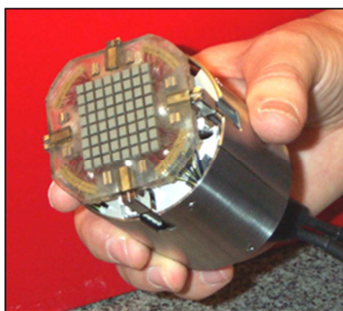


Figure 1-8 : Traducteur matriciel conformable.

2. Les principales méthodes multiéléments de CND par ultrasons

Les capteurs multiéléments apportent de nombreux avantages par rapport aux capteurs monoéléments. Alors qu'il est possible de défléchir dans différentes directions et/ou de focaliser un faisceau à différentes profondeurs avec un seul et même capteur multiéléments, ces opérations nécessiteraient d'utiliser plusieurs capteurs monoélément. En plus de réduire le nombre de traducteurs à utiliser, les capteurs multiéléments augmentent aussi les vitesses d'inspection. En effet, nous verrons dans cette section qu'un balayage électronique peut localement remplacer un balayage mécanique qui prendrait plus de temps. De plus, selon le jeu de lois de retards appliqué par l'électronique et le pilotage des voies en émission et/ou réception, il est possible d'obtenir différentes représentations des signaux expérimentaux (*cf.* section 1.3). Un échantillon des méthodes de contrôle exploitant la technologie multiéléments sera présenté dans cette section.

2.1. Les méthodes échographiques standards

Dans ce manuscrit, par opposition aux méthodes décrites dans le prochain paragraphe, on entendra par méthodes échographiques standards, ou méthodes conventionnelles, l'ensemble des techniques d'imagerie temps réel reposant sur une focalisation en émission et/ou en réception par application de lois de retards. L'imagerie temps réel signifie que les données

collectées par le système d'acquisition ne requièrent pas de post-traitement *via* un ordinateur pour reconstruire et afficher une image ultrasonore. La simplicité des algorithmes permet d'implémenter ces méthodes directement dans les architectures électroniques des systèmes pour atteindre des vitesses d'inspection élevées. Ils sont d'ailleurs implantés dans la plupart des appareils de contrôle actuels (ex. : systèmes d'acquisition MultiX [5]). Parmi ces méthodes, nous nous intéresserons plus particulièrement à la focalisation en un point avec balayage mécanique ou électronique, la focalisation avec balayage angulaire, et la focalisation dynamique en profondeur (ou en anglais DDF pour « Dynamic Depth Focusing »).

Nous illustrerons ces méthodes par des résultats de simulation réalisées à l'aide d'un capteur de 64 éléments (fréquence centrale 5 MHz, espace inter-éléments = 0,6 mm) disposé sur une pièce plane en acier inox ($c_L = 5740$ m/s) présentant 3 séries de TGs situées à 10, 25 et 42 mm de profondeur.

2.1.1. Focalisation en un point

Cette technique de base en CND consiste à focaliser, en émission et réception, en un seul point de la zone d'inspection. Pour former une image complète de la pièce, c'est-à-dire un Bscan (cf. section 1.3), le traducteur doit être déplacé mécaniquement. Lorsque le traducteur dispose d'une ouverture assez grande, on peut définir une sous-ouverture (c'est-à-dire un ensemble d'éléments adjacents) que l'on utilise pour focaliser dans la pièce. Le déplacement de cette sous-ouverture, par simple commutation électronique, permet de construire un Bscan. Que ce soit en balayage mécanique ou électronique, l'angle de tir ainsi que la profondeur du point de focalisation restent constants.

❖ Balayage mécanique

Le choix du capteur (rigide ou flexible) pour effectuer un balayage mécanique dépend de la géométrie de la pièce. Ainsi, lorsque la pièce est plane, les traducteurs classiques peuvent être employés pour effectuer un balayage mécanique en immersion ou au contact. Ce n'est plus le cas lorsque la géométrie de la pièce est complexe. Dans ce cas, les capteurs flexibles (TCI, capteur conformable) sont plus adaptés. Par ailleurs, l'inspection en balayage mécanique se prête moins bien à un contrôle en immersion lorsque les pièces sont irrégulières. En effet, il n'existe actuellement pas d'appareil de contrôle qui adapte et actualise les lois de retards tout le long du déplacement du traducteur au-dessus de la pièce. Néanmoins, le balayage électronique explicité ci-dessous, est une solution permettant de remplacer, dans une moindre mesure, le balayage mécanique.

❖ Balayage électronique

La technique, dont le fonctionnement est schématisé sur la Figure 1-9, consiste à déplacer séquentiellement une sous-ouverture active constituée d'un ou plusieurs éléments adjacents du traducteur. Cette méthode d'acquisition s'applique pour une position donnée du capteur. Elle fournit un Bscan local de la pièce. La sous-ouverture en émission peut-être différente de celle définie en réception. Dans le cas contraire, si les sous-ouvertures sont identiques en émission et en réception, le nombre de séquences N_S pour un capteur de N éléments est égal à [6] :

$$N_S = \text{Ent} \left[\frac{N - M - (N_{V1} - 1)}{p} \right] + 1 \quad (1-1)$$

où Ent[] désigne la partie entière, M est le nombre d'éléments constituant la sous-ouverture, N_{V1} le numéro du premier élément actif, et p le pas avec lequel se déplace la sous-ouverture.

Cette méthode d'inspection permet de remplacer électroniquement un axe de balayage mécanique. Elle montre son intérêt pour le contrôle de pièces à géométries complexes, particulièrement en immersion. En effet, dans cette configuration, le balayage électronique présente l'avantage, par rapport au balayage mécanique d'un traducteur classique placé au contact, de pouvoir former une image sous une surface irrégulière. En effet, certains appareils multivoies actuels (ex. : MultiX) incorporent un calcul dynamique des lois de retards en fonction de la géométrie rencontrée sous la sous-ouverture. Ce fonctionnement suppose que la géométrie complexe soit évidemment connue et que la position du capteur par rapport à la pièce soit maîtrisée.

La Figure 1-10 présente un exemple de Bscan dans le cas simple d'une pièce plane et d'un traducteur au contact. Ce Bscan a été simulé avec le logiciel CIVA, en imposant un déplacement d'une sous-ouverture de 20 éléments le long d'un capteur de 128 éléments. La focalisation est assurée, en émission et en réception, à 25 mm de profondeur selon un axe de 45° au-dessus d'une pièce plane. Le Bscan, ne permet pas d'imager l'ensemble des défauts de la pièce. La profondeur du Bscan dépend de la profondeur de numérisation tandis que sa largeur est limitée par le nombre d'éléments formant l'ouverture totale du capteur et celui de la sous-ouverture.

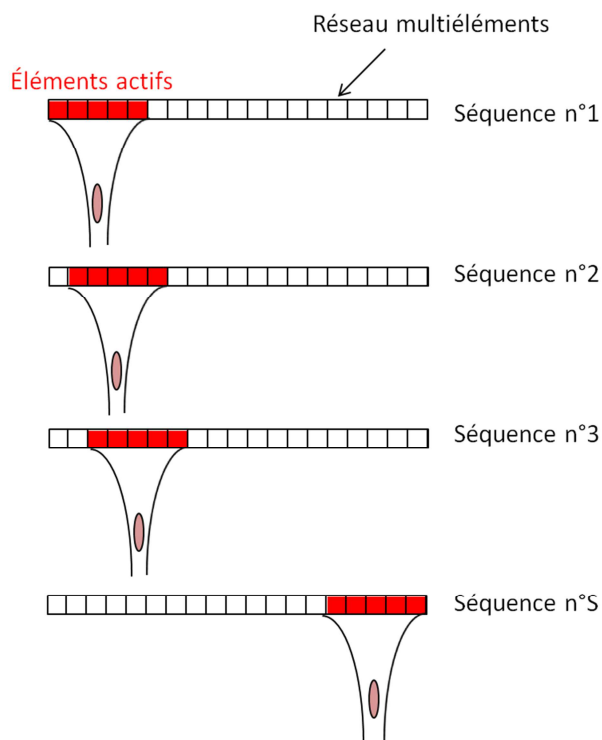


Figure 1-9 : Principe du balayage électronique associé à une focalisation.

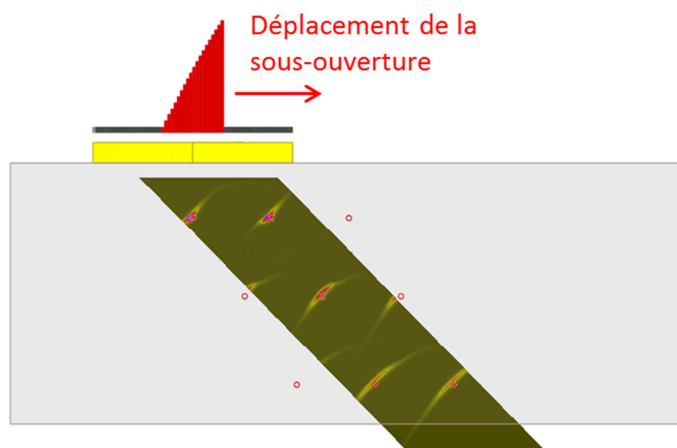


Figure 1-10 : Bscan balayage électronique simulé. La sous-ouverture de 20 éléments est déplacée le long d'un capteur de 128 éléments. La focalisation en émission et en réception est assurée à 25 mm de profondeur le long d'un axe de tir orienté à 45°.

2.1.2. Balayage angulaire

Le balayage angulaire est une technique d'imagerie qui fournit une image sectorielle d'une zone d'intérêt. La simulation d'un balayage angulaire effectué entre -15° et 70° avec un pas de 1° et une focalisation à 25 mm de profondeur donne le Bscan de la Figure 1-11. A la différence du balayage électronique (Figure 1-10), le balayage angulaire fournit une image de

tous les défauts de la pièce, car la taille du Bscan n'est pas limitée par l'ouverture du traducteur. On remarquera que la résolution est optimale uniquement à la profondeur de focalisation (25 mm).

Le balayage angulaire dévie et focalise le faisceau acoustique à une profondeur donnée et selon une plage angulaire dont les angles extrêmes définissent la taille maximale du secteur sondé. Ces angles limites dépendent des caractéristiques techniques du traducteur, en particulier de sa directivité. Le pas angulaire séparant chaque tir est constant. Il définit la résolution angulaire de l'image et influe sur la vitesse d'inspection (plus le pas angulaire est fin, plus le nombre de tirs est grand, ce qui diminue la cadence d'imagerie). Par ailleurs, avec le balayage angulaire aucune direction d'inspection n'est privilégiée, ce qui en fait une méthode adaptée à l'inspection de défauts dont l'orientation n'est pas préalablement connue.

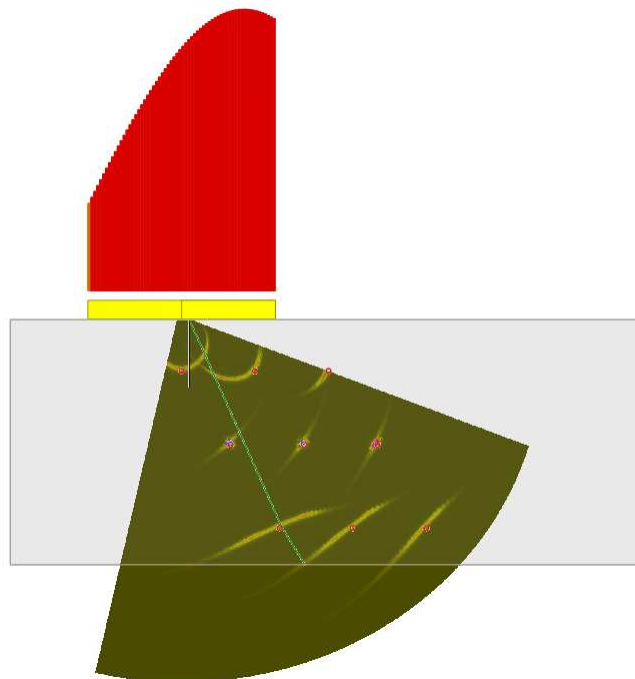


Figure 1-11 : Bscan simulé résultant d'un balayage angulaire entre -15° et 70°.

2.1.3. La focalisation dynamique en profondeur ou Dynamic Depth Focusing (DDF)

La focalisation dynamique en profondeur ou en anglais « Dynamic Depth Focusing » (DDF) est une fonctionnalité implémentée dans certains appareils de contrôle. Elle permet de focaliser dynamiquement en réception à différentes profondeurs le long de l'axe de tir défini en émission [7]. La Figure 1-12 illustre les réglages des points focaux lorsque l'axe de tir est défini par une émission focalisée en angle et profondeur.

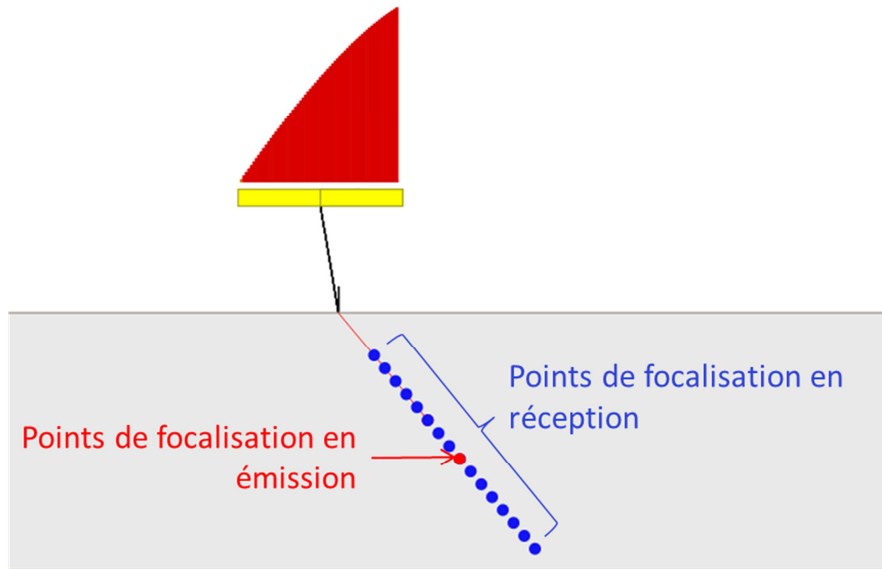


Figure 1-12 : Points focaux définis en émission et en réception dans la méthode DDF. La réception est focalisée sur plusieurs profondeurs situées le long de l'axe défini en émission.

Le but de la focalisation dynamique en profondeur est de maintenir une résolution spatiale quasi constante le long de l'axe de tir défini en émission. Pour former une image de type Bscan, l'algorithme est d'ordinaire appliqué à un balayage mécanique ou électronique. Bien que la focalisation s'effectue sur plusieurs profondeurs en réception, les cadences d'imagerie restent raisonnables pour des applications temps réel. Après chaque transmission, le signal enregistré résulte de la concaténation de signaux acquis dans des portes temporelles centrées sur les points de focalisation définis en réception (Figure 1-13) [8]. Une loi de retards adaptée est préalablement appliquée à chaque porte pour assurer la focalisation en ces points. Le traitement est dit « dynamique » car réalisé en temps réel dans les processeurs FPGA (Field-Programmable Gate Array) des systèmes d'acquisition.

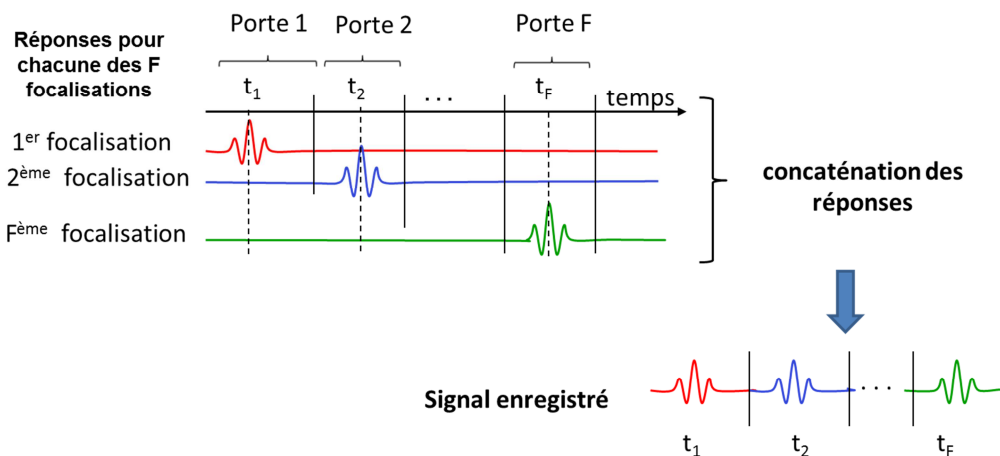


Figure 1-13 : Principe de l'algorithme DDF.

La focalisation dynamique en profondeur est particulièrement adaptée pour imager des pièces où les défauts sont localisés à différentes profondeurs. L'application de l'algorithme DDF fournit une image de résolution plus élevée (selon une direction et une épaisseur de pièce données) par rapport à l'image issue de méthodes d'imagerie où la focalisation n'est assurée qu'en un seul point en émission et en réception.

La Figure 1-14 montre le résultat d'une simulation d'une DDF à 45° appliquée à un balayage électronique d'une sous-ouverture de 20 éléments. L'émission est focalisée à 25 mm de profondeur tandis que la réception est focalisée tous les millimètres entre 10 et 42 mm. Si l'on compare le résultat de la Figure 1-14 avec celui de la Figure 1-11 on remarque que les TGs imagés avec la méthode DDF sont mieux résolus (en particuliers les plus profonds). La focalisation dynamique en profondeur permet bien de conserver une résolution d'image quasi constante le long de l'axe de tir.

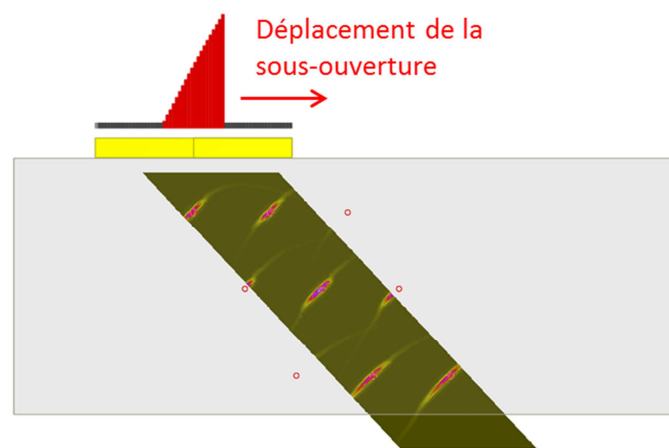


Figure 1-14 : Bscan simulé résultant d'un balayage électronique d'une sous-ouverture émettant et recevant selon l'algorithme de focalisation dynamique en profondeur.

2.2. Les méthodes de post-traitement de la matrice \mathbf{K}

Les méthodes échographiques présentées dans le précédent paragraphe (2.1) sont, pour la plupart, implantées dans les appareils multivoies actuels et permettent de réaliser des inspections temps réel sur site. Les deux méthodes présentées ici sont des méthodes de post-traitement nécessitant un traitement *via* un ordinateur après acquisition. Cependant, il faut souligner que des appareils récents intègrent ces méthodes en traitement temps réel, et commencent à être commercialisés pour le CND [9,10].

Ces techniques sont basées sur l'acquisition de la matrice $\mathbf{K}(t)$ des réponses impulsionnelles inter-éléments. Une fois $\mathbf{K}(t)$ acquise, un certain nombre d'opérations de traitement du signal peuvent lui être appliquées afin d'en extraire les informations pertinentes, en fonction de l'application visée.

2.2.1. La matrice \mathbf{K}

Pour un traducteur composé de N éléments (cf. Figure 1-15), $\mathbf{K}(t)$ est construite à partir des $N \times N$ réponses impulsionnelles inter-éléments $k_{nm}(t)$, correspondant au signal reçu par l'élément n quand on applique un signal impulsionnel $\delta(t)$ à l'élément m . Une fois ces signaux acquis, pour tout signal appliqué $e_m(t)$, on peut déduire le signal reçu $r_n(t)$ par la relation suivante :

$$r_n(t) = k_{nm}(t) \otimes e_m(t), \quad 1 \leq n, m \leq N. \quad (1-2)$$

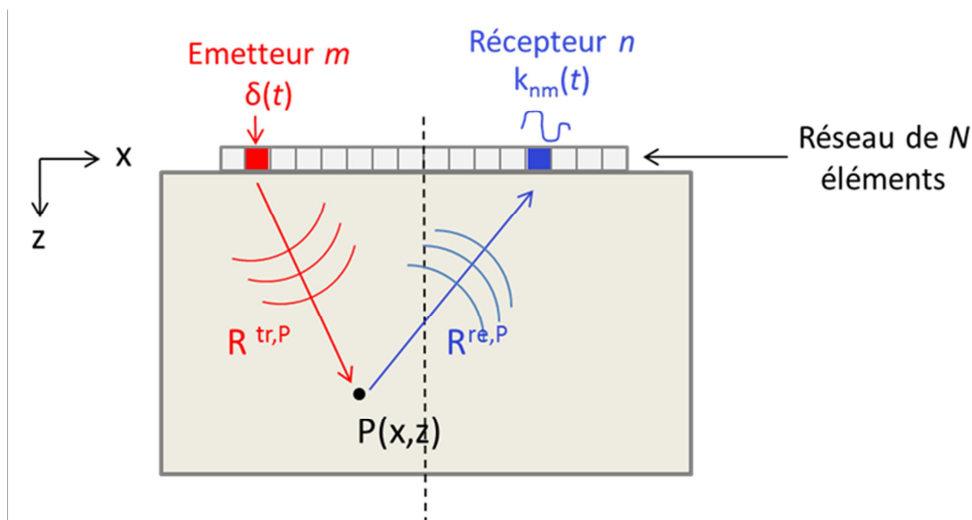


Figure 1-15 : Réponse impulsionnelle inter-éléments. $R^{tr,P}$ représente le trajet entre l'élément émetteur m et le point P , $R^{re,P}$ représente le trajet entre le point P et l'élément récepteur n .

L'acquisition fournissant les $N \times N$ signaux $k_{nm}(t)$ est communément appelée Full Matrix Capture (FMC). Elle consiste à exciter individuellement chacun des éléments du capteur tandis que tous les éléments sont utilisés en réception à chaque transmission. Le principe de cette acquisition est illustré sur la Figure 1-16.

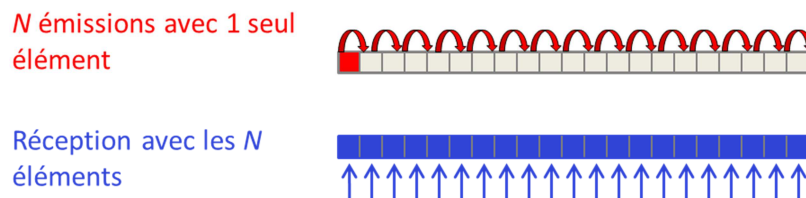


Figure 1-16 : Principe de l'acquisition Full Matrix Capture.

La matrice $\mathbf{K}(t)$ issue de cette acquisition s'interprète comme la réponse impulsionnelle du système linéaire « capteur/milieu d'inspection » à N entrées et N sorties, caractérisant à la fois la propagation dans le milieu d'inspection et les phénomènes de transduction. Ainsi, en

définissant un vecteur $\mathbf{E}(t)$ de N signaux d'excitation $e_m(t)$, correspondant par exemple à des impulsions décalées les unes par rapport aux autres suivant une loi de retards, le vecteur $\mathbf{R}(t)$ des signaux reçus $\tilde{r}_n(t)$ est donné par le produit de convolution :

$$\mathbf{R}(t) = \mathbf{K}(t) \otimes \mathbf{E}(t), \quad (1-3)$$

où chaque composante $\tilde{r}_n(t)$ de $\mathbf{R}(t)$ s'écrit :

$$\tilde{r}_n(t) = \sum_{m=1}^N k_{nm}(t) \otimes e_m(t). \quad (1-4)$$

Dans (1-3), les vecteurs $\mathbf{E}(t)$ et $\mathbf{R}(t)$ sont chacun de dimension $N \times 1$, et $\mathbf{K}(t)$ est de dimension $N \times N$. En termes de représentation des données expérimentales (*cf.* paragraphe 1.3), le vecteur $\mathbf{R}(t)$ s'interprète comme le Bscan « voies/temps » affiché lorsqu'on applique le jeu de N signaux d'excitation $e_m(t)$ en acquisition. Dans le domaine fréquentiel, la relation (1-3) s'écrit comme le produit simple suivant :

$$\mathbf{R}(\omega) = \mathbf{K}(\omega)\mathbf{E}(\omega), \quad (1-5)$$

où $\mathbf{K}(\omega)$ est la matrice de transfert du système à la pulsation ω , obtenue en calculant la transformée de Fourier de $\mathbf{K}(t)$. Nous verrons que cette matrice est à la base de la méthode DORT exposée plus loin dans cette section.

Un premier post-traitement de la matrice $\mathbf{K}(t)$, suggéré par la relation (1-4), est la possibilité de focaliser *a posteriori* dans une pièce pour obtenir les images issues des méthodes échographiques standards.

En premier exemple, considérons une émission large champ (ou onde plane) où tous les éléments du capteur émettent simultanément sans qu'aucun retard ne leur soit appliqué ($e_m(t) = \delta(t)$, $1 \leq m \leq N$). Le signal élémentaire $s_n(t)$ reçu par l'élément n peut s'écrire à l'aide des $k_{nm}(t)$ comme :

$$s_n(t) = \sum_{m=1}^N k_{nm}(t). \quad (1-6)$$

La somme de ces signaux élémentaires forme ce qu'on appelle le « Ascan somme » $S(t)$. On l'écrit comme :

$$S(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N k_{nm}(t). \quad (1-7)$$

Si l'on considère désormais une émission focalisée en un point P du milieu d'inspection, le signal sommé (1-7) devient :

$$S_p(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N k_{nm}(t) \otimes \delta(t - \tau_m^{tr,P}) \otimes \delta(t - \tau_n^{re,P}), \quad (1-8)$$

où τ_m^{tr} est le retard, en transmission, appliqué à l'élément m , et τ_n^{re} celui appliqué, en réception, à l'élément n . Dans la plupart des appareils de contrôle, les lois de retards en émission et en réception sont identiques (dans le cas contraire, elles sont complémentaires). Elles sont calculées de la façon suivante :

$$\tau_m^{tr,P} = \tau_m^{re,P} = t_{\max}^P - t_m^P, \quad (1-9)$$

où t_m^P est le temps de vol de l'élément m au point P , et t_{\max}^P le temps de vol maximal.

En présence d'un réflecteur au point de focalisation P , l'application de ces lois de retards va engendrer un maximum d'amplitude sur le signal sommé au temps $t = 2t_{\max}^P$. La reconstruction d'une image Bscan dans une pièce nécessite que les échos soient recalés temporellement. Cette correction place le maximum d'amplitude à un temps de vol correspondant à la distance D_p qui sépare le centre du capteur au point P , c'est-à-dire en $t = 2D_p / c$ (où c est la vitesse de propagation dans le milieu). Pour recaler cet écho à ce temps de vol, il convient de corriger l'expression (1-8) de la façon suivante :

$$S_p(t) = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N k_{nm}(t) \otimes \delta(t - \tau_m^{tr,P}) \otimes \delta(t - \tau_n^{re,P}) \otimes \delta(t + 2t_{\max}^P - 2D_p / c), \quad (1-10)$$

ce qui peut s'écrire de façon plus concise :

$$S_p(t) = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N k_{nm}(t - \tau_m^{tr,P} - \tau_n^{re,P} + 2t_{\max}^P - 2D_p / c). \quad (1-11)$$

L'expression (1-11) permet de focaliser synthétiquement (numériquement) au point P à partir des signaux expérimentaux $k_{nm}(t)$ enregistrés. Ainsi, sur la base d'une seule acquisition FMC, les images présentées précédemment en balayage électronique (Figure 1-10) ou en balayage angulaire (Figure 1-11) peuvent être reconstruites par post-traitement de la matrice

$\mathbf{K}(t)$ en utilisant la relation (1-11). Chaque ligne de l'image correspond au signal sommé $S_p(t)$ issu d'un tir focalisé en P .

L'intérêt de l'imagerie synthétique est que le nombre de tirs pour former l'image n'est plus lié au nombre de points de focalisation dans la zone d'intérêt, mais uniquement au nombre d'éléments. Ainsi, pour un capteur de N éléments, il est possible de focaliser en un nombre quasi illimité de points avec seulement un jeu de seulement N tirs. L'algorithme de Focalisation en Tous Points (FTP), tire profit de cet avantage pour focaliser en chaque pixel d'une zone de reconstruction, si grande soit-elle. Cette focalisation dite « totale » améliore significativement la résolution spatiale de l'image comparativement aux images échographiques standards dont la résolution est limitée par le pas électronique ou angulaire, et d'autre part par la focalisation, qui est limitée à une seule profondeur (hormis la DDF qui compense cet inconvénient).

2.2.2. L'imagerie FTP

Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, l'imagerie par Focalisation en Tous Points permet, à partir des $N \times N$ signaux $k_{nm}(t)$, de focaliser de façon synthétique, en émission et réception, en tous les points d'une région d'intérêt de dimensions étendues [11]. Dans la littérature, l'imagerie FTP peut se retrouver sous l'acronyme TFM pour « Total Focusing Method » [11]. En un point de focalisation P , l'amplitude $A(P)$ de l'image est donnée par l'amplitude du signal $S_p(t)$ au temps $t = 2D_p / c$. D'après l'équation (1-11), $A(P)$ s'écrit alors :

$$\begin{aligned} A(P) &= S_p(t = 2D_p / c) \\ &= \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N k_{nm} (2t_{\max}^P - \tau_m^{tr,P} - \tau_n^{re,P}). \end{aligned} \quad (1-12)$$

En injectant dans (1-12) les définitions des retards en émission et en réception de l'équation (1-9), $A(P)$ s'écrit simplement :

$$A(P) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N k_{nm} (t_m^{tr,P} + t_n^{re,P}). \quad (1-13)$$

Plus simplement, la relation (1-13) s'écrit comme :

$$A(P) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N k_{nm} (T_{nm}^P), \quad (1-14)$$

avec

$$T_{nm}^P = t_m^{tr,P} + t_n^{re,P}, \quad (1-15)$$

où T_{nm}^P représente le temps de vol inter-éléments entre la paire d'éléments $(n ; m)$ et le point P .

Lorsque le traducteur est posé au contact d'une pièce homogène et isotrope, le calcul de ce temps de vol repose sur des hypothèses simples comme la forme cylindrique des fronts d'onde émis une source « ponctuelle ». Il se déduit facilement à l'aide de la distance euclidienne $R^{tr,P}$ entre l'élément émetteur m et le point P , et de la distance $R^{re,P}$ entre ce point et l'élément récepteur n (Figure 1-15), pour tous les couples $(n ; m)$.

Dans la pratique, l'amplitude au point P est plutôt extraite au temps $T_{nm}^P + T_{offset}$ où T_{offset} est un temps correctif déterminé expérimentalement lors de la phase d'étalonnage qui précède les mesures. Cet offset correspond à la correction qu'il faut appliquer aux temps de vol théoriques pour faire correspondre l'image de l'écho d'un défaut étalon à la bonne profondeur. Ainsi, on corrige les erreurs liées au temps de numérisation du signal, de l'épaisseur du couplant, du point d'émergence dans le capteur, ou encore à la non prise en compte de la durée du signal envoyé (qui n'est pas généralement une impulsion de Dirac).

Le calcul des temps de vol selon la procédure décrite ci-dessus est spécifique au mode de reconstruction dit *direct* (Figure 1-17(a)). Il est habituellement employé pour imager des défauts volumiques ou les points diffractant d'un défaut étendu (c'est-à-dire grand devant la longueur d'onde) (Figure 1-18). Le logiciel CIVA propose d'autres modes de reconstruction tels que le mode *écho de coin* et le mode *indirect* [12]. Ces deux modes de reconstruction prennent en compte les multiples trajets ultrasonores et les éventuelles conversions de modes lorsque les défauts sont localisés à proximité d'une interface de la pièce inspectée. Ainsi, en mode *indirect* (Figure 1-17(b)), les trajets en émission et en réception prennent en compte une réflexion de l'onde sur le fond (avec ou sans conversion de modes) et une interaction avec le défaut par son(es) point(s) diffractant(s). En mode *écho de coin* (Figure 1-17(c)), les trajets (en émission ou réception) prennent en compte une seule réflexion sur le fond (avec ou sans conversion de modes) et l'interaction avec le défaut est une réflexion spéculaire. Le mode indirect s'applique généralement aux défauts ramifiés de type fissures et permet d'imager tous les points diffractants de ce dernier. Le mode écho de coin est plutôt dédié aux défauts plans étendus (entailles), et a la propriété de pouvoir imager ce type de défauts (qui ne sont plus considérés comme de simples points diffractant mais comme des défauts plans de géométrie canonique) sur toute leur longueur, améliorant ainsi leur caractérisation. Il est à noter que

plusieurs modes de reconstruction FTP peuvent être combinés pour imager un même défaut, par exemple pour imager à la fois les facettes d'une fissure et ses points diffractants.

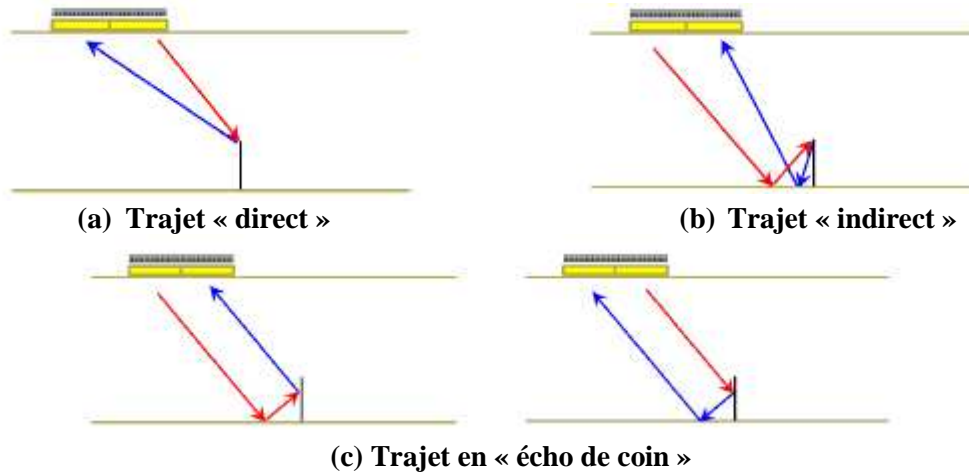


Figure 1-17 : Illustration des différents trajets pouvant être à l'origine des échos mesurés. Trajet en émission (rouge) et en réception (bleu).

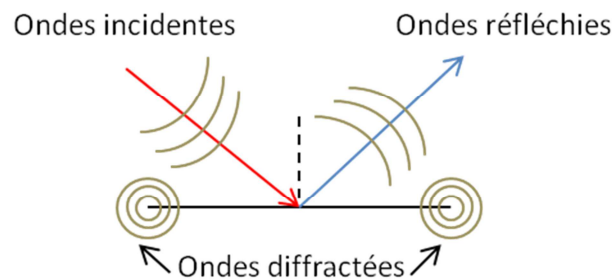


Figure 1-18 : Principaux échos générés par l'interaction entre une onde ultrasonore et un défaut plan.

Parce qu'il permet de focaliser en tous les points de la zone que l'on souhaite imager, l'algorithme FTP présente l'avantage de fournir des images hautement résolues comparativement aux méthodes d'imagerie standards [11,13]. De plus il permet d'imager une zone très étendue même en dehors de l'ouverture du capteur [11]. Les dimensions des images FTP ne sont pas limitées par le nombre d'éléments formant le capteur comme le sont les Bscans obtenus avec un balayage électronique. L'imagerie synthétique exploite le rayonnement maximal de la pièce générée par l'excitation individuelle des éléments durant l'acquisition (l'onde émise par un seul élément rayonne de manière isotrope dans la pièce).

2.2.3. La méthode DORT

La Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel, ou méthode DORT, est une méthode adaptative de détection et de focalisation introduite en 1994. Cette méthode est issue

de l'analyse du formalisme matriciel du retournement temporel itératif décrit dans le domaine fréquentiel. Le principe est de déterminer et analyser les invariants de l'opérateur de retournement temporel qui correspondent aux valeurs singulières de la matrice de transfert $\mathbf{K}(\omega)$ [14].

Pour introduire l'opérateur de retournement temporel, il suffit d'écrire le processus de retournement temporel itératif pour un réseau de N éléments dans le domaine fréquentiel [14,15]. Soit \mathbf{E}_0 une émission initiale, le vecteur en réception correspondant \mathbf{R}_0 peut s'écrire $\mathbf{K}\mathbf{E}_0$ (cf. équation 3). Pour une pulsation ω , l'opération de retournement temporel équivaut à une opération de conjugaison de phase. Ainsi, l'émission \mathbf{E}_1 à la première itération correspond au retourné temporel de \mathbf{R}_0 , soit $\mathbf{K}^*\mathbf{E}_0^*$. Le vecteur en réception \mathbf{R}_1 correspondant s'écrit, toujours selon le même processus, comme $\mathbf{K}(\mathbf{K}^*\mathbf{E}_0^*)$. La seconde itération \mathbf{E}_2 issue du retournement temporel de \mathbf{R}_1 s'exprime alors sous la forme $\mathbf{E}_2 = \mathbf{K}^*(\mathbf{K}\mathbf{E}_0)$. Cette séquence d'itérations est représentée sur la Figure 1-19. En itérant le processus jusqu'à une itération $i+2$, il est possible de lier la première émission \mathbf{E}_0 à celle \mathbf{E}_{i+2} avec la relation suivante :

$$\mathbf{E}_{i+2} = \mathbf{K}^* \mathbf{K} \mathbf{E}_i \quad (1-16)$$

La matrice $\mathbf{K}^* \mathbf{K}$ dans la relation (1-16) est appelée l'opérateur de retournement temporel.

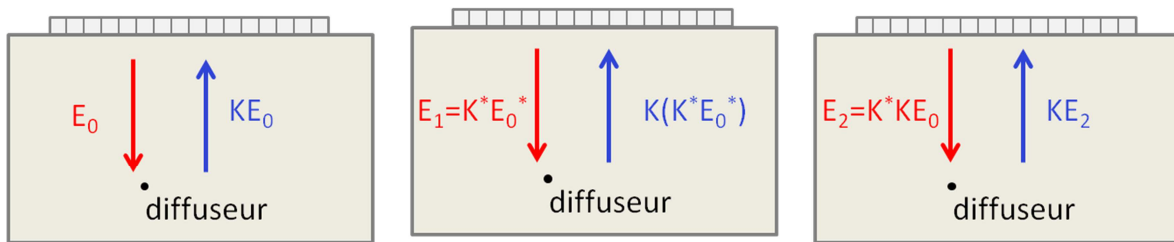


Figure 1-19 : Itération du retournement temporel.

Du fait de la symétrie de \mathbf{K} , l'opérateur $\mathbf{K}^* \mathbf{K}$ est à symétrie hermitienne et donc diagonalisable sur une base orthogonale. Ses vecteurs propres peuvent être considérés comme des invariants du processus de retournement temporel. Dans la pratique, la diagonalisation de $\mathbf{K}^* \mathbf{K}$ est obtenue par Décomposition en Valeurs Singulières (SVD) de la matrice de transfert \mathbf{K} . Ainsi cette dernière peut s'écrire sous la forme d'un produit de 3 matrices :

$$\mathbf{K} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H = \sum_{m=1}^N \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{v}_m^H, \quad (1-17)$$

avec :

- $\mathbf{S}(\omega)$, matrice diagonale à coefficients réels contenant les valeurs singulières λ_m égales à la racine carrée des valeurs propres μ_m de $\mathbf{K}^* \mathbf{K}$. Les valeurs singulières sont ordonnées de façon décroissante ($\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_N \geq 0$) et sont sans dimension.

- $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_N]$ et $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_N]$, matrices unitaires dont les colonnes \mathbf{u}_m et \mathbf{v}_m sont respectivement les vecteurs singuliers en réception et en émission. Ces vecteurs sont identiques aux vecteurs propres de $\mathbf{K}^* \mathbf{K}$.
- H est la transposition conjuguaison.

❖ **Cas de diffuseurs isotropes « idéalement résolus »**

Dans le cas de D diffuseurs isotropes, ponctuels et idéalement résolus¹, la relation (1-17) peut s'écrire [14,15] :

$$\mathbf{K} = {}^t \mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{H}, \quad (1-18)$$

où $\mathbf{H} = (H_{dm})_{(1 \leq d \leq D, 1 \leq m \leq N)}$ est une matrice de dimension $N \times D$ appelée matrice de diffusion. Elle décrit la propagation des émetteurs vers les diffuseurs, tandis que sa transposée décrit la propagation des diffuseurs aux récepteurs. La matrice diagonale \mathbf{C} contient les coefficients de diffusion c_i des diffuseurs. L'hypothèse « idéalement résolus » implique que les réponses de deux diffuseurs distincts sont orthogonales. Dans ce cas, un invariant de l'opérateur de retournement temporel est un vecteur qui focalise sur l'un des diffuseurs et la valeur singulière associée peut être considérée comme la « réflectivité apparente » de ce diffuseur à la fréquence considérée. Alors l'équation (1-18) est, à des facteurs de normalisation près, la décomposition en valeurs singulières de $\mathbf{K}(\omega)$. Les vecteurs singuliers sont les lignes de \mathbf{H} et les valeurs singulières peuvent s'écrire comme [14,15,16] :

$$\lambda_i = |c_i| \left| \sum_{m=1}^N |H_{im}|^2 \right|, \quad (1-19)$$

où $|\cdot|$ symbolise le module.

Si la condition « diffuseurs isotropes idéalement résolus » est satisfaite, la méthode DORT renseigne sur le nombre de diffuseurs présents dans le milieu inspecté ainsi que sur leurs réflectivités apparentes. Le nombre de valeurs singulières fortes indique le nombre de diffuseurs en présence, tandis que les valeurs singulières les plus faibles sont associées généralement au bruit. Les vecteurs singuliers, associés aux valeurs singulières les plus fortes, peuvent être utilisés pour focaliser sélectivement sur chacun des diffuseurs. Cette focalisation

¹ Des diffuseurs sont idéalement résolus lorsqu'il est possible de focaliser sur un sans transmettre d'énergie aux autres.

est réalisée sans connaissance *a priori* sur la géométrie de la pièce et sur son matériau, même lorsque le milieu est inhomogène [17,18]. En effet, il est possible, à partir de la phase d'un vecteur singulier, d'extraire la loi de retards optimale pour focaliser sur un défaut. Ces retards $\tau^{tr,P}$ se calculent comme suit :

$$\tau_m^{tr,P} = \left| \frac{\varphi_{V_m} - \min(\varphi_{V_m})}{\omega} \right|, \quad (1-20)$$

avec $\varphi_{V_m} = \arg(v_m)$ la phase de la composante m du vecteur singulier v_m et ω la pulsation à laquelle est extraite la phase (en général, on considère la fréquence pour laquelle la ou les valeurs singulières sont les plus fortes).

Un point fort de la méthode DORT est sa capacité à détecter et focaliser sur des défauts sans connaissance préalable de la géométrie de la pièce. Cependant, à la différence des méthodes présentées plus tôt dans ce chapitre, la méthode DORT ne fournit pas d'image des défauts. Néanmoins, les propriétés du retournement temporel ont été exploitées par Dominguez *et al.* pour réaliser une méthode d'imagerie ultrasonore dite méthode de l'énergie topologique [19]. Cette méthode peut s'interpréter comme une extension de la méthode DORT dans le domaine temporel. Elle est basée sur la combinaison de deux champs ultrasonores, un direct et un adjoint. Le premier correspond au champ ultrasonore dans un milieu de référence tandis que le champ adjoint correspond à la différence, retournée temporellement, des réponses du milieu de référence et du milieu inspecté. L'image du milieu est obtenue en intégrant, sur le temps d'acquisition, le produit de ces deux champs. Le champ direct peut alors être considéré comme un « révélateur photographique » croisant le champ adjoint à des temps de vols correspondant aux points de focalisation.

3. Evaluation de méthodes de détection et d'imagerie dans une pièce complexe

Cette section a pour objectif d'évaluer les méthodes de détection et d'imagerie présentées dans la section précédente avec une configuration réaliste de CND. La pièce utilisée, de hauteur 40 mm, présente un profil complexe représentatif d'une configuration CND de type bourrelet et cordon de soudure. La maquette est en acier inox homogène (la vitesse des ondes L dans le matériau est de 5740 m/s). La surface de la pièce est perturbée par un bourrelet de soudure tandis que, selon le profil considéré (Figure 1-20), le fond peut être soit plan (profil A) soit constitué de deux pentes à $\pm 10^\circ$ reliées par le cordon de soudure (profil B). On trouve

deux types de défauts dans la pièce : une série de trous génératrices (TG) de diamètre 2 mm situés à 30 mm de profondeur localisée dans le profil A, et une entaille de hauteur 3,5 mm, inclinée à 20° et débouchant sur le fond près du cordon de soudure dans le profil B.

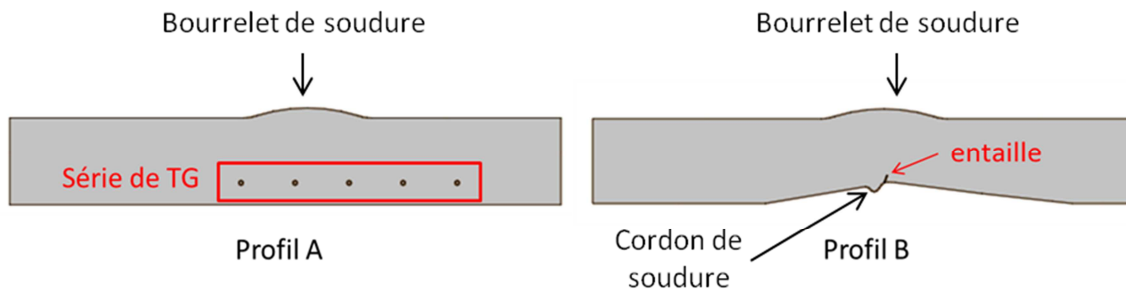


Figure 1-20 : Géométrie de la pièce considérée pour l'évaluation des méthodes. La pièce possède deux profils : le profil A comprend une série de Trous Génératrices (TG) tandis que le profil B contient une entaille débouchant en fond de pièce.

La connaissance de la géométrie d'une pièce étant indispensable à toutes les méthodes d'imagerie (pour le calcul de lois de retards et des temps de vol), cette section commencera par présenter, ci-dessous, différentes méthodes existantes d'apprentissage de surface.

3.1. Solutions d'apprentissage de surface

En CND, les composants industriels inspectés ont souvent des surfaces variables. La maîtrise d'un faisceau ultrasonore au sein d'une pièce à géométrie complexe repose essentiellement sur les retards appliqués aux éléments du capteur. Or, le calcul de ces retards dépend de la parfaite connaissance de la géométrie de la pièce. Dans le cas contraire, les méthodes d'imagerie exposées dans ce chapitre deviennent inopérantes, et leur mise en œuvre requiert l'application préalable d'une technique de reconstruction de surface.

Dans cette section, nous rappelons brièvement les méthodes existantes d'apprentissage de surface avant de décrire une nouvelle méthode que nous avons mise au point durant la thèse. Cette méthode est basée sur le traitement de l'imagerie FTP et pallie certaines limites rencontrées avec les méthodes actuelles.

3.1.1. Solutions d'apprentissage de surface existantes

❖ Reconstruction de surface au contact

La reconstruction de surface dans une configuration de contrôle au contact (Figure 1-21) peut être réalisée au moyen d'un capteur flexible instrumenté. Le déplacement du capteur le long de la surface complexe permet une reconstruction mécanique de la surface grâce au

profilomètre intégré. En outre, comme l'instrumentation du capteur assure la maîtrise d'un faisceau en ondes longitudinales à 0° dans la pièce au cours du déplacement, l'amplitude de l'écho de fond est toujours maximisée, même sous la partie complexe [4]. Ceci permet, par une mesure de temps de vol, de déduire l'épaisseur locale de la pièce et de reconstruire la géométrie du fond de pièce. Les reconstructions de la surface et du fond de pièce sont dénommées respectivement profilométries *externes* et *internes*. A l'issue de cette profilométrie, un fichier CAO peut être généré puis exploité.

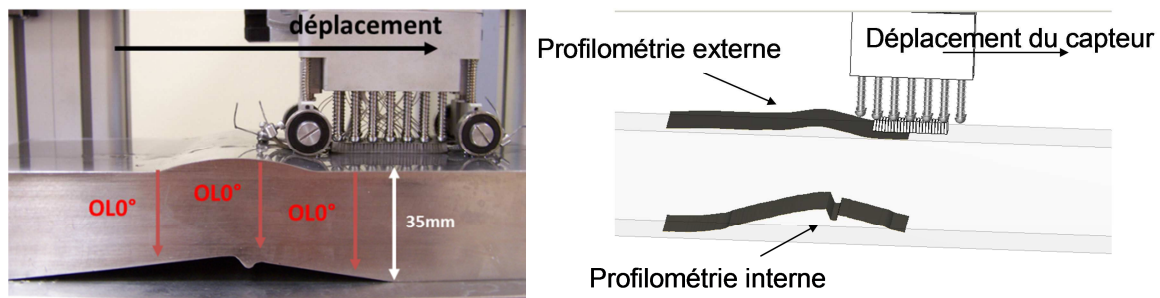


Figure 1-21 : Reconstruction temps réel d'un profil à l'aide d'un traducteur flexible instrumenté.

❖ **Apprentissage de surface en immersion par détection des temps de vol**

La méthode d'apprentissage de surface présentée ici est une méthode implémentée dans CIVA pour reconstruire localement la surface située sous un capteur placé en immersion. Contrairement à la méthode au contact, la profilométrie n'est pas réalisée en temps réel, mais par post-traitement dans CIVA. Cette profilométrie se base sur une mesure des temps de vol entre tous les éléments du capteur et la surface de la pièce, et l'application d'un algorithme de reconstruction, introduit dans le domaine radar et sismique [20,21,22].

La mesure des temps de vol est réalisée sur les signaux résultant d'un balayage électronique simple. Ce séquençage consiste à émettre successivement avec tous les éléments, les uns après les autres, le même élément étant utilisé en tant qu'émetteur et récepteur pour chaque séquence (N signaux reçus pour N éléments). Les temps de vol sont mesurés en détectant le maximum de l'enveloppe de chaque Ascan (un seuil en amplitude est imposé afin de s'affranchir du bruit) (Figure 1-22).

Pour être efficace, l'algorithme de reconstruction de profil par mesure de temps de vol nécessite que la taille des éléments du capteur soit petite devant la longueur d'onde dans l'eau (rayonnement isotrope dans l'eau) et devant les variations de géométrie de la pièce inspectée. Ainsi, la description de chaque élément n peut être limitée par son centre géométrique

d'abscisse O_n dans un repère cartésien (Oxy) lié au capteur (Figure 1-24). Comme les éléments sont quasi ponctuels, on peut considérer que les temps de vol mesurés correspondent à des réflexions spéculaires sur la surface (les temps de vol correspondant aux trajets allers-retours le long des rayons normaux à la surface et passant par les centres des éléments) (Figure 1-23).

La Figure 1-22 schématise les étapes de l'apprentissage de surface par mesure des temps de vol. Dans le cas de figure illustré ci-dessous, le capteur est situé à cheval entre le bourrelet et la partie plane de la pièce de la Figure 1-20. La géométrie de la pièce n'étant pas connue, on suppose donc expérimentalement que la surface de la pièce est plane. L'application de la méthode permet ensuite de reconstruire localement le profil de la pièce, exportable ensuite dans un format de fichier CAO.

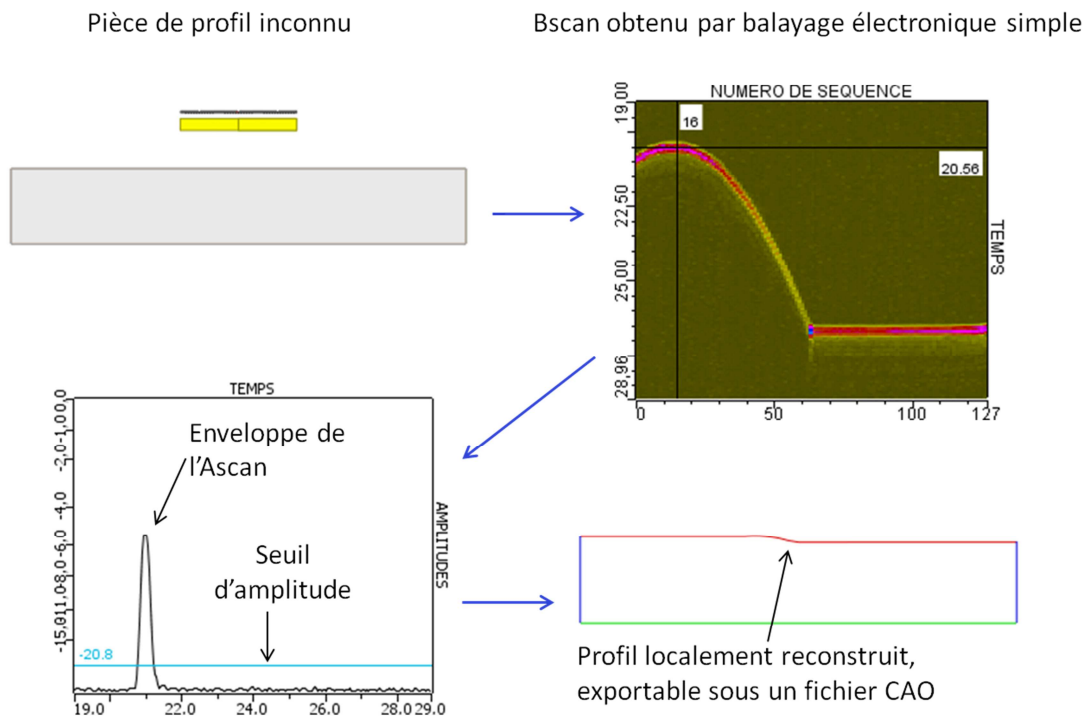


Figure 1-22 : Apprentissage de surface par mesure des temps de vol.

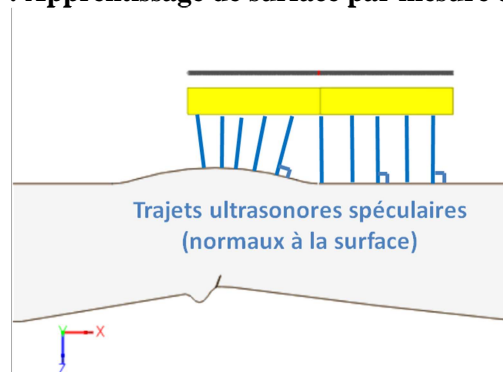


Figure 1-23 : Trajets spéculaires utilisés pour le calcul des temps de vol.

En notant t_n ($1 \leq j \leq N$) les temps de vol spéculaires, le profil peut être reconstruit en calculant la courbe tangentielle à la famille de cercles de rayon $R_n = t_n c/2$ et centrés sur les éléments n . Autrement dit, la surface recherchée est l'enveloppe de la famille de cercles $C = \{C_1, C_2, \dots\}$ (Figure 1-24). Pour un traducteur linéaire, le profil reconstruit $P(x_n, y_n)$ peut s'écrire :

$$\begin{cases} x_n = O_n - R_n R'_n \\ y_n = R_n \sqrt{1 - (R'_n)^2} \end{cases} \quad (1-21)$$

où

$$R'_n = \frac{R_{n+1} - R_n}{O_{n+1} - O_n} \quad (1-22)$$

correspond à la dérivée discrète des rayons R_n par rapport aux abscisses des éléments. Pour un traducteur de N éléments, on obtient ainsi $N-1$ points d'impact décrivant le profil CAO de la pièce (une interpolation linéaire est utilisée pour reconstruire le profil entre deux points successifs).

L'inconvénient de cette technique est que le mode d'émission en balayage électronique (un seul élément par tir) renvoie parfois des échos de surface d'amplitudes trop faibles pour réaliser une mesure fiable des temps de vol. La totalité des temps de vol entre le capteur et la surface n'est donc pas mesurée et la géométrie reconstruite peut présenter des écarts significatifs par rapport à celle attendue. Des différences peuvent aussi apparaître lorsque les surfaces sont trop irrégulières et lorsqu'elles génèrent, par exemple, plusieurs échos entrecroisés. Par ailleurs, la méthode décrite ici ne permet d'accéder qu'au profil de la surface. Or, nous avons vu dans la section 2.2.2 que certaines méthodes d'imagerie, à l'instar de l'imagerie FTP en mode *écho de coin*, nécessitent la connaissance à la fois de la surface et du fond pour imager des défauts étendus. Pour pallier ces limitations, nous proposons dans le paragraphe suivant une méthode de reconstruction plus générique et plus robuste basée sur l'imagerie FTP.

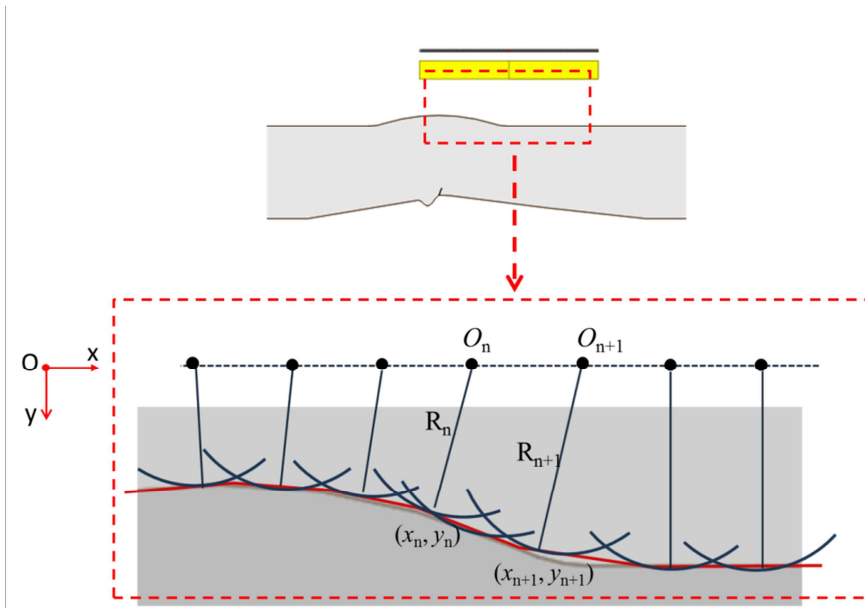


Figure 1-24 : Apprentissage de surface par calcul d'une enveloppe d'une famille de cercles. R_n correspond au rayon du cercle centré sur l'élément n .

3.1.2. Apprentissage par imagerie FTP

La méthode de reconstruction de profil proposée durant la thèse exploite les capacités de l'algorithme FTP à produire des images hautement résolues. En immersion, il est désormais possible d'acquérir la géométrie complète de la pièce inspectée (surface + fond) en post-traitant une seule et même acquisition FMC. Le profil complet est obtenu en trois étapes (acquisition FMC, reconstruction de la surface puis reconstruction du fond) par détection de formes sur les images.

L'obtention du profil complet commence tout d'abord par une acquisition FMC avec une porte d'acquisition suffisamment longue pour contenir au moins les échos de la surface et du fond. L'étape suivante consiste ensuite à construire une image FTP de la surface. Pour ce faire, on suppose que la zone de reconstruction ne contient que de l'eau. Elle doit être surdimensionnée dans la mesure où ni la surface de la pièce, ni la hauteur d'eau, ne sont connues avec précision. L'image est ensuite traitée pour en extraire le profil par détection des maxima d'amplitude le long des lignes verticales de l'image. L'ensemble des points obtenus forme alors le profil recherché, et peut ensuite être lissé. Au contraire de la méthode par mesure des temps de vols, le nombre de points formant le profil n'est pas limité par le nombre d'éléments N du capteur. Une fois la surface reconstruite, cette dernière est utilisée pour construire une image du fond de pièce. La profondeur de la zone de reconstruction est surévaluée car aucune hypothèse n'est faite sur la géométrie du fond ou de l'épaisseur. L'image FTP du fond est ensuite traitée de la même manière que l'image de la surface. Après extraction du fond de pièce, on dispose d'un profil complet pouvant être utilisé pour imager

d'éventuels défauts, soit avec la même acquisition FMC, soit en utilisant la CAO générée et l'appliquer aux méthodes d'imagerie standard.

La méthode décrite ci-dessus a été validée expérimentalement sur le profil B de la pièce, le capteur étant positionné à cheval sur la partie plane et le bourrelet (Figure 1-25). La configuration matérielle utilisée est reprise dans le Tableau 1-1.

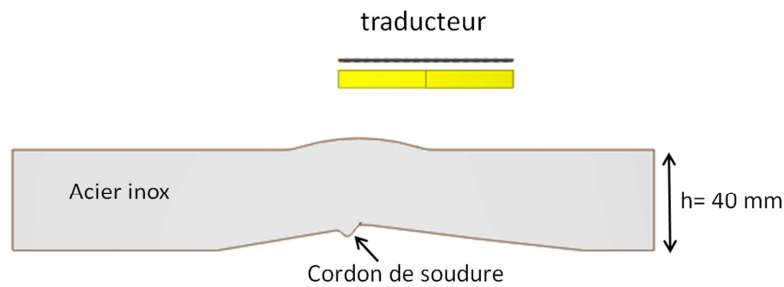


Figure 1-25 : Configuration expérimentale utilisée pour évaluer la reconstruction de profil par l'imagerie FTP.

Tableau 1-1 : Paramètres de la configuration expérimentale.

Traducteur		Pièce			Entaille				
Fréquence	N	Largeur d'un élément	Espace inter-éléments	h_{eau}	c_L	c_T	Longueur	angle	Distance/fond
5MHz	128	0,55 mm	0,8 mm	20 mm	5740 m/s	3080 m/s	3,5 mm	-20°	0 mm

Les Figures 1-26(a) et (b) présentent respectivement les images FTP de la surface et du fond de pièce. Le traitement de ces deux images fournit les profils reportés sur la Figure 1-27 et la Figure 1-28. Pour évaluer la précision de la méthode, ces profils sont comparés avec le profil théorique. Le profil de la surface est également comparé à celui issu de la méthode d'apprentissage par détection de temps de vol. Nous constatons sur la Figure 1-27 que la surface obtenue par imagerie synthétique se superpose très bien à la surface théorique. Ce n'est pas le cas du profil obtenu par la méthode de détection des temps de vol qui s'avère être moins précise pour reconstruire la jonction entre la partie plane de la pièce et le bourrelet. Un écart de 0,35 mm entre le profil reconstruit et le profil théorique est mesuré dans ce cas de figure.

La Figure 1-28 compare le profil théorique du fond de pièce avec le profil issu de la nouvelle méthode. On remarque que les résultats issus de la méthode FTP sont moins précis que ceux que nous avons obtenus pour la surface. Le fond incliné à 10° est très bien reconstruit alors que ce n'est pas le cas du cordon de soudure. Ce résultat n'est pas surprenant,

car comme le montre la Figure 1-26(b), le bas du cordon n'est quasiment pas imagé. L'image ne fait pas ressortir d'information sur cette partie de la pièce à cause de sa géométrie et de la position du capteur (le bas du cordon est à la limite de l'ouverture du capteur).

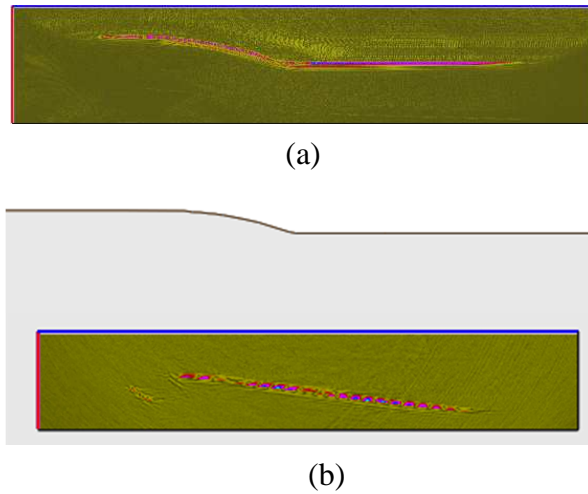


Figure 1-26 : Imagerie FTP de la pièce au profil complexe. (a) Image FTP de la surface, (b) image FTP du fond.

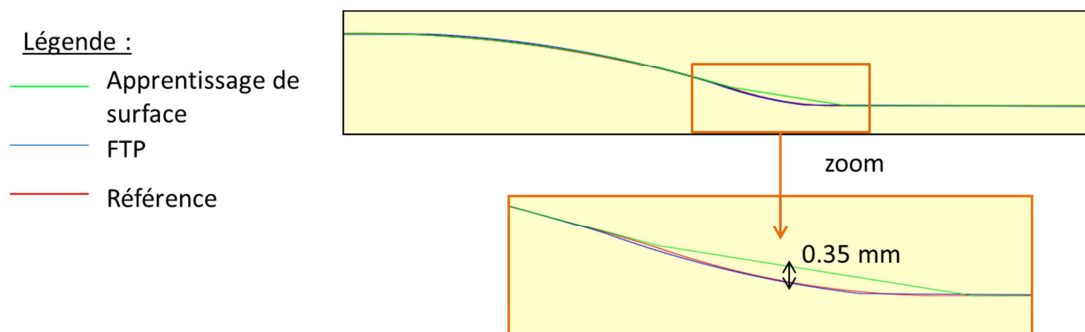


Figure 1-27 : Comparaison des profils de la surface de la pièce. Le profil théorique est en rouge, celui obtenu avec FTP est en bleu et celui obtenu avec la méthode des temps de vol est en vert.

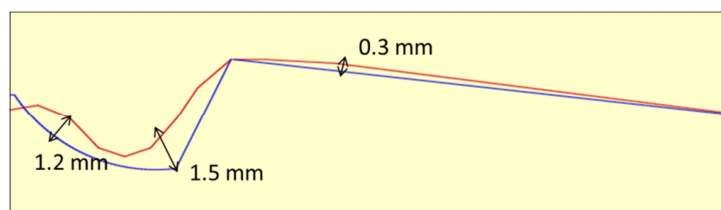


Figure 1-28 : Comparaison des profils du fond de la pièce. Le profil théorique est en rouge, le profil reconstruit par FTP est en bleu.

3.2. Paramètres de contrôle et de mesures

3.2.1. Configurations de contrôle

Les méthodes décrites dans ce chapitre sont évaluées sur leur capacité à détecter et imager deux types de défauts (volumiques et de type fissure) situés dans une pièce de géométrie complexe au contact et en immersion. La position des transducteurs est choisie de manière à pouvoir détecter l'entaille avec un angle de 45°. Elle nous permet aussi d'étudier l'influence de la complexité de la surface puisqu'elle place le centre des capteurs à la jonction entre la partie plane et le bourrelet de soudure. La Figure 1-29(a) illustre la configuration en immersion tandis que la Figure 1-29(b) montre celle au contact.

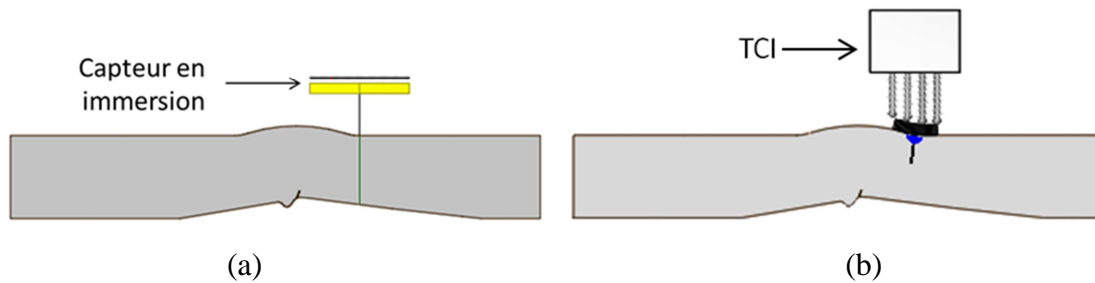


Figure 1-29 : Configuration expérimentale de contrôle (a) en immersion, (b) au contact.

Les expérimentations menées au contact ont été réalisées à l'aide d'un transducteur flexible composé de 24 éléments fonctionnant à la fréquence centrale de 4 MHz. Le pas inter-éléments étant de 0,9 mm, l'ouverture du capteur vaut donc 21,3 mm. En immersion, les acquisitions sont réalisées à l'aide d'une barrette composée de 128 éléments inter-espacés de 0,6 mm et fonctionnant à la fréquence centrale de 5 MHz. La hauteur d'eau utilisée est de 20 mm. Afin de comparer les différents résultats, l'ouverture active de la barrette en immersion a été réduite à 36 éléments pour conserver des caractéristiques de faisceau équivalentes en immersion et au contact. Avec cette ouverture, les faisceaux simulés avec CIVA (focalisation selon 0° à 30 mm de profondeur) sur la Figure 1-30, sont très proches. Les caractéristiques des faisceaux à -3 dB sont reportées dans le Tableau 1-2 pour les configurations contact et immersion.

Tableau 1-2 : Caractéristiques physiques de la tache focale à -3dB des champs simulés avec le TCI et le capteur standard.

	TCI	Capteur standard
Largeur de la tâche focale (mm)	1,72	1,74
Longueur de tâche focale (mm)	17,44	21,16
Amplitude maximale (points)	0,83	0,88

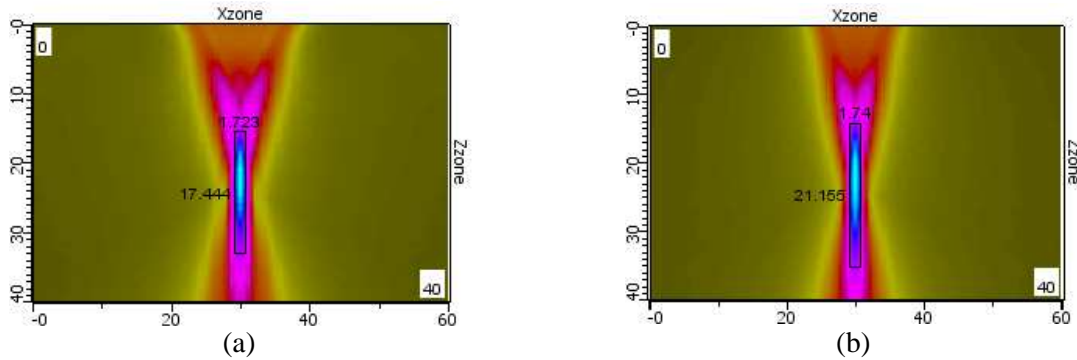


Figure 1-30 : Simulation du champ acoustique émis (a) par le Traducteur Contact Intelligent, (b) par le capteur en immersion.

Les réglages appliqués aux différentes méthodes employées sont repris dans le Tableau 1-3.

Tableau 1-3 : Réglages appliqués expérimentalement.

Balayage angle et profondeur	Balayage électronique simple	DDF + balayage électronique	FTP	DORT
Balayage de -60° à $+60^\circ$ pour les TG, -60° à 0° pour l'entaille Focalisation à 30 mm de profondeur	Focalisation angle (-45°) et profondeur (30 mm)	Émission : focalisation angle (-45°) et profondeur (30 mm) Réception : focalisation dynamique (entre 20 et 40 mm par pas de 1 mm) le long de l'axe de tir défini en émission (-45°)	FMC	FMC

3.2.2. Étalonnage et mesure de bruit

Les capacités de chacune des méthodes sont quantifiées par des mesures d'amplitude et de Rapport Signal à Bruit (RSB). Ces deux mesures sont exprimées en décibel (dB).

Les amplitudes reportées dans la suite ont pour référence l'amplitude maximale mesurée sur l'Ascan (pour les méthodes échographiques), ou bien l'image FTP obtenue lorsque le Trou Génératrice n°5 (TG5) est détecté à 45° avec le capteur situé au-dessus de la partie plane de la pièce (Figure 1-31). La numérotation des TGs suit celle de la Figure 1-31.

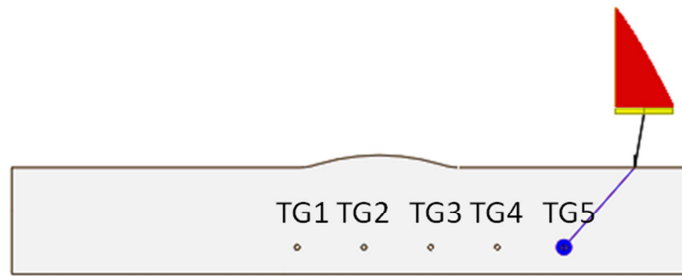


Figure 1-31 : Configuration de mesure de l'amplitude de référence. L'amplitude maximale est mesurée sur le signal du Trou Génératrice (TG) n°5 détecté à 45°.

Le Rapport Signal à Bruit est calculé selon la formule suivante :

$$RSB = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{signal}}{A_{bruit}} \right) \quad (1-23)$$

où A_{signal} correspond à l'amplitude maximale mesurée sur l'écho de défaut, tandis que A_{bruit} correspond à l'amplitude du bruit mesurée à proximité du défaut. Le niveau de bruit retenu est égal au niveau de bruit maximal (en valeur absolue) mesuré diminué de 3 dB (Figure 1-32).

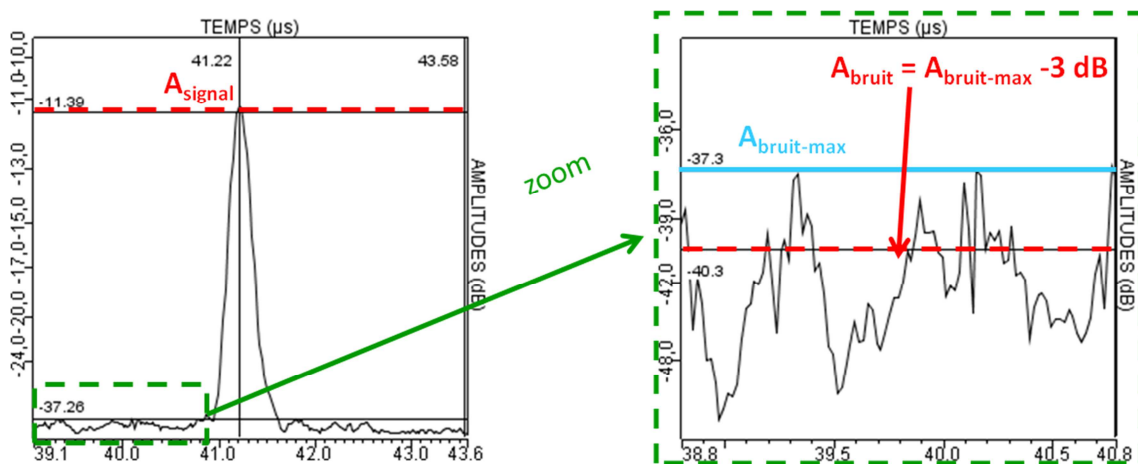


Figure 1-32 : Protocole de mesure des rapports signal à bruit.

3.3. Évaluation avec des défauts canoniques : trous génératrices

3.3.1. Résultats expérimentaux

Les méthodes d'inspection présentées plus tôt dans ce chapitre sont évaluées, dans un premier temps, sur leur capacité à détecter et imager un défaut volumique artificiel de type Trou Génératrice (TG).

Les Figures 1-33 à 1-36 présentent les images fournies par les trois méthodes échographiques standards (balayage angulaire, balayage électronique et DDF) et l'imagerie FTP dans la configuration immersion. Le Tableau 1-4 reprend les mesures d'amplitude et de RSB effectuées pour chaque TG de la pièce.

Compte tenu de la faible ouverture du transducteur flexible (24 éléments), le balayage électronique présente peu d'intérêt pour l'imagerie au contact. Nous nous contentons donc de présenter le résultat obtenu en balayage mécanique (Figure 1-37). Puisque pour les autres méthodes d'inspection (balayage angulaire, balayage électronique, FTP), la configuration de contrôle (immersion ou contact) ne modifie pas significativement les résultats obtenus, seuls les résultats obtenus en immersion seront présentés, pour plus de clarté.

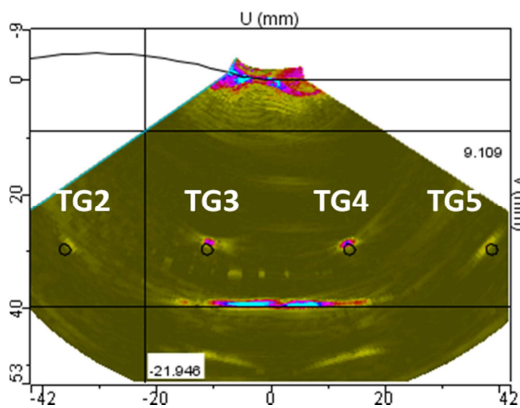


Figure 1-33 : Bscan sectoriel obtenu par balayage angulaire de -60 à 60°.

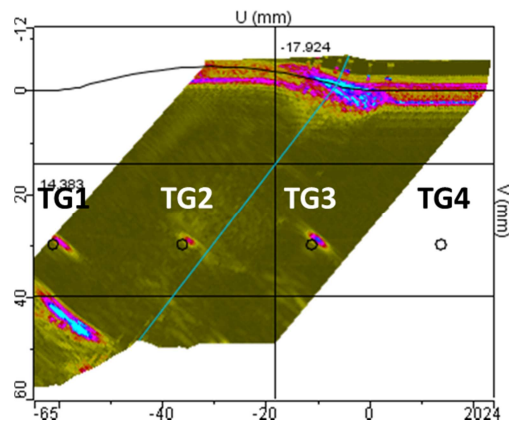


Figure 1-34 : Bscan électronique avec focalisation à 45°.

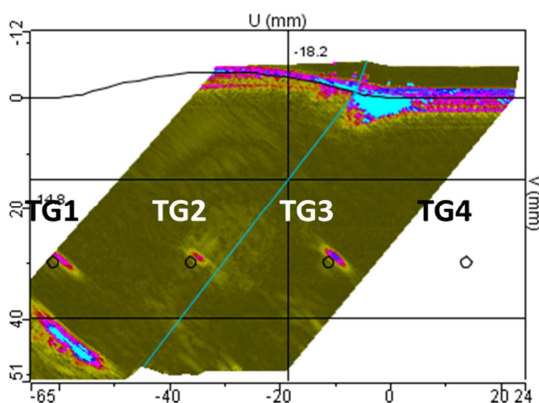


Figure 1-35 : Bscan électronique avec focalisation à 45° en émission et algorithme de focalisation dynamique en réception.

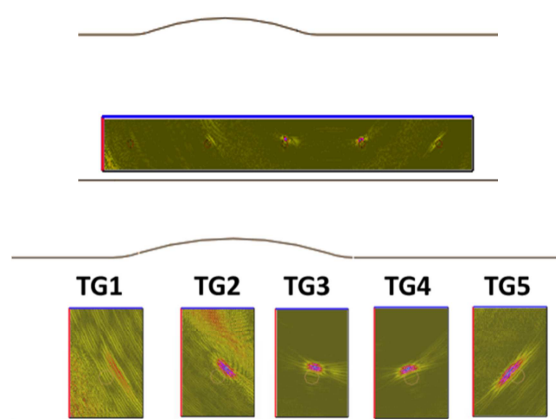


Figure 1-36 : Images FTP des 5 TG avec le mode direct LL (Longitudinal-Longitudinal).

Tableau 1-4 : Amplitude et RSB mesurés en immersion pour la série de TG.

		Balayage angulaire	Balayage électronique	DDF	FTP
Amplitude (dB)	TG1	Non détecté	-4	-4	-19
	TG2	-7	-7	-6	-5
	TG3	6	-1	-1	8
	TG4	7	Non détecté	Non détecté	9
	TG5	-5	Non détecté	Non détecté	-3
RSB (dB)	TG1	Non détecté	36	36	6
	TG2	30	27	28	16
	TG3	43	39	39	29
	TG4	45	Non détecté	Non détecté	30
	TG5	32	Non détecté	Non détecté	18

Dans un premier temps, l'analyse qualitative des Bscans et des images obtenues montre que, selon la méthode employée, le nombre de TGs détectés et imagés n'est pas le même. Ainsi, alors que l'imagerie FTP et le balayage angulaire rendent possible le contrôle de tous les TGs de la pièce (excepté le TG1 pour le balayage angulaire), le balayage électronique, avec ou sans DDF, est limité à la détection des 3 premiers défauts.

Le balayage angulaire et l'imagerie FTP fournissent des images dont les dimensions ne sont pas limitées par le nombre d'éléments du traducteur employé. Ces deux méthodes exploitent la directivité des éléments et les capacités de déviation du faisceau acoustique (balayage angulaire) pour obtenir l'image d'un défaut localisé en dehors de l'ouverture du capteur. Les dimensions de l'image dépendent uniquement des paramètres choisis par l'expérimentateur (plage angulaire pour le balayage angulaire ou définition de la région d'intérêt pour l'imagerie FTP). La taille de la zone à imager peut être donc aussi grande que souhaitée mais la qualité d'image, en termes de niveau de détection, n'est pas uniforme sur l'ensemble de l'image. En effet, on voit sur les images issues de ces deux méthodes (Figure 1-33 et Figure 1-36) que les défauts situés en dehors de l'ouverture du capteur (TG1, TG2 et TG5) sont moins bien imagés que les TG3 et TG4 qui sont localisés sous le traducteur. Cela se traduit par d'importants écarts d'amplitudes (Tableau 1-4). Plus un défaut est éloigné de l'ouverture du capteur, plus sa détection sera mauvaise compte tenu de la directivité des éléments. De plus, dans le cas présent, la géométrie de la pièce influe aussi sur la qualité de l'imagerie. Alors que le TG1 et le TG5 sont situés à des distances quasiment équivalentes de l'axe du capteur, on remarque sur l'image FTP que le TG1 (situé sous la partie complexe) est moins bien imagé que le TG5 (situé sous la partie plane).

Le balayage angulaire et la FTP ont donc comme point commun de pouvoir imager une zone étendue. Les différences d'amplitudes mesurées entre les TGs sont liées à leur position dans la pièce et à leur position par rapport à l'ouverture du capteur. Néanmoins, ces deux méthodes diffèrent au niveau de la résolution de l'image et du Rapport Signal à Bruit. Ainsi, même avec un nombre de tirs réduit (32 tirs, au lieu de 120 pour le balayage angulaire),

l'algorithme d'imagerie synthétique génère une image plus résolue et cela pour tous les points de la région imagée. Ce n'est pas le cas du balayage angulaire pour lequel la résolution est optimisée uniquement à la profondeur de focalisation et pour un nombre de tirs plus important (120 tirs). Les deux méthodes se différencient aussi par les niveaux de RSB mesurés. Le Tableau 1-4 montre que les images FTP sont caractérisées par un faible RSB comparativement à la méthode d'imagerie conventionnelle. Le balayage angulaire fournit des images avec un RSB supérieur d'environ 14 dB par rapport à celui mesuré sur les images FTP. Ce résultat est en accord avec la théorie. En effet, dans un système d'acquisition, le signal est proportionnel au nombre d'éléments participant, par tir, en émission (N_e) tandis que le bruit est inversement proportionnel à la racine carrée du nombre de signaux reçus (N_r) [18, 19]. Le RSB des images échographiques standards peut donc être estimé à :

$$Signal \propto N_e \quad (1-24)$$

$$Bruit \propto 1/\sqrt{N_r} \quad (1-25)$$

$$RSB_{\text{écho}} = \frac{Signal}{Bruit} \propto N_e \sqrt{N_r} \quad (1-26)$$

Les acquisitions FMC post-traitées dans l'imagerie FTP n'utilisent qu'un seul élément par tir ($N_e = 1$). Le nombre de signaux, N_r , pour former l'image est donné par les dimensions de la matrice $\mathbf{K}(t)$, soit $N_t \times N_{recep}$ où N_t est le nombre de tirs et N_{recep} le nombre d'éléments utilisés en réception. Par conséquent, le RSB d'un système d'imagerie synthétique est proportionnel à la racine carrée du produit du nombre d'éléments récepteurs avec celui du nombre de tirs :

$$RSB_{FTP} \propto \sqrt{N_t N_{recep}} \quad (1-27)$$

Si l'on considère une barrette linéaire de N éléments, en mode échographique standard on a $N_e = N_r = N$, l'équation (1-26) s'écrit donc :

$$RSB_{\text{écho}} = N\sqrt{N} \quad (1-28)$$

Par contre, pour l'imagerie FTP, on a $N_t = N_{recep} = N$, donc l'équation (1-27) devient :

$$RSB_{FTP} = \sqrt{NN} = N \quad (1-29)$$

Ainsi, si l'on compare les équations (1-28) et (1-29), on remarque que le RSB d'une image FTP est plus faible d'un facteur \sqrt{N} par rapport à celui d'un système d'imagerie conventionnelle. Dans notre cas de figure, avec $N=36$, l'écart de RSB vaut en théorie $20 \log(\sqrt{N}) = 15$ dB. Cette valeur théorique est quasi conforme à celle expérimentale (14 dB).

Dans le cas d'un balayage électronique, que la réception soit focalisée en un seul point ou effectuée dynamiquement sur plusieurs profondeurs, les Bscans obtenus sont similaires : Ils imagent uniquement les 3 premiers TGs. Les TG4 et TG5 ne sont pas détectés compte tenu des réglages appliqués (plus particulièrement l'angle de tir) et de l'ouverture du transducteur employé. En effet, la taille des Bscans issus d'un balayage électronique dépend du nombre d'éléments composant le capteur sur lequel s'effectue le déplacement de la sous-ouverture émettrice. Avec un capteur possédant 128 éléments, le déplacement d'une sous-ouverture active de 36 éléments avec un pas de 1 élément n'autorise que 93 positions, ce qui limite la largeur du Bscan à 55 mm environ (93 x 0,6mm).

Le Tableau 1-4 montre que les relevés d'amplitude et de RSB effectués sur les Bscans issus des deux méthodes sont identiques. La configuration dans laquelle sont disposés les trous génératrices dans la pièce (tous à 30 mm de profondeur) ne met pas en avant de différence entre les deux techniques. La focalisation dynamique n'apporte pas ici d'amélioration significative de la qualité de l'image obtenue. Ainsi, quelle que soit la méthode employée, on remarque que le TG3 reste le défaut le mieux détecté (-1 dB) alors que le TG2 est le moins bien détecté (-7 dB). Cet écart est essentiellement dû à la géométrie de la pièce. En effet, la sous-ouverture est située au-dessus de la partie plane lorsque le TG3 est détecté à 45°. Il s'agit de la même configuration avec laquelle on a mesuré la référence ce qui explique pourquoi on ne mesure que très peu de différence (-1 dB). Ce n'est pas le cas du TG2 qui est détecté alors que la sous-ouverture se situe au-dessus de la jonction entre la partie plane et le cordon de soudure. Il s'agit de la partie de la pièce pour laquelle la détection est la plus faible, compte tenu de la complexité de la surface et de l'épaisseur de pièce plus longue à parcourir. Le balayage électronique (avec ou sans DDF) est une méthode adaptée à l'inspection de pièces à géométrie complexe. En effet, il remplace électroniquement un axe de balayage mécanique lorsqu'il n'est pas possible de déplacer et d'assurer un couplage optimal entre les irrégularités du profil rencontré et le transducteur (rigide). Le problème ne se pose cependant pas pour les transducteurs flexibles. La Figure 1-37 présente le résultat du Bscan mécanique produit par le déplacement sur la pièce du transducteur flexible décrit à la section 1.4.2. Les paramètres d'acquisition sont identiques à ceux appliqués en immersion (focalisation à 45° et 30 mm de profondeur en émission et la réception). Le Tableau 1-5 reprend les amplitudes et les RSB mesurés sur le Bscan mécanique. Il montre que, contrairement au contrôle en immersion par balayage électronique, tous les TGs sont détectés,

avec la même amplitude (± 2 dB). En adaptant à la géométrie locale de la pièce les lois de retards qui maintiennent constantes les caractéristiques du faisceau ultrasonore le long du déplacement, le profilomètre permet de détecter l'ensemble des défauts de manière équivalente.

A la différence du balayage mécanique dont la résolution des images est déterminée par le pas d'acquisition (ici 0,5 mm) la résolution des images issues d'un balayage électronique dépend du pas du capteur (ici égal à 0,6 mm). Compte tenu de la largeur de la tache focale produite par les 36 éléments (1,74 mm), la résolution spatiale des Bscans est donc satisfaisante.

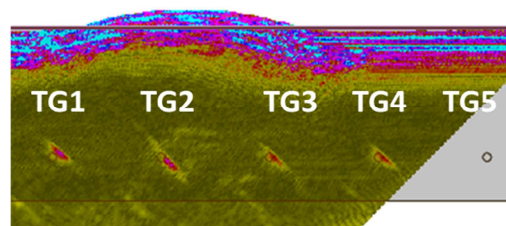


Figure 1-37 : Bscan mécanique avec le Traducteur Contact Intelligent et une focalisation à 45°.

Tableau 1-5 : Amplitude et RSB mesurés au contact pour la série de TGs. L'amplitude de référence est mesurée sur le Ascan correspondant à la détection en ondes longitudinales à 45° du TG1, avec le TCI posé sur la partie plane de la pièce

	Amplitude (dB)	RSB (dB)
TG1	-2	26
TG2	-2	26
TG3	-4	26
TG4	-4	26
TG5	Non détecté	Non détecté

La méthode DORT est une méthode de détection et d'autofocalisation qui, contrairement aux méthodes échographiques standards et à l'imagerie par focalisation synthétique, ne fournit pas d'image des défauts. Cependant, nous verrons dans le chapitre 3 qu'elle peut être utilisée pour améliorer significativement l'imagerie FTP. Pour l'instant, il s'agit d'évaluer les capacités de détection de la méthode DORT dans le cas d'une pièce complexe en immersion.

En pratique, pour appliquer le traitement DORT, on sélectionne une fenêtre temporelle de traitement supposée contenir les échos d'éventuels défauts. Cette fenêtre est choisie en observant les Bscans voies (représentation des signaux élémentaires reçus par tous les éléments) issus de l'acquisition FMC. La Figure 1-38 illustre le choix de la fenêtre temporelle en prenant pour exemple les Bscans voies enregistrés pour les séquences 1, 18 et 36. L'analyse de l'ensemble des 36 Bscans conduit à la sélection d'une fenêtre temporelle ($34 \mu s \leq t \leq 38,6 \mu s$) ne contenant que les échos des TGs.

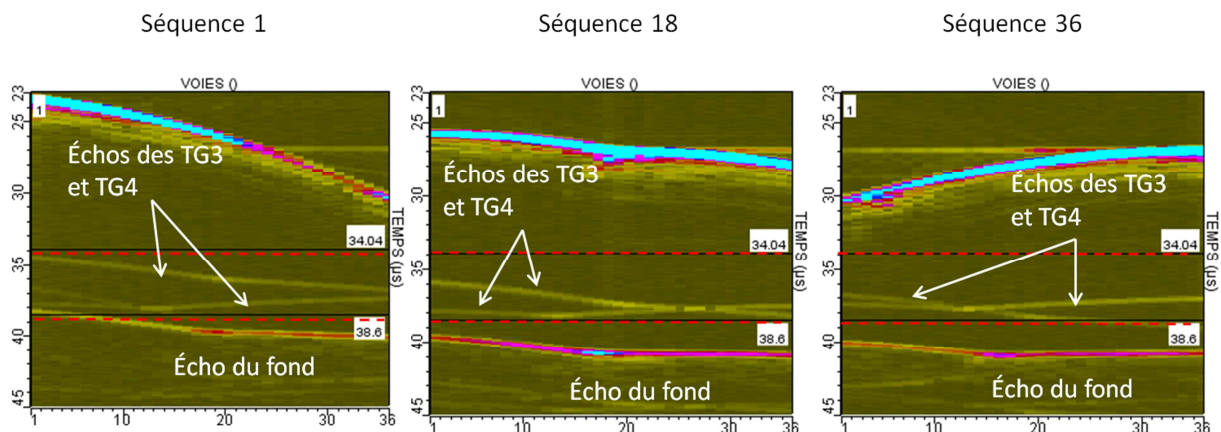


Figure 1-38 : Bscans voies pour les séquences 1, 18 et 36.

Le Tableau 1-6 regroupe les résultats apportés par la méthode DORT appliquée à la détection des TGs de la pièce.

La SVD de la matrice de transfert $\mathbf{K}(\omega)$ a été effectuée dans la bande passante du capteur, de 3 à 7 MHz. On obtient la distribution des valeurs singulières sur la Figure 1-39 dans laquelle on voit clairement le détachement des deux premières valeurs singulières (courbes bleues et vertes). Compte tenu de la fenêtre temporelle choisie et de la position des TG3 et TG4 par rapport au capteur (les défauts sont situés sous l'ouverture du traducteur), on peut légitimement supposer que ces valeurs singulières sont associées à ces deux défauts. Pour le confirmer, les lois de retards associées aux deux premières valeurs singulières ont été calculées à la fréquence pour laquelle on observe le détachement le plus fort. Ces lois, obtenues expérimentalement et sans connaissance *a priori* de la géométrie de la pièce, sont extraites de la phase des deux premiers vecteurs singuliers à la fréquence $f = 4,5$ MHz. Elles sont alors comparées avec les lois calculées avec CIVA pour focaliser sur chacun des défauts. La Figure 1-40 et la Figure 1-41 montrent la bonne superposition des différentes lois et confirment que les deux défauts détectés sont effectivement les TG3 et TG4. Le résultat du calcul de champ réalisé avec les lois de retards obtenues expérimentalement est présenté sur la Figure 1-42. Comme attendu, les faisceaux sont bien focalisés à l'emplacement des TG3 et TG4. Ces résultats confirment que la méthode DORT est une méthode efficace de détection et de focalisation ne nécessitant pas la connaissance du profil de la pièce lorsqu'elle est appliquée à des défauts ayant un rayonnement isotrope.

Il est à noter que les TG1 et TG2 sont plus difficilement détectables. Pour y parvenir, la fenêtre de traitement DORT doit être suffisamment longue pour inclure les échos des défauts les plus éloignés. La fenêtre contient alors l'écho de fond de pièce qui, sur la distribution des valeurs singulières, va faire apparaître un continuum de valeurs singulières plus fortes que celles associées aux défauts [23].

Tableau 1-6 : Résultats fournis la méthode DORT appliquée à la détection des TG.

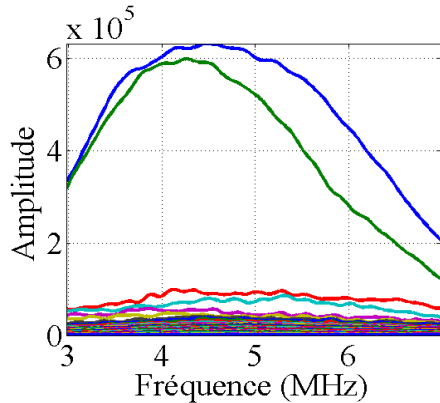


Figure 1-39 : Distribution des valeurs singulières dans la bande-passante du transducteur.

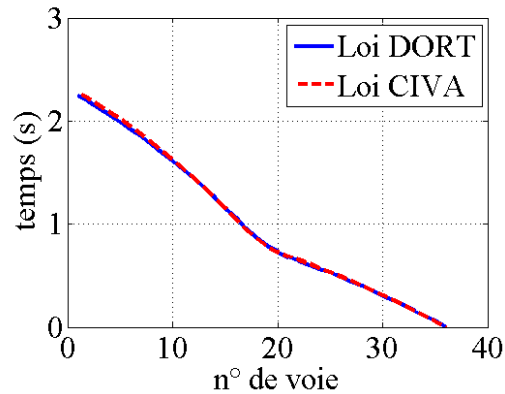


Figure 1-40 : Comparaison de la loi de retards calculée avec CIVA pour focaliser sur le TG3 (en rouge) avec celle fournie par la méthode DORT (en bleu).

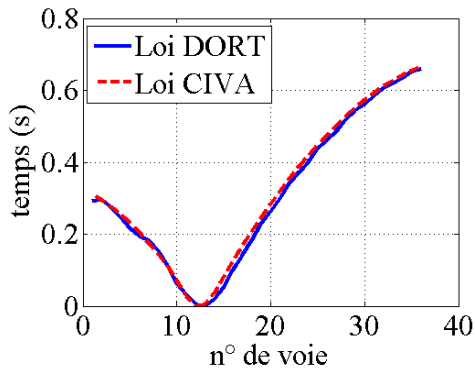


Figure 1-41 : Comparaison de la loi de retards calculée avec CIVA pour focaliser sur le TG4 (en rouge) avec celle fournie par la méthode DORT (en bleu).

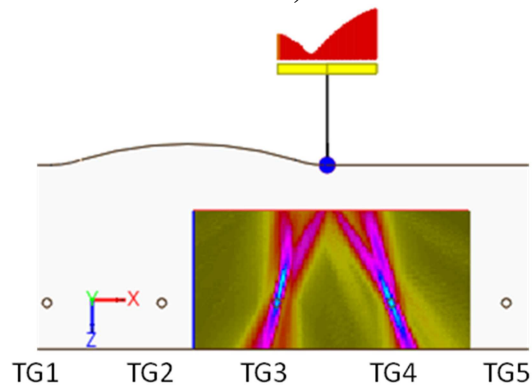


Figure 1-42 : Image des champs générés par les lois de retards issues de la méthode DORT confirmant la focalisation sur les TG3 et TG4.

3.3.2. Conclusion

Les méthodes d'inspection présentées dans la section 2 ont été appliquées à la détection et l'imagerie de défauts volumiques dans une pièce de géométrie complexe. Le Tableau 1-7 regroupe les avantages et inconvénients constatés lors de l'étude. La méthode de balayage angulaire et l'imagerie FTP sont les techniques les mieux adaptées pour détecter les TGs, notamment en immersion. En effet, bien que nous ayons démontré que la méthode DORT était une méthode de détection efficace et qui, à la différence des autres techniques, s'affranchit de la connaissance de la surface, elle ne permet pas d'imager les défauts.

Tableau 1-7 : Avantages et inconvénients des méthodes de CND étudiées appliquées à la détection de TG dans une pièce de géométrie complexe.

	Avantages	Inconvénients
Balayage angulaire focalisé	Bon RSB Secteur inspecté large	Taille et résolution du Bscan angulaire limité par le nombre de tirs Focalisation à une seule profondeur
Balayage électronique focalisé	Bon RSB	Taille du Bscan angulaire limité par l'ouverture du capteur Focalisation à une seule profondeur
DDF	Bon RSB Focalisation sur plusieurs profondeurs selon un axe de tir	Taille du Bscan angulaire limité par l'ouverture du capteur
FTP	Image haute résolution (focalisation en tous points de l'image) Taille de la zone à imager « illimitée »	RSB inférieur à celui mesuré sur les Bscans Nombre de données à post-traiter
DORT	Détection et focalisation sans connaissance précise de la géométrie de la pièce	Pas d'image Nombre de données à post-traiter

Le balayage électronique, avec ou sans DDF, fournit des images dont la dimension latérale est restreinte par l'ouverture du traducteur. Ce n'est pas le cas pour le balayage angulaire et l'imagerie FTP qui exploitent la directivité des éléments et les capacités de déviation des technologies multiéléments pour générer des images de grande taille. Néanmoins, ces deux méthodes diffèrent sur 3 points : le temps de calcul, la résolution des images, et le Rapport Signal à Bruit.

Le principal inconvénient de l'imagerie FTP est le grand nombre de données à traiter pour construire une image. Contrairement à l'algorithme de balayage angulaire, embarqué dans les systèmes d'acquisition actuels, la détection et l'imagerie des défauts par Focalisation en Tous Points ne sont pas immédiates. Néanmoins, l'algorithme FTP permet d'imager une grande zone avec une résolution optimale en tous ses points. Ce n'est pas le cas des images échographiques pour lesquelles la résolution est maximale uniquement aux points de focalisation. Cette résolution est limitée par le nombre de tirs pour le balayage angulaire, et par le pas inter-éléments du traducteur pour les Bscans produits par balayage électroniques. Nous avons aussi constaté que les images échographiques produites par balayage échographique présentent un rapport signal à bruit plus élevé que les images FTP. Néanmoins, compte tenu de la nature peu bruitée du matériau constituant la pièce, cette différence n'impacte pas significativement la qualité de l'image FTP.

3.4. Evaluation sur un défaut de type fissure : petite entaille inclinée

Dans le paragraphe 3.3, les différentes méthodes de CND ont été évaluées sur des défauts volumiques. Ici, nous présenterons les résultats obtenus lorsque ces mêmes méthodes sont utilisées pour détecter un défaut plus réaliste, à savoir une entaille de hauteur 3,5 mm, inclinée selon un angle de 20° et située à proximité d'une géométrie représentant un cordon de soudure. Cette étude permettra d'évaluer le potentiel des différentes méthodes pour des applications industrielles visant à détecter des défauts de type fissures se formant au sein des soudures.

3.4.1. Résultats expérimentaux

Les Figures 1-43 à 1-46 présentent les images fournies par les trois méthodes échographiques standards (balayage angulaire, balayage électronique et DDF) et l'imagerie FTP, dans la configuration immersion. Les résultats obtenus avec le TCI étant très proches, nous ne les présentons pas ici, par souci de clarté. Les relevés d'amplitude et de RSB sont repris dans le Tableau 1-8.

Tableau 1-8 : Amplitude et RSB mesurés sur l'entaille. Les amplitudes sont référencées par rapport à l'amplitude de référence c'est-à-dire celle mesurée sur le TG1 détecté à 45° avec le capteur au-dessus de la partie plane de la pièce.

		Balayage angulaire	Balayage électronique	DDF	FTP en mode direct LL
Amplitude (dB)	Echo de coin	-9	-12	-12	2
	Echo de diffraction	-21	-23	-24	-9
RSB (dB)	Echo de coin	24	25	25	13
	Echo de diffraction	16	17	16	4

Que ce soit avec les méthodes échographiques standards (Figure 1-43 à Figure 1-45) ou par imagerie FTP (Figure 1-46), il est possible de détecter et d'imager l'entaille. En mode direct LL, l'entaille est caractérisée par deux échos de diffraction, celui provenant du haut de l'entaille et celui provenant du bas de l'entaille (communément appelé écho de coin). Dans notre configuration et pour toutes les techniques d'imagerie testées, l'écho de coin produit une réponse supérieure de 12 dB par rapport à l'écho de diffraction.

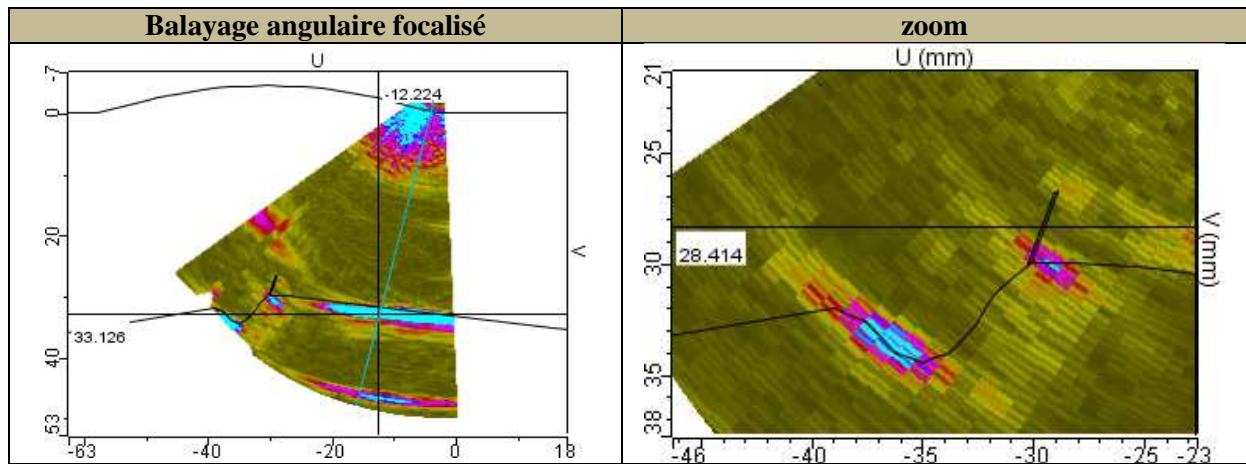


Figure 1-43 : Bscan sectoriel obtenu par balayage angulaire de 0 à 60°.

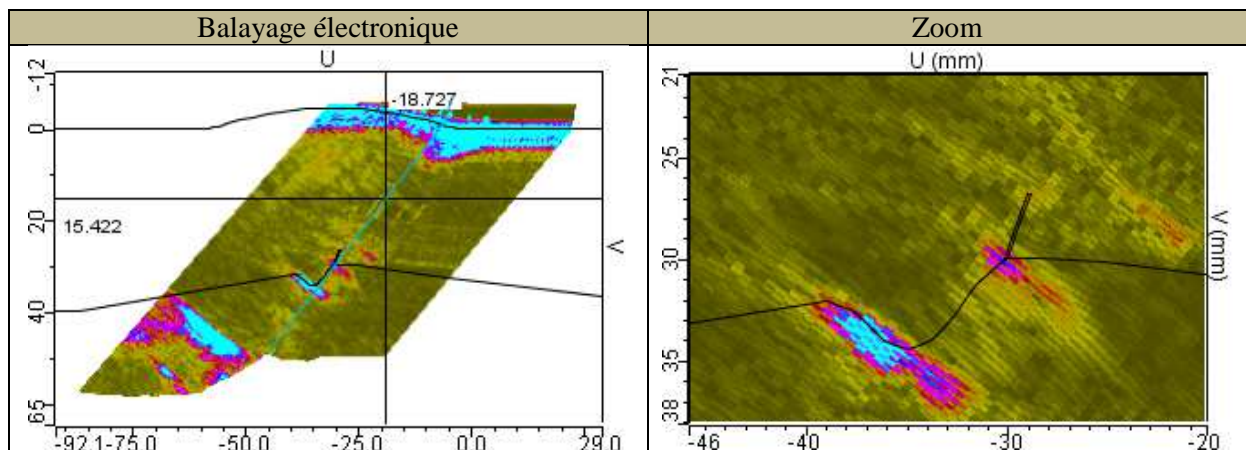


Figure 1-44 : Bscan électronique avec focalisation à 45°.

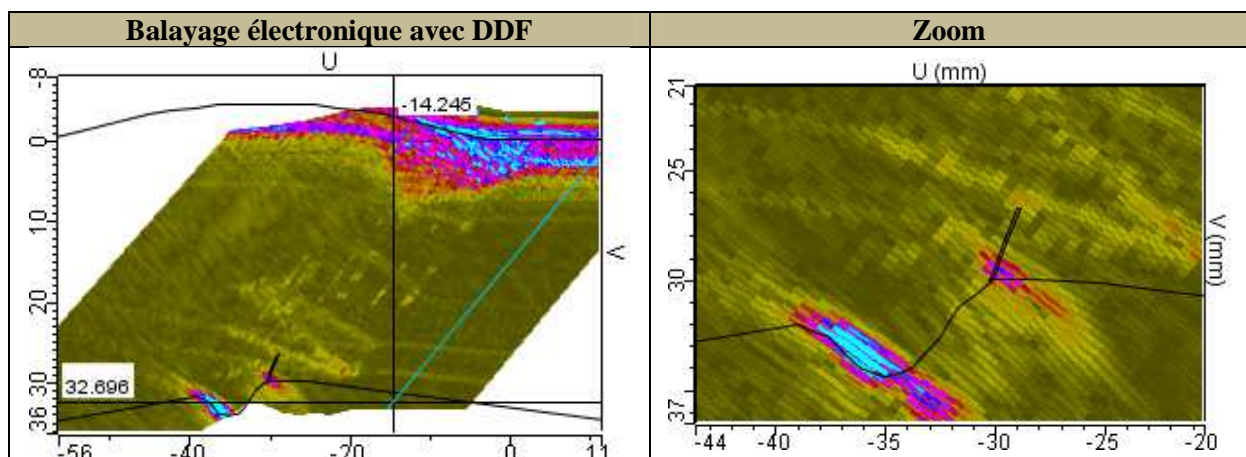


Figure 1-45 : Bscan électronique avec focalisation à 45° et algorithmme DDF en réception.

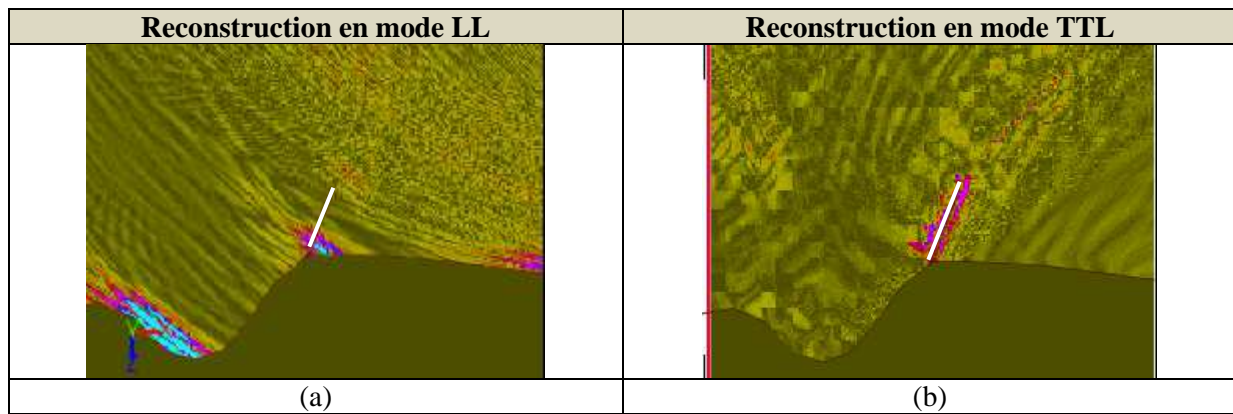


Figure 1-46 : Images FTP de l'entaille (a) en mode direct Longitudinal-Longitudinal, (b) en mode écho de coin Transverse-Transverse-Longitudinal.

Le Tableau 1-8 montre que les amplitudes et les RSB mesurés sur les Bscans issus des trois méthodes échographiques sont identiques à 3 dB près. Malgré cela, l'analyse qualitative des trois Bscans fait apparaître quelques différences. Ainsi, la méthode de balayage angulaire est celle qui fournit une image de l'entaille la plus « claire », c'est-à-dire pour laquelle les échos de diffraction sont les mieux imagés, les mieux résolus. En effet, le balayage angulaire permet d'attaquer le défaut selon plusieurs directions, ce qui s'avère particulièrement efficace lorsque ce dernier est incliné. Ce n'est pas le cas des méthodes de balayage électronique où l'angle de tir reste fixe le long du déplacement. Par ailleurs, que la réception soit focalisée en une profondeur ou qu'elle soit focalisée dynamiquement en plusieurs profondeurs, on obtient quasiment les mêmes Bscans. Les mesures d'amplitude et de RSB sont les mêmes au dB près. Néanmoins, on relève une légère différence au niveau de l'écho de diffraction du haut de l'entaille. Ce dernier apparaît légèrement moins résolu, moins « net » sans DDF. Cette différence, bien que minime, est due à la focalisation en plusieurs points en réception. L'entaille mesurant 3,5 mm (soit environ 3 longueurs d'onde (3λ)), les points de focalisation placés tous les millimètres ($\approx 0,9\lambda$) assurent une résolution maximale sur toute la longueur de l'entaille.

A la différence des méthodes échographiques standards, l'imagerie FTP fournit deux représentations de l'entaille. La reconstruction en mode direct LL (Figure 1-46(a)), donne une image « classique » de l'entaille, qui reste caractérisée par ses deux échos de diffraction. Au contraire, la reconstruction en mode écho de coin TTL permet d'imager l'entaille sur toute sa longueur (Figure 1-46(b)). Par ailleurs, on peut noter que, contrairement au mode direct, le mode écho de coin permet de s'affranchir de l'écho du cordon de soudure. La prise en compte du rebond de l'onde sur le fond de la pièce améliore donc la caractérisation du défaut et permet de s'affranchir de l'écho de géométrie lié au fond de la pièce (seule la signature acoustique du défaut est présente).

En dernière remarque sur les résultats fournis par FTP, on vérifie à nouveau que les images obtenues par imagerie synthétique présentent un RSB plus faible que celui de la méthode échographique de balayage angulaire. On constate ici une différence de 12 dB entre les deux images.

Nous avons montré dans la section 3.3 l'efficacité de la méthode DORT pour détecter et focaliser sur des défauts volumiques localisés sous une surface complexe. Ici, nous évaluons ses capacités à détecter un défaut de type fissure, débouchant en fond de pièce. Ainsi, notre étude se distingue de celles menées [14,24,18,23,25] sur la méthode DORT, qui portent majoritairement sur la détection et caractérisation de petits défauts volumiques (plus petits par rapport à la longueur d'onde), éloignés des interfaces de la pièce dans laquelle ils se trouvent. Les défauts rencontrés sur site présentent peu de similitudes avec ces défauts artificiels [20]. Il s'agit le plus souvent de fissures, apparaissant et se propageant à la racine d'un cordon de soudure, qu'il faut détecter le plus tôt possible avant rupture de la pièce.

En immersion, la méthode DORT ne nous a pas permis de détecter l'entaille. La distribution des valeurs singulières obtenue est un continuum. Ce résultat est caractéristique du traitement DORT en présence d'une interface (ici le fond) [23]. Il est alors difficile de conclure sur la présence ou non d'un défaut puisqu'il n'y a pas de réel détachement d'une valeur singulière par rapport aux autres. De plus, comme l'écho d'interface est beaucoup plus fort que celui du défaut, les valeurs singulières du fond dominent celles de l'entaille. Dans le but d'améliorer la détection de petits défauts proches d'une interface, Robert *et al.* proposent l'utilisation de la méthode DORT-1bit [23]. Dans la pratique, elle consiste à n'enregistrer que le signe des signaux inter-éléments reçus : si $k_{nm}(t) < 0$ alors $k_{nm}^{1-bit}(t) = +1$, si $k_{nm}(t) > 0$ alors $k_{ij}^{1-bit}(t) = -1$. Cette méthode, validée dans une configuration simple (capteur au contact d'une surface plane et défauts localisés sous l'ouverture du capteur), n'a pas montré son efficacité lorsque nous l'avons appliquée, en immersion pour détecter notre défaut situé à 45° du capteur sous une surface complexe.

La méthode DORT, appliquée au contact, fournit les résultats intéressants présentés sur la Figure 1-47. La SVD calculée entre 3 et 7 MHz, donne la distribution des valeurs singulières de la Figure 1-47(a). On constate qu'une valeur singulière est nettement plus forte (courbe rouge) que les autres. La loi de retards associée, extraite du vecteur propre à 4 MHz, est similaire à la loi théorique calculée avec CIVA pour focaliser sur le bas de l'entaille (Figure 1-48). Cela confirme que la première valeur singulière est bien associée à notre défaut. Le résultat du calcul de champ réalisé avec CIVA en appliquant la loi de retards fournie par DORT est donné sur la Figure 1-49. Comme attendu, le faisceau est bien orienté vers l'entaille (Figure 1-49(a)). La Figure 1-49(b) est une image du champ instantané pris à un temps correspondant au temps de vol pour capteur/entaille. On peut voir que le champ instantané est bien localisé sur l'entaille.

On précise que la fenêtre temporelle utilisée pour obtenir la SVD de la Figure 1-47(a) a été choisie pour contenir les échos situés à des temps de vol proches du temps de vol défaut/capteur. Sa largeur a été définie pour minimiser la proportion des échos du fond de pièce et du cordon de soudure. En effet, selon que la fenêtre contienne ou pas des échos du fond et du cordon de soudure, la distribution des valeurs singulières change énormément. Ainsi, une fenêtre temporelle plus large génère la distribution de la Figure 1-47 (b). Elle diffère énormément de celle obtenue avec une fenêtre plus étroite (Figure 1-47(a)) qui montre un continuum de valeurs singulières d'amplitudes proches. Des calculs de champs ont confirmé que les premiers vecteurs propres associés aux premières valeurs singulières ne permettaient pas de focaliser sur l'entaille mais plutôt sur le fond de la pièce.

Au vu de ces résultats, on peut affirmer qu'il est possible grâce à la méthode DORT de détecter des défauts de type fissure localisés dans une pièce au profil complexe. Néanmoins, on aura aussi pu se rendre compte que la méthode DORT pouvait être très sensible lorsqu'elle est appliquée à ce type de configuration où le défaut est à proximité d'une interface fortement écho-gène. Elle perd ainsi la robustesse dont elle peut faire preuve lorsqu'elle est utilisée dans des configurations plus simples (défauts volumiques loin d'une interface).

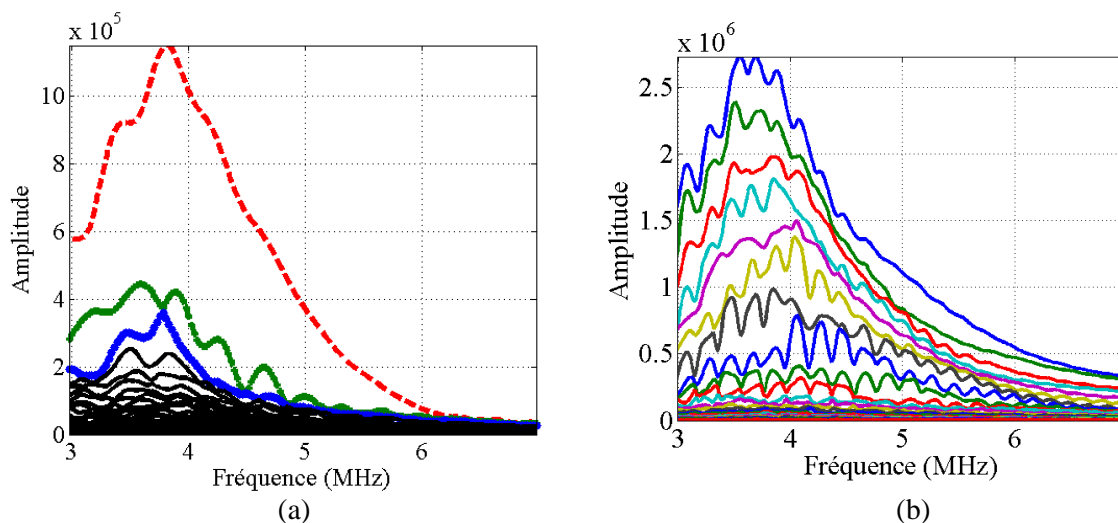


Figure 1-47 : Distribution des valeurs singulières (a) avec une fenêtre temporelle ajustée, (b) distribution sans ajustement de la fenêtre.

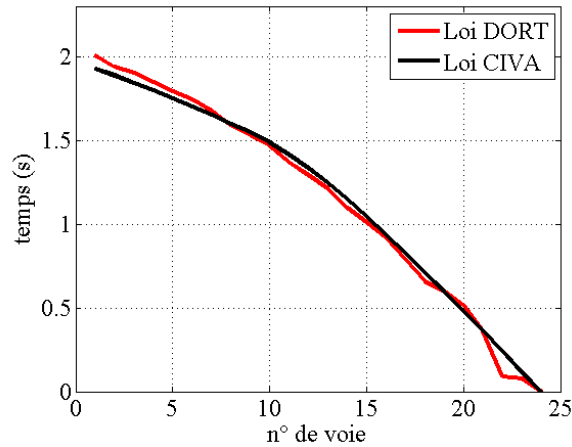


Figure 1-48 : Comparaison de la loi de retards calculée avec CIVA (en noir) avec celle fournie par la méthode DORT (en rouge).

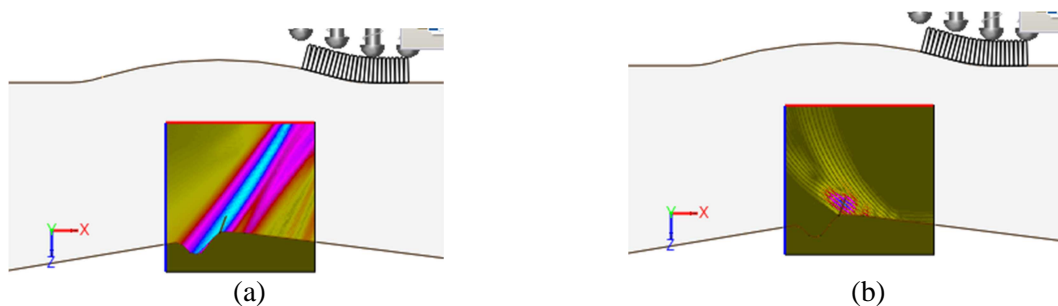


Figure 1-49 : Champ généré par la loi de retards issue de la méthode DORT. (a) faisceau transmis, (b) champ instantané incident sur l'entaille.

3.4.2. Conclusion

Les méthodes de CND par ultrasons présentées dans la section 2 ont été appliquées à la détection et l'imagerie d'une entaille débouchant sur le fond d'une pièce de géométrie complexe (surface et fond). Cette étude a permis de confirmer et de compléter la liste des avantages et inconvénients que nous avons relevés lorsque les méthodes ont été appliquées à la détection de défauts volumiques de type TGs.

Nous avons évalué les performances de détection de la méthode DORT sur une entaille située en fond de pièce. Si un tel défaut a pu être détecté, l'étude a également permis de nous rendre compte des inconvénients inhérents à la mise en œuvre de cette technique. En effet, la nature du défaut (défaut de type fissure) ainsi que sa position dans la pièce complexe (débouchante sur le fond) influe notablement sur la sensibilité de la méthode. Ainsi, pour être efficace, la fenêtre d'acquisition doit être choisie avec précision pour obtenir des résultats exploitables.

Toutes les méthodes d'imagerie échographiques standards permettent de détecter et d'imager l'entaille, qui est alors caractérisée par deux échos de diffraction. Les performances de détection de ces méthodes sont très proches. En effet, les relevés d'amplitude et de RSB montrent moins de 3 dB de différence. Cependant, qualitativement, la méthode de balayage angulaire est celle qui fournit le Bscan de meilleure qualité. Elle apparaît ainsi comme la technique la mieux adaptée pour imager un défaut incliné car la multitude des angles d'attaque maximise les chances de détection et améliore l'imagerie.

Tableau 1-9 : Avantages et inconvénients des méthodes de CND appliquées à la détection d'une entaille inclinée dans une pièce de géométrie complexe.

	Avantages	Inconvénients
Balayage angulaire focalisé	Bon RSB Secteur inspecté large Angles d'attaque permettant une meilleure détection des défauts inclinés	Taille et résolution du Bscan angulaire limité par le nombre de tirs Focalisation à une profondeur
Balayage électronique focalisé	Bon RSB Légère perte de résolution selon la profondeur	Taille du Bscan angulaire limité par l'ouverture du capteur Focalisation à une seule profondeur Un seul angle d'attaque
DDF	Bon RSB Focalisation sur plusieurs profondeurs selon un axe de tir Résolution quasi constante en fonction de la profondeur	Taille du Bscan angulaire limité par l'ouverture du capteur Cadence de tir plus faible que les autres méthodes échographiques
FTP	Image haute résolution (focalisation en tous points de l'image) Taille de la zone à imager « illimitée » Angle d'attaque synthétique illimité Caractérisation de défauts étendus améliorée par le mode écho de coin Suppression des échos de géométrie Une acquisition FMC pour reconstruire profil et défauts d'une pièce	RSB inférieur à celui mesuré sur les Bscans Nombre de données à post-traiter +cadence de tir pour les applications temps-réel
DORT	Détection et focalisation sans connaissance précise de la géométrie de la pièce Sensible au fenêtrage temporel Détection difficile pour des défauts de type fissure proche d'une interface	Pas d'image Nombre de données à post-traiter +cadence de tir pour les applications temps-réel

A la différence des méthodes d'imagerie conventionnelles, l'algorithme FTP fournit plusieurs représentations de l'entaille. En mode direct LL, l'image obtenue par focalisation synthétique diffère peu des images échographiques, car l'entaille reste caractérisée par ses deux échos de diffraction. Ce n'est pas le cas de la reconstruction en mode écho de coin TTL, qui fournit une toute autre image de l'entaille. La prise en compte du rebond de l'onde sur le fond de la pièce et de sa conversion de mode permet d'imager l'entaille sur toute sa longueur. Ce mode de reconstruction peut être utile pour confirmer un contrôle en mode direct, notamment lorsque l'écho de diffraction du haut du défaut est à peine plus fort que le niveau

de bruit. De plus, les échos de géométrie (écho du cordon et du fond de pièce) sont filtrés et ne viennent pas compliquer la lecture des images comme en imagerie conventionnelle. L'algorithme FTP se distingue donc des méthodes échographiques standards et apparaît ainsi comme la technique la plus adaptée pour la détection et l'imagerie de l'entaille.

4. Conclusion du chapitre

Les principaux aspects du CND par ultrasons employant les techniques multiéléments ont été présentés dans ce chapitre. Nous avons commencé par un état de l'art des principales méthodes échographiques standards, puis nous avons présenté deux méthodes de post-traitement de l'acquisition FMC : l'algorithme FTP et la méthode DORT. Ces méthodes ont été évaluées expérimentalement sur leur capacité à détecter et imager des défauts dans une pièce représentative des problématiques rencontrées dans l'industrie, à savoir une pièce avec une géométrie typique d'un bourrelet de soudure.

Toutes les méthodes étudiées nécessitent une connaissance de la géométrie de la pièce, que ce soit pour le calcul des lois de retards (méthodes échographiques), des temps de vol (algorithme FTP), ou des fonctions de Green du milieu pour obtenir une image du champ émis (méthode DORT). La recherche de cette donnée nous a menés au développement d'une nouvelle méthode de reconstruction de géométrie basée sur l'imagerie FTP. Applicable en immersion, elle permet de retrouver le profil de la surface et du fond d'une pièce. Son évaluation a montré une plus grande robustesse et une plus grande précision de la reconstruction par rapport aux méthodes de l'état de l'art actuel.

Les méthodes ont été comparées, dans un premier temps, sur leur capacité à détecter et imager des défauts volumiques (Trous Génératrices). Les avantages et les inconvénients de ces méthodes ont été relevés et complétés avec ceux mis en évidence grâce à une seconde étude plus proche des problématiques industrielles. Les défauts volumiques ont été remplacés par une entaille de 3.5 mm inclinée de 20° et débouchant sur un cordon de soudure. Les résultats obtenus mettent en évidence la qualité de l'imagerie FTP sur les autres méthodes, que ce soit par la haute résolution des images ou par la caractérisation plus fine du défaut. De plus, nous avons montré que l'imagerie FTP peut être appliquée en mode adaptatif puisqu'elle permet, sur la base d'une seule et même acquisition FMC, d'accéder à la géométrie d'une pièce en immersion, puis de prendre en compte cette géométrie pour imager les défauts localisés sous la surface. La taille de la zone à imager n'est pas restreinte par la taille de l'ouverture du capteur comme peuvent l'être certaines méthodes conventionnelles. Les différents modes de reconstruction (mode direct, écho de coin ou indirect) permettent l'obtention de différentes représentations d'un même défaut, en particulier pour les défauts étendus. Ainsi, la reconstruction en mode écho de coin permet d'imager une entaille sur toute

sa longueur et permet aussi de s'affranchir des échos de géométrie que l'on retrouve en mode direct, ce qui améliore la caractérisation. Néanmoins, l'imagerie FTP souffre de quelques inconvénients. En premier lieu, la grande quantité de données à traiter pour obtenir une image FTP de haute qualité, ce qui est un frein à son application industrielle car limitant son exécution en temps-réel. Ensuite, le faible RSB qui caractérise les images FTP, comparativement aux méthodes échographiques standards. Cependant, appliquée à des matériaux homogènes et non bruités, l'imagerie synthétique génère des images de bonne qualité avec un RSB correct. Néanmoins, les matériaux industriels peuvent présenter un bruit de structure plus ou moins important, pouvant alors porter préjudice à la qualité de l'imagerie.

L'étude comparative des méthodes multiéléments tend finalement à mettre en avant l'imagerie FTP pour ses meilleures performances. La suite des travaux présentés dans ce manuscrit a pour but de développer et d'optimiser l'imagerie FTP, en proposant des solutions pour pallier aux principaux inconvénients de la méthode. Le chapitre suivant présentera une solution développée pour diminuer le volume important de données à traiter.

Chapitre 2 : Réduction du nombre de données à traiter par l'algorithme FTP

1. Etat de l'art des méthodes d'optimisation des réseaux lacunaires	67
1.1. Notions théoriques : apodisation, ouverture effective et PSF	68
1.1.1. Lien entre imagerie FTP, PSF et ouverture effective	68
1.1.2. Apodisation	72
1.2. Définition de réseaux lacunaires périodiques.....	74
1.3. Définition de réseaux lacunaires apériodiques.....	75
2. Algorithme d'optimisation de réseaux lacunaires.....	76
2.1. Démarche initiale	76
2.2. Description de l'algorithme.....	80
2.3. Résultats de l'algorithme en fonction de la fenêtre d'apodisation.....	83
2.4. Résultats de l'algorithme en fonction de la fréquence	84
2.5. Validation expérimentale	87
2.6. Conclusion.....	93
3. Optimisation de la méthode pour les matériaux bruités	94
3.1. Les sources virtuelles	94
3.2. Choix du nombre d'éléments pour créer une source virtuelle	96
3.3. Les sources virtuelles dans l'algorithme FTP	99
3.4. Evaluation expérimentale avec une pièce non bruitée	101
3.5. Evaluation expérimentale avec une pièce bruitée	103
3.6. Conclusion.....	108
4. Conclusion du chapitre	108

Dans le chapitre précédent, nous sommes arrivés à la conclusion que, parmi les méthodes étudiées, l'algorithme FTP était le plus performant pour imager des défauts. Dans la littérature, on lui attribue quelquefois le qualificatif de « gold-standard » [26,13]. Cependant, par rapport aux méthodes échographiques standards, cet algorithme nécessite des appareils de contrôle à l'architecture électronique plus complexe et plus onéreuse. De plus, la technique s'applique le plus souvent en post-traitement des données numériques acquises, pour reconstruire et restituer une image. Une implémentation temps réel dans les systèmes d'acquisition s'avère donc difficile, de par la grande quantité de données à traiter (N^2 signaux pour un capteur de N éléments), et de par le nombre de tirs à réaliser (N tirs) pour former une image. Ce dernier point peut réduire drastiquement la cadence d'imagerie lorsque les capteurs possèdent un grand nombre d'éléments. Ainsi, nous présenterons dans ce chapitre une solution pour résoudre, dans une certaine mesure, ce problème. Cette solution consiste à réduire au maximum le nombre de tirs tout en conservant la qualité d'image issue d'une acquisition complète (acquisition FMC). En d'autres termes, la méthode permet de définir un réseau lacunaire, ou *sparse array* en anglais, où seule une partie des éléments du capteur est utilisée en émission. Pour déterminer le nombre et la position des éléments émetteurs, nous avons développé un algorithme itératif basé sur des calculs de champs ultrasonores simplifiés (Point Spread Function (PSF)).

Ce chapitre commencera par une présentation, non exhaustive, des algorithmes existants pour définir un réseau lacunaire. Les notions théoriques d'apodisation, de PSF et d'ouverture effective seront présentées afin de mieux comprendre les méthodes liées aux traducteurs lacunaires présentes dans la littérature, qu'ils soient périodiques ou apériodiques.

Nous considérerons, dans ce chapitre, les traducteurs apériodiques. L'objectif est de proposer un algorithme rapide pour déterminer le nombre minimal de tirs dans la FMC, ainsi que la position optimale des éléments émetteurs, pour générer une image FTP de qualité. En opposition à la FMC, l'acquisition incomplète des signaux inter-éléments sera nommée SMC pour *Sparse Matrix Capture*. L'algorithme d'optimisation de réseaux lacunaires sera présenté, puis comparé à un algorithme heuristique basé sur le recuit simulé [36,40,44,45]. Les résultats obtenus seront ensuite évalués expérimentalement. Pour commencer, la validation sera effectuée sur une pièce homogène et non bruitée. Nous verrons qu'il est possible de diviser le nombre de tirs par 10 (par rapport à une acquisition FMC) sans perte visible de la qualité d'image. Néanmoins, les images SMC-FTP présentent un RSB plus faible que les images FMC-FTP standards. Cela devient problématique lorsque la pièce présente un bruit de structure important. Pour compenser partiellement cette perte nous avons utilisé des sources virtuelles (regroupement de plusieurs éléments adjacents transmettant une onde cylindrique plus puissante que celle émise par un seul élément). Ces dernières, déterminées à l'aide de la simulation, ont permis de constater une amélioration du RSB des images SMC-FTP, même dans un matériau bruité.

1. Etat de l'art des méthodes d'optimisation des réseaux lacunaires

Généralement, les capteurs linéaires multiéléments sont conçus avec un espacement inter-éléments égal ou inférieur à une demi-longueur d'onde ($\lambda/2$), afin de satisfaire la condition de Nyquist [27,28]. Cet espacement minimise la formation de lobes de réseaux résultant de la périodicité de la distribution des éléments. Ce phénomène apparaît pour des déviations angulaires importantes du faisceau ou lorsque la découpe du traducteur est grossière par rapport à la demi-longueur d'onde. C'est le cas en CND, où il n'est pas rare de rencontrer des capteurs dont l'espacement inter-éléments est supérieur à $\lambda/2$.

En imagerie ultrasonore, la résolution spatiale et le contraste peuvent être améliorés avec l'utilisation de capteurs de grande ouverture. Or, le respect de la condition de Nyquist, appliqué à de tels capteurs, nécessiterait d'y placer un grand nombre d'éléments. Ceci a pour inconvénient d'augmenter la quantité de données à traiter, ainsi que le nombre de tirs pour former une image. L'électronique des appareils de contrôle doit alors être plus perfectionnée et donc plus coûteuse, pour conserver des cadences d'imagerie acceptable. De plus, la réduction des coûts, que ce soit en imagerie médicale ou dans l'industrie, tend à restreindre le nombre de voies dans les systèmes d'acquisition multi-voies. Les *sparse arrays*, ou réseaux lacunaires, constituent une solution à ce problème puisqu'ils permettent de disposer d'une large ouverture, mais avec peu d'éléments. C'est dans ce contexte que la recherche sur de tels capteurs s'est développée dans les années 90, et tout particulièrement dans le domaine médical et radar.

En CND, les théories visant à optimiser le découpage multiéléments d'un capteur ont deux utilités. La première est l'aide à la fabrication de capteurs multiéléments, dits « exotiques », possédant une grande ouverture mais peu d'éléments [29]. La seconde consiste à déterminer quels éléments éteindre dans un capteur déjà conçu, mais possédant un trop grand nombre d'éléments pour faire de l'imagerie rapide (ou pour être compatible avec un système ne possédant pas suffisamment de voies) [30,31]. Un exemple de conception de capteur exotique est proposé dans le logiciel CIVAS, où le découpage multiéléments obéit à une distribution de Poisson. Il est établi qu'une telle distribution permet d'éviter les problèmes d'aliasing causés par un échantillonnage ne respectant pas le critère de Nyquist.

Dans ce chapitre, l'objectif n'est pas de concevoir un capteur exotique avec un découpage particulier, mais de déterminer quels éléments éteindre dans un réseau périodique conventionnel (de grande ouverture) possédant un trop grand nombre d'éléments. Le réseau incomplet est alors dit *sparse* ou lacunaire. Plusieurs méthodes ont été développées dans le but d'optimiser la position des éléments à conserver. Dans cette section, nous ferons une présentation non exhaustive de ces méthodes qui peuvent être groupées en deux catégories : celles cherchant à déterminer un réseau lacunaire périodique à partir d'un réseau déjà

périodique, et celles dédiées aux réseaux lacunaires aperiodiques (définis également à partir de réseaux déjà périodiques). Mais avant cela, nous introduirons quelques notions théoriques sur lesquelles sont basées ces optimisations, à savoir le concept d'ouverture effective et celui de Point Spread Function (PSF ou en français, fonction d'étalement du point).

1.1. Notions théoriques : apodisation, ouverture effective et PSF

1.1.1. Lien entre imagerie FTP, PSF et ouverture effective

Les notions de PSF et d'ouverture effective peuvent être introduites en réécrivant l'algorithme FTP dans le domaine fréquentiel. Dans le chapitre 1, nous avons vu qu'il permet de focaliser synthétiquement en chaque point d'une zone d'intérêt en sommant de façon cohérente les $N \times N$ signaux inter-éléments $k_{nm}(t)$ contenus dans la matrice $\mathbf{K}(t)$. L'équation (1-15) permet de calculer l'amplitude $A(P)$ de l'image en un point P de coordonnées (x, z) . Elle peut être généralisée par la formule (2-30) prenant en compte les poids ou coefficients $w^{tr}(m)$ et $w^{re}(n)$ appliqués aux éléments, respectivement en émission et en réception :

$$A(P) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N w^{tr}(m) w^{re}(n) k_{nm}(T_{nm}^P) . \quad (2-30)$$

La loi d'amplitude formée par l'ensemble des N poids $w^{tr}(m)$ ou $w^{re}(n)$ appliqués aux éléments, en transmission ou en réception, est ce qu'on appelle communément une fonction ou fenêtre d'apodisation. Comme nous le verrons plus tard, l'utilisation de ces fenêtres modifie les caractéristiques physiques du champ émis par le traducteur et, par conséquent, influe sur la qualité de l'image (sa résolution et son contraste).

Lorsque le traducteur est posé au contact d'une pièce homogène et isotrope, le temps de vol inter-éléments T_{nm}^P se calcule simplement à partir des distances euclidiennes séparant les émetteurs m et les récepteurs n au point P . Avec les notations de la Figure 2-1, ce temps de vol s'écrit :

$$T_{nm}^P = \frac{R^{tr,P} + R^{re,P}}{c} , \quad (2-31)$$

où $R^{tr,P}$ et $R^{re,P}$ sont respectivement la distance entre l'émetteur et le point P et celle entre le récepteur et ce même point ; c est la vitesse de propagation des ultrasons dans la zone d'intérêt.

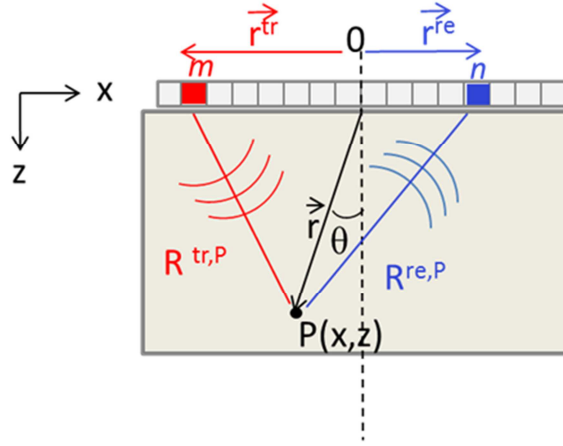


Figure 2-1 : Géométrie et notations utilisées pour introduire la PSF à partir de la formulation analytique de l'imagerie FTP.

Dans le domaine fréquentiel, l'équation (2-30) peut s'écrire comme :

$$A(P) = \sum_{\omega} \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N w^{tr}(m) w^{re}(n) k_{nm}(\omega) d_{nm}(\omega, P), \quad (2-32)$$

où $k_{nm}(\omega)$ représente le spectre fréquentiel des données acquises et d_{nm} sont les coefficients de focalisation [32] tels que :

$$d_{nm}(\omega, P) = \exp[jk(R^{tr,P} + R^{re,P})]. \quad (2-33)$$

En faisant l'hypothèse que les réflecteurs sont localisés en champ lointain par rapport au capteur, c'est-à-dire tels que :

$$|\vec{r}| \gg |\vec{r}^{tr}| \quad \text{et} \quad |\vec{r}| \gg |\vec{r}^{re}|, \quad (2-34)$$

on peut faire les approximations suivantes :

$$|\vec{r} - \vec{r}^{tr}| \approx r - \frac{\vec{r} \cdot \vec{r}^{tr}}{r}, \quad (2-35)$$

et

$$|\vec{r} - \vec{r}^{re}| \approx r - \frac{\vec{r} \cdot \vec{r}^{re}}{r}. \quad (2-36)$$

Ainsi, les expressions de $R^{tr,P}$ et $R^{re,P}$ se simplifient comme suit :

$$R^{tr,P} = r - x_m \sin \theta \quad (2-37)$$

$$R^{re,P} = r - x_n \sin \theta \quad (2-38)$$

où :

$$x_m = |\vec{r}^{tr}| = md \quad , \quad (2-39)$$

et

$$x_n = |\vec{r}^{re}| = nd \quad , \quad (2-40)$$

avec d l'espace inter-élément.

Compte tenu de ces approximations, dans le domaine fréquentiel, l'amplitude d'un point P d'une image FTP (équation (2-32)) peut se réécrire comme :

$$A(P) = \sum_{\omega} \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \exp[jk2r] k_{nm}(\omega) A_{nm}(\omega, \theta), \quad (2-41)$$

où

$$A_{nm}(\omega, \theta) = w^{tr}(m) w^{re}(n) \exp[-jkx_n \sin \theta] \exp[-jkx_m \sin \theta]. \quad (2-42)$$

Les deux premiers termes de l'équation (2-41) sont associés à la propagation radiale tandis que $A_{nm}(\omega, \theta)$ détermine, en champ lointain, la résolution angulaire à la fréquence ω . La PSF est alors définie en sommant $A_{nm}(\omega, \theta)$ sur tous les couples émetteurs-récepteurs, ce qui s'écrit :

$$\begin{aligned} PSF(\omega, \theta) &= \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N A_{nm}(\omega, \theta) \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} w^{tr}(m) \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} md \sin \theta\right] \sum_{n=0}^{N-1} w^{re}(n) \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} nd \sin \theta\right], \end{aligned} \quad (2-43)$$

où λ est la longueur d'onde et θ l'angle mesuré depuis l'axe perpendiculaire au réseau.

La PSF décrit la réponse du système d'imagerie (le réseau) à une source ponctuelle (le défaut) située en champ lointain [33]. En fonction de certaines de ses caractéristiques (largeur de son lobe principal et niveau de ses lobes secondaires), elle permet de prédire rapidement la qualité d'image (résolution latérale et contraste) fournie par un réseau.

Par ailleurs, il est bien connu que la PSF d'un réseau, assimilable au champ en émission-réception, s'exprime comme la transformée de Fourier de son ouverture. Ainsi, en posant

$\sin(\theta) = p\lambda / Nd$ avec p comme indice de fréquence, le champ W (en émission ou réception) peut s'écrire comme la Transformée de Fourier Discrète (TFD) de la fonction d'ouverture w :

$$W(p) = TFD[w(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \exp\left[-j \frac{2\pi}{N} pn\right], p=0, 1, \dots, N-1. \quad (2-44)$$

Ce résultat permet d'écrire l'équation (2-43) sous la forme :

$$\begin{aligned} PSF(p) &= W^{tr}(p)W^{re}(p), \\ &= TFD[w^{tr}(n) \otimes w^{re}(n)], \end{aligned} \quad (2-45)$$

La PSF correspond donc à la transformée de Fourier discrète du produit de convolution entre l'ouverture en émission et l'ouverture en réception. On appelle ouverture effective, e_{ER} , le produit :

$$e_{ER}(n) = w^{tr}(n) \otimes w^{re}(n). \quad (2-46)$$

L'ouverture effective représente une ouverture virtuelle produisant un diagramme de rayonnement identique à celui du réseau en émission-réception [34,35,36]. La largeur du lobe principal de la PSF et le niveau de ses lobes secondaires déterminent les paramètres définissant la qualité des images (résolution latérale et contraste). Or, le diagramme de rayonnement est lui-même déterminé par la position des éléments (c'est-à-dire les ouvertures en émission et en réception). C'est pourquoi, dans la pratique, la relation simple qui relie ouverture effective et PSF est employée pour simplifier la définition et l'optimisation de réseaux lacunaires.

Un capteur linéaire de N éléments, participant tous en émission et en réception (comme lors d'une acquisition FMC), possède une ouverture effective triangulaire dont la transformée de Fourier donne la PSF illustrée sur la Figure 2-2. Elle est caractérisée par un niveau maximal de lobe secondaire égal à -27 dB.

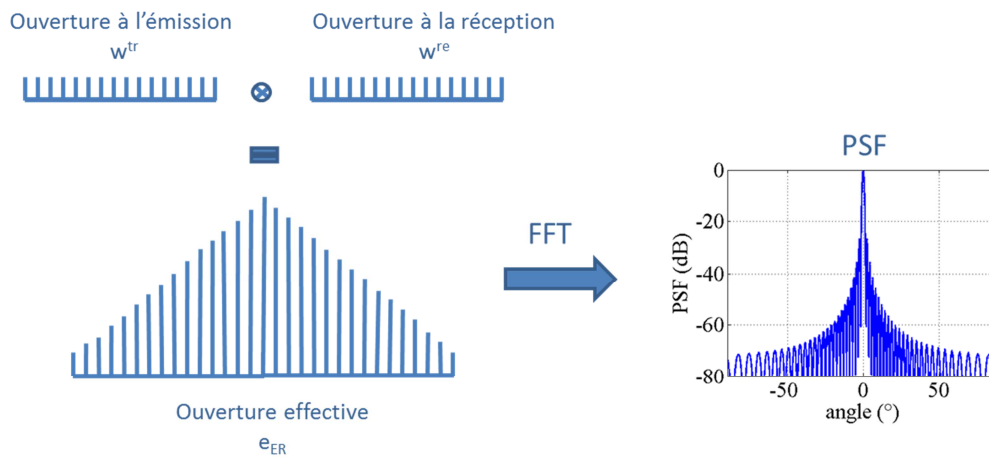


Figure 2-2 : Lien entre ouverture effective et PSF.

1.1.2. Apodisation

Selon les fonctions d'apodisation choisies, le contraste et la résolution de l'image peuvent être plus ou moins améliorés. En effet, le contraste des images est lié au niveau des lobes secondaires de la PSF tandis que la largeur du lobe principal régit la résolution latérale. L'utilisation de fenêtres d'apodisation abaisse le niveau des lobes secondaires (amélioration du contraste, réduction du bruit) mais, en contrepartie, augmente la largeur du lobe principal (perte de résolution latérale) [37].

Parmi les fenêtres d'apodisation les plus courantes dans la littérature, on trouve :

- la fenêtre rectangulaire :

$$w(n) = 1, \quad 1 \leq n \leq N ; \quad (2-47)$$

- la fenêtre de Hamming :

$$w(n) = 0,54 - 0,46 \cos\left(2\pi \frac{n-1}{N-1}\right), \quad 1 \leq n \leq N ; \quad (2-48)$$

- la fenêtre de Blackman-Harris :

$$w(n) = a_0 - a_1 \cos\left(2\pi \frac{n-1}{N-2}\right) + a_2 \cos\left(4\pi \frac{n-1}{N-2}\right) - a_3 \cos\left(6\pi \frac{n-1}{N-2}\right), \quad 1 \leq n \leq N. \quad (2-49)$$

$$a_0 = 0,35875$$

$$a_1 = 0,48829$$

$$a_2 = 0,14128$$

$$a_3 = 0,01168$$

Selon les caractéristiques souhaitées pour la PSF, on peut être amené à définir des fenêtres moins communes, comme par exemple des fenêtres trapézoïdales. Ainsi, dans la suite de ce chapitre, nous évaluerons une fenêtre trapézoïdale définie par :

$$\begin{aligned} w(n) &= \frac{4}{N-4}(n-1), & 1 \leq n \leq \frac{N}{4} \\ w(n) &= 1, & \frac{N}{4} \leq n \leq \frac{3N}{4} \\ w(n) &= 4\left(1 - \frac{n}{N}\right), & \frac{3N}{4} \leq n \leq N \end{aligned} \quad (2-50)$$

La Figure 2-3 présente les PSF pour un réseau complet (réseau de référence) lorsqu'on applique ces fenêtres en émission et en réception (cf. équation (2-43)). Elles sont calculées pour $N=64$ et un espacement inter-éléments égal à $\lambda/2$.

Le Tableau 2-1 permet de comparer la largeur du lobe principal et le niveau maximal des lobes secondaires pour les 4 fenêtres d'apodisation. Ainsi, on constate, systématiquement, que plus le lobe principal du spectre est fin, plus le niveau de ses lobes secondaires est important, et inversement. Le choix d'une fenêtre d'apodisation n'est donc qu'un compromis entre largeur du lobe principal souhaitée (impactant la résolution spatiale) et l'importance des lobes secondaires (impactant le contraste d'une image).

Tableau 2-1 : Mesure de la largeur du lobe principal et du niveau maximal des lobes secondaires des fenêtres d'apodisation.

Fenêtre	Demi-largeur du lobe principal (°)	Niveau maximal des lobes secondaires (dB)
Rectangulaire	2,69	-27
Trapézoïdale	3,52	-33
Hamming	4,24	-84
Blackman Harris	6,21	-184

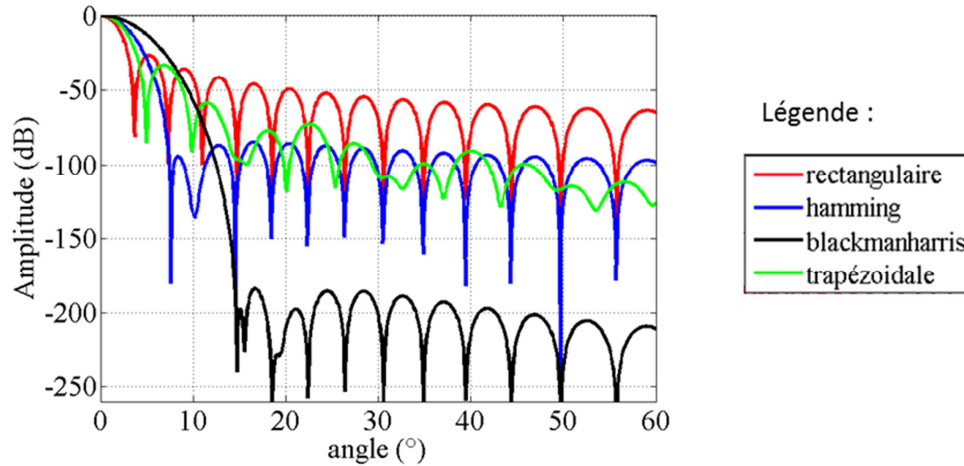


Figure 2-3 : Variation de la PSF pour un capteur plein en fonction de la fonction d'apodisation employée en réception.

1.2. Définition de réseaux lacunaires périodiques

Un réseau lacunaire est un capteur multiéléments standard pour lequel on n'active qu'une partie des éléments (non adjacents). On rompt alors la condition de Nyquist, qui impose un pas inter-éléments régulier égal à $\lambda/2$, pour ainsi éviter la formation de lobes de réseau. Cependant, si les éléments actifs restants sont disposés périodiquement, les images obtenues présenteront d'importants lobes de réseau. Lockwood *et al.* proposent alors dans [34] différentes stratégies basées sur le concept d'ouverture effective, pour définir des *sparse arrays* périodiques générant peu de lobes de réseau. La méthode consiste à définir deux ouvertures périodiques différentes, une en émission et l'autre en réception, de sorte que leur produit de convolution génère l'ouverture effective désirée (généralement proche de celle issue d'un capteur dont tous les éléments sont actifs en émission et en réception). Une première démarche proposée par Lockwood *et al.* considère l'ouverture en émission comme une fonction d'interpolation qui viendrait compléter les éléments manquant de l'ouverture en réception (et inversement), et ainsi générer l'ouverture effective désirée [34]. Par ailleurs, il est à préciser que l'ouverture effective idéale ne peut être obtenue que pour certaines configurations de réseaux lacunaires en émission. Si les exemples cités dans [34] conduisent à une solution exacte (l'ouverture effective obtenue est identique à celle désirée), la difficulté inhérente à la détermination de la position et du poids des éléments complémentaires à activer, fait que ce n'est généralement pas le cas.

La littérature [34,38,39] propose une autre méthode pour définir des réseaux lacunaires périodiques. Elle est basée sur une analogie avec la graduation d'un vernier. Si le réseau en émission (ou en réception) possède un espacement inter-éléments égal à pd (où p est un entier et d l'espacement inter-éléments du réseau initial) et que les éléments du réseau en réception (ou en émission) sont espacés de $(p-1)d$, alors l'ouverture effective résultant du

produit de convolution des deux réseaux sera caractérisée par un pas inter-élément de d . Elle permettra d'obtenir une PSF proche de celle que l'on obtient avec une FMC effectuée avec un capteur dont le pas inter-élément est d .

Des fenêtres d'apodisation en émission et/ou en réception peuvent être utilisées avec les deux procédures que nous venons de décrire pour optimiser la forme de l'ouverture effective et éventuellement atteindre celle désirée. Néanmoins, pour y parvenir, les poids appliqués doivent varier en fonction des tirs. Une implémentation temps-réel de l'algorithme FTP avec de telles acquisitions semble compliquée car elle nécessiterait de stocker dans les appareils, les lois d'apodisation de chaque tir et de chaque réception. C'est pourquoi, dans la méthode que nous proposons, les fenêtres d'apodisation seront appliquées uniquement en réception et ne varieront pas avec les tirs.

1.3. Définition de réseaux lacunaires apériodiques

Le diagramme de rayonnement en émission-réception d'un *sparse array* apériodique (ce diagramme est décrit par la PSF) est caractérisé par des lobes secondaires d'amplitude plus importante que ceux d'un capteur standard [39,40,41]. Ceci dégrade la qualité de l'image, en particulier son contraste [37]. Les méthodes développées pour définir des capteurs lacunaires apériodiques ont alors pour objectif de minimiser le niveau des lobes secondaires et/ou la largeur du lobe principal, en optimisant la position et/ou le poids des éléments activés. On trouve dans la littérature, notamment en imagerie médicale, de nombreuses méthodes d'optimisation conçues dans ce but. Le plus souvent, ces méthodes sont basées sur des algorithmes de programmation linéaire [28,42], des algorithmes génétiques [41,43] ou encore des approches de recuit simulé (*simulated annealing* en anglais) [36,40,44,45].

Les méthodes de programmation linéaire, comme l'algorithme du simplex [28], fournissent, lorsqu'elle existe, une solution exacte au problème. Ces méthodes, deviennent rapidement laborieuses et compliquées à mettre en œuvre du fait des grandes capacités de mémoire nécessaires et du temps de calcul important, et ce, même pour des problèmes de taille moyenne.

Les méthodes génétiques sont des algorithmes itératifs appartenant à la famille des algorithmes évolutionnistes. Elles fournissent une solution à un problème d'optimisation en un temps raisonnable. L'efficacité de l'algorithme dépend du choix des paramètres d'entrée du problème, qui sont parfois difficiles à déterminer. De plus, la solution obtenue n'est pas nécessairement la solution optimale au problème et il n'est pas possible de s'en assurer, même après un grand nombre d'itérations [46].

Enfin, le recuit simulé est une méthode d'optimisation empirique. Elle est inspirée d'un processus employé en thermodynamique métallurgique pour améliorer la qualité d'un solide en atteignant un état d'énergie minimale, qui correspond à une structure stable du métal. Le principe du recuit simulé, en optimisation combinatoire, est de simuler numériquement une

opération de recuit thermique. Pour un système composé de N éléments, la méthode consiste à définir l'énergie E du système comme la fonction à minimiser. On introduit également un paramètre fictif, la température T du système qui permet de contrôler l'acceptation des solutions. Lorsque la méthode est appliquée à la définition de capteurs lacunaires, le système correspond à un capteur de N éléments et les fonctions à minimiser (ou énergie du système) sont le niveau des lobes secondaires et la largeur du lobe principal. De manière succincte et générale, en partant d'une configuration aléatoire (ou choisie astucieusement en fonction du problème), le recuit simulé consiste à tirer au sort une modification de la configuration initiale et vérifier si l'énergie du système diminue. Si tel est le cas, le changement est temporairement adopté (avec une probabilité dépendant de T) et utilisé comme un nouveau point de départ pour un nouvel essai (ou nouvelle itération). Lorsque le système a atteint un équilibre thermodynamique (au bout d'un certain nombre de changements), on diminue la température du système. On parle alors de paliers de température. La longueur d'un palier est déterminée par le nombre d'itérations à effectuer avant de changer la température. Compte tenu de sa nature probabiliste et de certaines études théoriques en mathématiques, le recuit simulé est connu pour générer des solutions quasi optimales à condition que la température initiale et que la longueur des paliers de températures soient suffisamment grandes (temps de calcul longs) [40,46]. De ce fait, le recuit simulé est largement employé pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles, à l'instar de l'optimisation de la position des éléments d'un réseau lacunaire.

2. Algorithme d'optimisation de réseaux lacunaires

L'objectif de ce chapitre est de réduire la quantité de données à traiter par l'algorithme FTP (N^2 signaux pour un capteur de N éléments) pour limiter les temps d'acquisition et accélérer les cadences d'imagerie des applications temps-réel. Pour ce faire, l'approche adoptée ici consiste à réduire le nombre de tirs et à conserver tous les éléments actifs en réception. En d'autres termes, cela revient à effectuer une acquisition dite SMC pour *Sparse Matrix Capture*. Dans la littérature, le traitement FTP d'une telle acquisition se retrouve sous le terme de *sparse synthetic transmit aperture imaging* [36] ou *sparse TFM imaging* [33]. L'algorithme que nous proposons permet de réduire significativement le nombre de tirs tout en préservant une qualité d'image proche de celle obtenue par le traitement d'une FMC.

2.1. Démarche initiale

Conserver la qualité d'une image donnée implique de maintenir au mieux sa résolution spatiale et son contraste. En termes de PSF, ceci revient à conserver la largeur de son lobe

principal et contenir l'augmentation du niveau de ses lobes secondaires. Or, ces deux paramètres dépendent de la position des éléments émetteurs. Dans la littérature, M. Nikolov et V. Behar proposent un algorithme de recuit simulé pour optimiser la conception d'un réseau lacunaire en émission en imposant des contraintes sur ces deux paramètres [36,44].

Les algorithmes d'optimisation par recuit simulé fournissent des résultats reconnus pour être quasi optimaux. Pour le confirmer, nous avons, dans un premier temps, comparé les réseaux lacunaires déterminés dans [36] avec ceux générés par un algorithme qui fournirait une réponse exacte (algorithme dit de « force brute »). Cet algorithme teste une à une, toutes les combinaisons possibles et choisit celle qui répond le mieux aux contraintes imposées. Pour un capteur de N éléments, le nombre de combinaisons possibles pour placer K éléments émetteurs parmi N est :

$$\binom{N}{K} = \frac{N!}{K!(N-K)!} \quad (2-51)$$

L'utilisation d'un algorithme de force brute est possible car K est petit.

Nikolov *et al.* ont cherché dans [36] à optimiser l'emplacement de $K=4$ éléments émetteurs dans un réseau de $N=64$ éléments. Compte tenu de N , K et de la fonction d'apodisation appliquée aux éléments en réception, l'algorithme consiste à choisir K positions (p_1, p_2, \dots, p_K) parmi N afin de minimiser la largeur du lobe principal de la PSF et de respecter un niveau maximal de lobes secondaires, noté Q . Pour réduire le temps de calcul, la PSF est calculée en effectuant une transformée de Fourier rapide (ou, FFT en anglais pour *Fast Fourier Transform*) de l'ouverture effective. Ainsi, pour $N=64$ éléments, l'ouverture effective est de taille $N+N-1=127$. La FFT est donc effectuée sur 127 points. De plus, toujours pour des raisons de rapidité d'exécution et pour conserver au mieux la résolution latérale, il a été imposé que 2 des K éléments à placer se trouveraient d'office à la position 1 et N . Ainsi, l'algorithme de Nikolov *et al.* n'optimise la position que de $K-2=2$ éléments.

Nous avons repris les critères de calcul et d'optimisation décrits ci-dessus et nous les avons appliqués à notre algorithme de force brute. Le Tableau 2-2 reprend les résultats de la littérature tandis que le Tableau 2-3 rapporte nos résultats.

Tableau 2-2 : Résultats de la bibliographie [36] obtenus par recuit simulé.

Position des éléments	Apodisation en réception	Largeur du lobe principal (°)			Niveau max des lobes secondaires (dB)
		-6 dB	-20 dB	-40 dB	
1, 2, 63, 64	Sans apodisation	0,33	1,11	3,2	-33
1, 26, 39, 64	Hamming	1,34	2,92	6,2	-50
1, 21, 44, 64	Blackman-Harris	1,32	4,33	11,16	-100

Tableau 2-3 : Résultats obtenus avec l'algorithme de force brute.

Position des éléments	Apodisation en réception	Largeur du lobe principal (°)			Niveau max des lobes secondaires (dB)
		-6 dB	-20 dB	-40 dB	
1, 2, 63, 64	Sans apodisation	0,33	1,10	3,18	-33
1, 26, 39,64	Hamming	1,38	3,0	6,23	-50
1, 21, 44,64	Blackman-Harris	1,33	4,1	11,16	-100

Les positions déterminées par l'algorithme de force brute sont identiques à celles trouvées par recuit simulé. On vérifie ainsi que les résultats générés par la méthode heuristique sont, dans ce cas, optimaux. Néanmoins, ils sont sujets à controverse. En effet, ils sont obtenus à partir de mesures effectuées sur des PSF qui semblent avoir été calculées sur un nombre insuffisant de points. On le devine aisément à l'allure des PSF tracées dans [36] et celles que nous avons obtenues avec les mêmes paramètres de calcul (Figure 2-4(a), Figure 2-5(a) et Figure 2-6(a)).

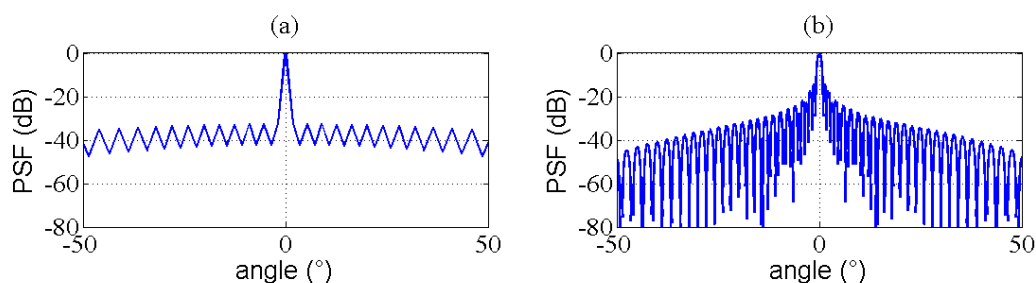


Figure 2-4 : Influence de l'échantillonnage sur les courbes de PSF sans apodisation en réception (a) PSF calculée sur 127 points, (b) PSF calculée sur 2048 points.

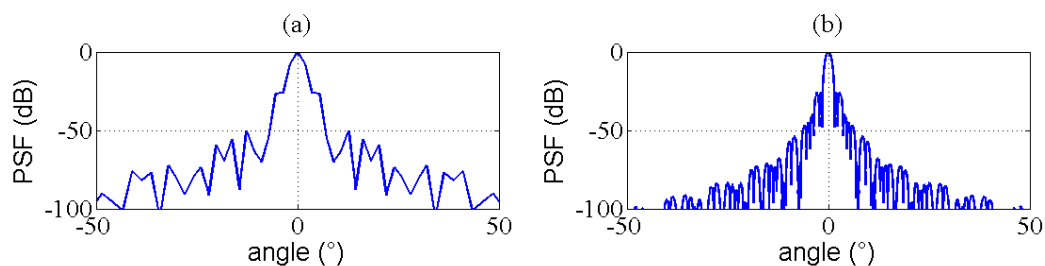


Figure 2-5 : Influence de l'échantillonnage sur les courbes de PSF avec apodisation de Hamming en réception (a) PSF calculée sur 127 points, (b) PSF calculée sur 2048 points.

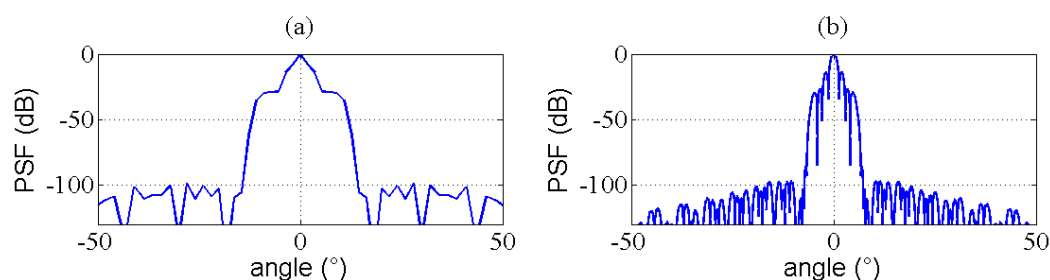


Figure 2-6 : Influence de l'échantillonnage sur les courbes de PSF avec apodisation de Blackman-Harris en réception (a) PSF calculée sur 127 points, (b) PSF calculée sur 2048 points.

Si on améliore l'échantillonnage en calculant les FFT sur un plus grand nombre de points (2048 points), l'allure de ces mêmes courbes s'en trouve significativement modifiée (Figure 2-4(b), Figure 2-5(b) et Figure 2-6(b)). Par conséquent, les résultats fournis précédemment par les algorithmes ne sont plus valables. En calculant les PSF sur 2048 points, l'algorithme génère alors de nouvelles positions optimisées. Elles sont reprises dans le Tableau 2-4.

Tableau 2-4 : Comparaison des positions optimisées selon l'échantillonnage de la PSF.

Apodisation	Position des éléments avec une PSF échantillonnée sur 127 points (résultats de la littérature)	Position des éléments avec une PSF échantillonnée sur 2048 points (algorithme de force brute)
Sans apodisation	1, 2, 63, 64	1, 29, 47, 64
Hamming	1, 26, 39, 64	1, 26, 39, 64
Blackman Harris	1, 21, 44, 64	1, 24, 41, 64

Pour évaluer l'effet du sous-échantillonnage des PSF, nous avons comparé les images obtenues avec les positions fournies par les PSF calculées sur 127 et 2048 points. Les résultats présentés ici sont obtenus sans qu'aucune apodisation ne soit appliquée en réception. Les deux acquisitions SMC ont été réalisées avec un capteur de 64 éléments, de pas inter-éléments 1,4 mm et de fréquence centrale 2 MHz. Le capteur est placé au contact d'une pièce en aluminium ($c_L = 6300$ m/s). La reconstruction FTP fournit les images présentées sur la Figure 2-7. L'image (a) résulte d'une acquisition SMC effectuée sur la base des positions des éléments émetteurs déterminées par une PSF calculée sur 127 points. L'image (b) est obtenue avec les positions issues d'une PSF échantillonnée sur 2048 points.

Sur la Figure 2-7, on peut voir que les positions obtenues après correction de l'échantillonnage fournissent des images de meilleure qualité. Il y a visiblement moins de bruit et la résolution semble meilleure. On peut donc désormais affirmer qu'un échantillonnage correct de la PSF est préférable pour obtenir des positions optimisées.

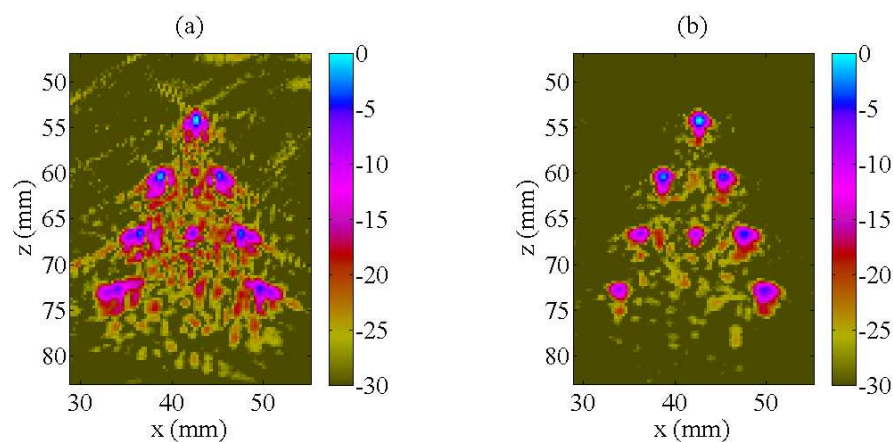


Figure 2-7 : Image FTP issue d'une acquisition SMC définie par (a) une PSF calculée sur 127 points, (b) une PSF calculée sur 2048 points. Aucune apodisation n'est appliquée en réception.

Les résultats que nous venons de présenter, et ceux de la littérature, résultent de l'optimisation de la position d'un nombre donné d'éléments, ce nombre étant fixé arbitrairement. Notre objectif est, à la différence de ce qui existe déjà, de déterminer à la fois la position et le nombre minimal d'éléments émetteurs. Idéalement, la solution pourrait être obtenue à partir de l'algorithme de force brute que l'on aurait rendu itératif en ajoutant une boucle pour trouver le nombre de tirs idéal. Il faudrait, pour un nombre d'éléments fixé K , tel que $1 \leq K \leq N$, trouver la combinaison d'éléments parmi les $\frac{N!}{K!(N-K)!}$ possibles, qui permette de générer la meilleure PSF sur des critères de largeur de lobe principal et de niveau de lobes secondaires. Si cette PSF répond aux critères d'optimisation, alors on considère que l'on a trouvé la solution idéale. Si tel n'est pas le cas, cela signifie qu'il n'y a pas assez d'éléments participant en émission. On itère alors le processus de sélection en ajoutant un élément de plus ($K = K + 1$) jusqu'à satisfaire les critères imposés. La complexité du problème, en termes de temps de calcul et de mémoire nécessaire, rend impossible l'utilisation d'un tel algorithme dès que le nombre d'éléments à optimiser dépasse quelques dizaines (croissance exponentielle du nombre de combinaisons possibles). Dans la pratique, les ordinateurs ne permettent pas de générer et mettre en mémoire l'ensemble des combinaisons possibles pour des valeurs de K supérieures à 6 (lorsque $N = 64$). C'est pourquoi nous proposons un autre algorithme permettant d'éviter le problème. Il est expliqué en détail dans la suite.

2.2. Description de l'algorithme

Nous décrivons ici l'algorithme proposé pour réduire au maximum la quantité de données traitées par l'algorithme d'imagerie synthétique. A la différence des algorithmes décrits dans la littérature, il détermine à la fois le nombre et la position des éléments nécessaires en émission. Une seconde différence entre notre démarche et celle de l'état de l'art réside dans les critères d'optimisation utilisés. Dans la littérature, les deux critères employés (ensemble ou séparément) consistent à minimiser le niveau maximal des lobes secondaires et la largeur du lobe principal de la PSF. Dans l'algorithme que nous proposons, le nombre et la position des éléments émetteurs sont déterminés en ajoutant un troisième critère d'optimisation. Les trois critères retenus sont :

- niveau maximal des lobes secondaires inférieur à un seuil toléré A_{max} ;
- largeur du lobe principal de la PSF inférieure à un seuil toléré B_{max} ;
- niveau de l'énergie des lobes secondaires inférieur à un niveau maximal C_{max} .

Les acquisitions SMC, dont la position des éléments émetteurs est optimisée, doivent générer des images FTP proches de celles que l'on obtiendrait par avec une acquisition FMC. Pour ce faire, nous optimiserons 3 caractéristiques physiques du diagramme de rayonnement : le niveau maximal des lobes secondaires A , la largeur du lobe principal B , et l'énergie des lobes secondaires C . L'optimisation de ces 3 paramètres dépendra des valeurs mesurées sur une PSF de référence. On choisit comme PSF de référence celle qui est associée à une acquisition FMC. Les trois critères d'optimisation sont alors définis à partir des caractéristiques physiques A_0 , B_0 , et C_0 de cette PSF de référence.

Ainsi, pour être retenu, le niveau maximal des lobes secondaires, A , devra être inférieur ou égal au niveau maximal A_0 des lobes secondaires mesurés sur la PSF de référence ($A_{\max} = A_0$). Afin de limiter la perte de résolution latérale, la largeur du lobe principal, B , ne devra pas être supérieure de plus de 20% de celle de la PSF de référence ($B_{\max} = B_0 + 20\%$). Le troisième critère, C , limitera le niveau d'énergie associé aux lobes secondaires en imposant un seuil maximal égal à celui de la référence augmenté de 3 dB ($C_{\max} = C_0 + 3\text{ dB}$).

Le nouvel algorithme conserve l'esprit de l'algorithme de force brute, à savoir comparer toutes les combinaisons de positions possibles pour ne garder que la meilleure. Cependant, pour limiter le nombre de combinaisons générées, nous avons modifié la manière de les définir. Ainsi, si à l'itération i les K positions déterminées ne sont pas suffisantes pour répondre aux critères d'optimisation, alors à l'itération $i+1$, au lieu de rechercher les $K+1$ autres meilleures positions parmi les N possibles, on fait le choix de conserver les K précédentes et on n'optimise que la position de l'élément supplémentaire parmi les $N-K$ positions restantes. Si la PSF résultante satisfait les trois critères, on considère que l'algorithme a convergé et le que le réseau associé est optimisé. Dans le cas contraire, on itère le processus jusqu'à la convergence. Cette démarche, inspirée autant par l'algorithme de force brute (comparaison de combinaisons) que par le recuit simulé (conservation de la configuration de l'itération i comme point de départ de l'itération $i+1$) présente l'avantage d'être moins coûteuse en temps de calcul et en mémoire (pour $N=64$, les positions du réseau lacunaire sont obtenues en moins d'une minute). Cependant, on précise que, comme pour le recuit simulé, il n'est pas possible de s'assurer que la solution obtenue soit optimale.

L'algorithme développé pour optimiser le nombre et la position des éléments émetteurs dans un réseau de N transducteurs peut être résumé comme suit :

1. Calcul de la PSF de référence et détermination des critères d'arrêt A_{\max} , B_{\max} et C_{\max} tels que :

$$A_{\max} = A_0$$

$$B_{\max} = B_0 + 20 \%$$

$$C_{\max} = C_0 + 3 \text{ dB}$$

2. Définition d'un réseau lacunaire en émission de N éléments où seuls le premier et le dernier sont activés (l'amplitude d'un élément activé est égale à 1, 0 si l'élément est éteint). Conserver les deux éléments extrêmes actifs permet de préserver au mieux la résolution latérale mais aussi de réduire les temps de calculs. Le réseau en réception n'est pas lacunaire, les N éléments sont actifs et peuvent être apodisés (la fenêtre d'apodisation en réception est identique quel que soit le tir).
3. Ajout d'un élément émetteur supplémentaire parmi les $N-2$ positions possibles;
4. Calcul et stockage de la PSF associée à chaque position possible et estimation des paramètres A , B , et C .
5. Choix de la position optimisée de l'élément ajouté en sélectionnant celle associée à la « meilleure » PSF. Cette dernière est déterminée selon les critères suivants :
 - a. Minimisation de la largeur du lobe principal mesurée à -20 dB
 - b. Minimisation du niveau maximal de lobes secondaires (et de leur énergie)
6. Une fois la position du nouvel élément déterminée, mesure de A , B , et C et comparaison avec A_{\max} , B_{\max} et C_{\max}
7. Si la PSF résultante satisfait les trois critères suivants :

$$A \leq A_{\max}$$

$$B \leq B_{\max}$$

$$C \leq C_{\max}$$

Alors les positions déterminées peuvent être considérées comme optimisées.

Sinon on conserve ces positions et on itère le processus en ajoutant un autre élément à positionner parmi les emplacements restant et on répète les étapes 4 à 7 jusqu'à ce que les trois critères soient satisfaits.

2.3. Résultats de l'algorithme en fonction de la fenêtre d'apodisation

L'algorithme a été appliqué à un capteur de fréquence centrale 2 MHz, composé de 58 éléments, avec un pas inter-éléments de 0,8 mm. Pour cette configuration, l'algorithme fournit les résultats du Tableau 2-5 qui rapporte, en fonction de la fenêtre d'apodisation employée en réception, le nombre et la position des éléments à utiliser en émission.

Tableau 2-5 : Résultats numériques fournis par l'algorithme d'optimisation.

	Sans apodisation = fenêtre rectangulaire	Trapèze	Hamming
Nombre de tirs	13	6	4
Séquences optimisées	1, 13, 18, 22, 24, 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58	1, 17, 29, 43, 44, 58	1, 22, 29, 58

On remarque que, selon la fenêtre d'apodisation appliquée en réception, l'algorithme converge vers des résultats très différents. En effet, sans apodisation, le réseau en émission est constitué de 13 éléments. Si des poids sont appliqués aux éléments récepteurs, le nombre de tirs est diminué. Pour une fenêtre trapézoïdale, le nombre d'émissions nécessaires est égal à 6 ; il passe à 4 lorsqu'une fenêtre de Hamming est utilisée. Ces résultats s'expliquent par les propriétés des fenêtres d'apodisation qui tendent à abaisser plus rapidement le niveau des lobes secondaires de la PSF. L'algorithme converge donc vers les critères d'optimisation souhaités pour un nombre de tirs plus faible. Par ailleurs, nous avons vu (*cf.* Figure 2-3) que, sur les trois fenêtres utilisées, la fenêtre rectangulaire est celle qui présente des lobes secondaires les plus importants tandis que la fenêtre de Hamming est celle qui minimise le plus ces derniers. On comprend alors pourquoi le recours à la fenêtre de Hamming fournit un nombre de séquences trois fois plus faible par rapport à une réception non apodisée.

La superposition des PSF des réseaux lacunaires avec la PSF de référence est présentée sur la Figure 2-8. On voit bien que, sans apodisation (Figure 2-8(a)), le lobe principal de la PSF est plus fin que celui observé avec une apodisation en réception (Figure 2-8(b) et Figure 2-8(c)). L'élargissement du lobe principal est dû à la réduction du nombre de tirs et par l'utilisation de fenêtre d'apodisation. Les pourcentages d'élargissement par rapport au lobe de référence sont rapportés dans le Tableau 2-6. On constate cependant que cet élargissement reste modéré. On évite une trop grande perte de résolution en conservant une largeur d'ouverture effective constante (rendue possible par l'activation du premier et du dernier élément) mais surtout parce que l'algorithme limite l'élargissement à +20 %. Par ailleurs, on remarque que, parmi les fonctions d'apodisation testées, c'est la fenêtre trapézoïdale qui génère une PSF à l'allure la plus proche de celle de référence.

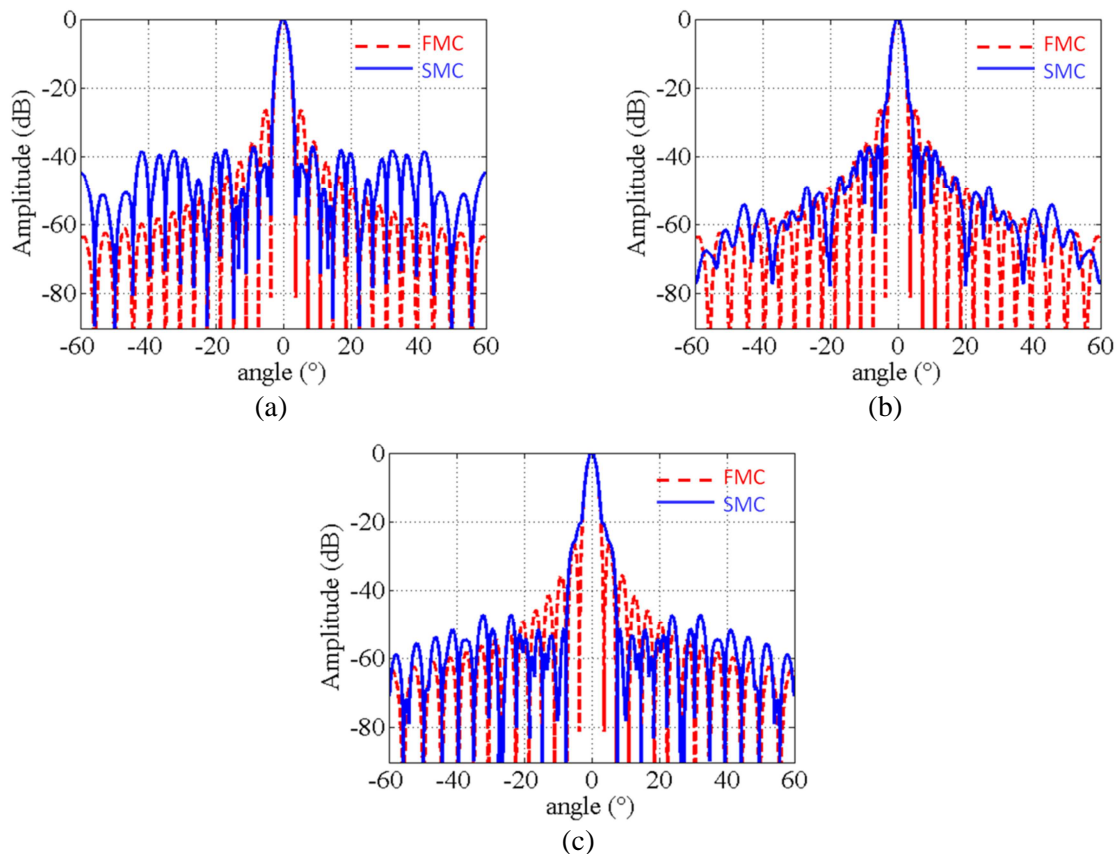


Figure 2-8 : Comparaison des PSF résultantes de l'optimisation (en bleu) avec la PSF de référence (en rouge) : (a) sans apodisation, (b) avec une apodisation trapézoïdale, (c) avec une apodisation de Hamming.

Tableau 2-6 : Mesures de l'élargissement du lobe principal de la PSF à -20 dB. (La référence est la largeur du lobe de la PSF de référence associée à une acquisition FMC).

	Sans apodisation	Fenêtre trapézoïdale	Fenêtre de Hamming
Élargissement du lobe principal à -20 dB	+ 5 %	+ 6 %	+ 10 %

2.4. Résultats de l'algorithme en fonction de la fréquence

Les séquences données par l'algorithme (Tableau 2-5) ont été calculées pour la fréquence centrale du capteur, c'est-à-dire à 2 MHz. Or, dans la pratique, un capteur possède une bande passante qui lui est propre. Avant de valider expérimentalement les résultats fournis par l'algorithme, nous avons voulu vérifier qu'ils restaient valables dans la bande passante de notre capteur, c'est à dire entre 1,4 MHz et 2,5 MHz. Les Tableaux 2-7 à 2-9 reprennent les

résultats générés par l'algorithme en fonction de la fréquence et de la fenêtre d'apodisation employée en réception.

Tableau 2-7 : Algorithme sans apodisation : évolution des séquences avec la fréquence.

Fréquence (MHz)	Nombre de tirs	Position des éléments
1,4	11	1, 13, 18, 22, 24, 30, 35, 38, 44, 51, 58
1,5	11	1, 13, 18, 22, 24, 30, 35, 38, 44, 51, 58
1,6	13	1, 8 , 13, 15 , 21 , 24, 27 , 29 , 35, 37 , 41 , 46, 58
1,7	13	1, 13, 18, 22, 24, 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58
1,8	13	1, 13, 18, 22, 24, 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58
1,9	13	1, 13, 18, 22, 24, 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58
2,0	13	1, 13, 18, 22, 24, 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58
2,1	13	1, 13, 18, 22, 24, 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58
2,2	15	1, 8, 13, 15 , 21 , 24, 27 , 29 , 34 , 35, 37 , 41 , 46, 51, 58
2,3	15	1, 8 , 13, 18, 22, 24, 25 , 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58
2,4	15	1, 8 , 13, 18, 22, 24, 25 , 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58
2,5	15	1, 8 , 13, 18, 22, 24, 25 , 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58

Tableau 2-8 : Algorithme avec apodisation trapézoïdale : évolution des séquences avec la fréquence.

Fréquence (MHz)	Nombre de tirs	Position des éléments
1,4	6	1, 15 , 16 , 30 , 42 , 58
1,5	6	1, 17, 29, 43, 44, 58
1,6	6	1, 15 , 16 , 30 , 42 , 58
1,7	6	1, 17, 29, 43, 44, 58
1,8	6	1, 17, 29, 43, 44, 58
1,9	6	1, 15 , 16 , 30 , 42 , 58
2,0	6	1, 17, 29, 43, 44, 58
2,1	6	1, 17, 29, 43, 44, 58
2,2	6	1, 17, 29, 43, 44, 58
2,3	6	1, 15 , 16 , 30 , 42 , 58
2,4	6	1, 17, 29, 43, 44, 58
2,5	6	1, 17, 29, 43, 44, 58

Tableau 2-9 : Algorithme avec apodisation de Hamming : évolution des séquences avec la fréquence.

Fréquence (MHz)	Nombre de tirs	Position des éléments
1,4	4	1, 30 , 37 , 58
1,5	4	1, 22, 29, 58
1,6	4	1, 30 , 37 , 58
1,7	4	1, 22, 29, 58
1,8	4	1, 22, 29, 58
1,9	4	1, 30 , 37 , 58
2,0	4	1, 22, 29, 58
2,1	4	1, 22, 29, 58
2,2	4	1, 22, 29, 58
2,3	4	1, 22, 29, 58
2,4	4	1, 22, 29, 58
2,5	4	1, 22, 29, 58

La lecture des 3 tableaux ci-dessus (Tableaux 2-7 à 2-9) montre que, selon la fréquence et la fenêtre d'apodisation utilisée, l'algorithme génère des séquences différentes, de par le nombre et la position des éléments. On remarque que, sans fenêtrage, le nombre d'éléments du réseau lacunaire dépend de la fréquence. Ainsi, pour les fréquences les plus basses (entre 1,4 MHz et 1,5 MHz), le nombre de tir est diminué (11 tirs au lieu de 13). Inversement, pour les fréquences supérieures ou égales à 2,2 MHz, le nombre de tirs augmente (15 tirs au lieu de 13). L'algorithme d'optimisation semble donc moins robuste lorsqu'il est employé sans fenêtrage. Ce résultat s'explique par le lien existant entre le rapport pas inter-éléments/longueur d'onde (d/λ) et le niveau des lobes secondaires. Plus la fréquence augmente, plus la longueur d'onde diminue, et plus les lobes secondaires sont importants car le rapport d/λ prend des valeurs qui vont tendre vers, ou dépasser, 0,5 (valeur pour laquelle le critère de Nyquist n'est plus respecté). Au contraire, plus la fréquence diminue, plus d/λ est faible, les lobes secondaires sont donc moins importants. L'algorithme corrige le nombre d'éléments émetteurs en le diminuant ou en l'augmentant selon la fréquence considérée. Ainsi, pour les hautes fréquences, l'algorithme fournit un nombre d'éléments plus grand que pour la fréquence centrale afin d'abaisser le niveau et l'énergie des lobes secondaires. En dessous de 1,5 MHz, l'énergie des lobes secondaire est plus faible, l'algorithme converge plus rapidement et, par conséquent, le nombre d'éléments est diminué.

Lorsqu'une apodisation est appliquée aux éléments récepteurs, le nombre d'éléments compris dans le réseau lacunaire reste identique pour toutes les fréquences comprises dans la bande passante du capteur. Cette constance s'explique par la capacité des fenêtres d'apodisation à contrôler l'enveloppe de la PSF et à abaisser plus rapidement le niveau des lobes secondaires (*cf.* paragraphe 2.3). Ce dernier reste toujours inférieur au seuil imposé quelle que soit la fréquence. Par conséquent, l'algorithme n'a pas besoin de compenser les variations en modifiant le nombre d'éléments nécessaire.

Les Tableaux 2-7 à 2-9 montrent aussi que, même si le nombre d'éléments reste constant, la position des éléments à activer peut changer en fonction de la fréquence. Les positions qui diffèrent de celles trouvées à la fréquence centrale sont inscrites en gras dans les tableaux. Après analyse, on constate qu'elles correspondent aux symétriques (par rapport au centre du capteur) des positions trouvées pour la fréquence centrale (Figure 2-9). Ainsi, la position symétrique n' de l'élément positionné en n peut être retrouvée en appliquant la relation suivante :

$$n' = N - n + 1 \quad (2-52)$$

La PSF résultant des positions symétriques est identique à celle calculée à la fréquence centrale, du fait du principe de réciprocité.

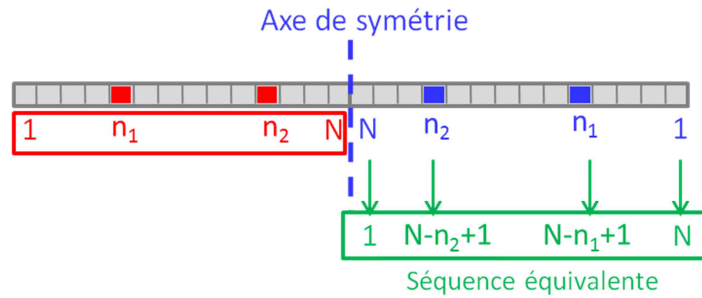


Figure 2-9 : Symétrie des séquences fournies par l’algorithme.

2.5. Validation expérimentale

Les résultats fournis par l’algorithme d’optimisation ont été utilisés pour effectuer des acquisitions sur une pièce plane en acier ferritique ($c_L=5900$ m/s) contenant plusieurs Trous Génératrices (TG) de 2 mm de diamètre, situés entre 30 mm et 60 mm de profondeur. Le traducteur, composé de 58 éléments espacés de 0,8 mm et de fréquence centrale de 2 MHz, est placé au contact de la pièce.

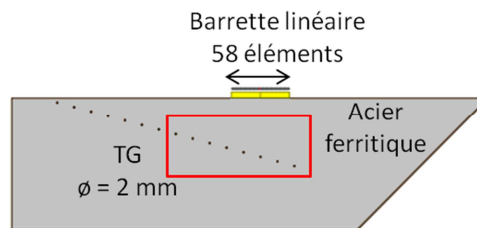


Figure 2-10 : Configuration expérimentale.

La Figure 2-11 correspond à l’image FTP issue d’une acquisition FMC (58 tirs). On considérera cette image comme notre référence.

Les Figures 2-12 à 2-14 présentent les images FTP reconstruites à partir d’acquisitions SMC. Les images de gauche (images (a)) sont issues d’acquisitions SMC dont les séquences ont été déterminées par l’algorithme d’optimisation. Les images de droite (images (b)) ont été obtenues pour un nombre de tirs équivalent mais avec une position des éléments émetteurs choisie arbitrairement. Le Tableau 2-10 rapporte, selon la fenêtre d’apodisation employée en réception, les positions (optimisées et arbitraires) utilisées pour effectuer ces acquisitions.

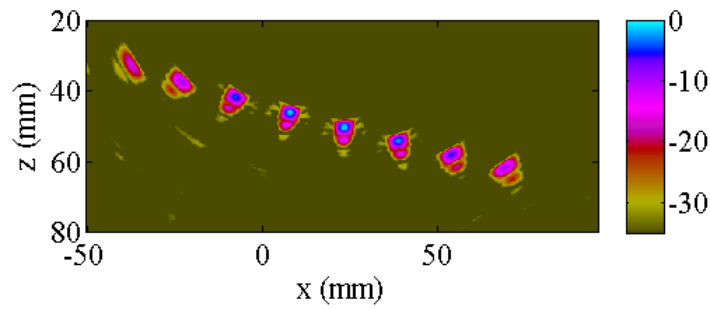


Figure 2-11 : Image de référence obtenue par FMC-FTP.

Tableau 2-10 : Positions des éléments activés en émission pour les acquisitions SMC.

	Positions optimisées	Positions arbitraires
Sans apodisation	1, 13, 18, 22, 24, 30, 32, 35, 38, 44, 46, 51, 58	1, 2, 5, 15, 16, 25, 39, 40, 44, 49, 55, 57, 58
Apodisation trapézoïdale	1, 17, 29, 43, 44, 58	1, 12, 30, 44, 56, 58
Apodisation de Hamming	1, 22, 29, 58	1, 35, 55, 58

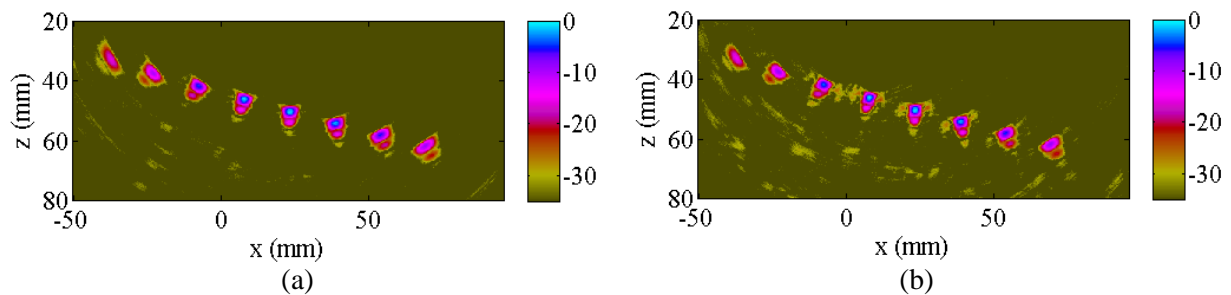


Figure 2-12 : Images FTP pour une acquisition SMC non apodisée et déterminée (a) par l'algorithme d'optimisation, (b) arbitrairement.

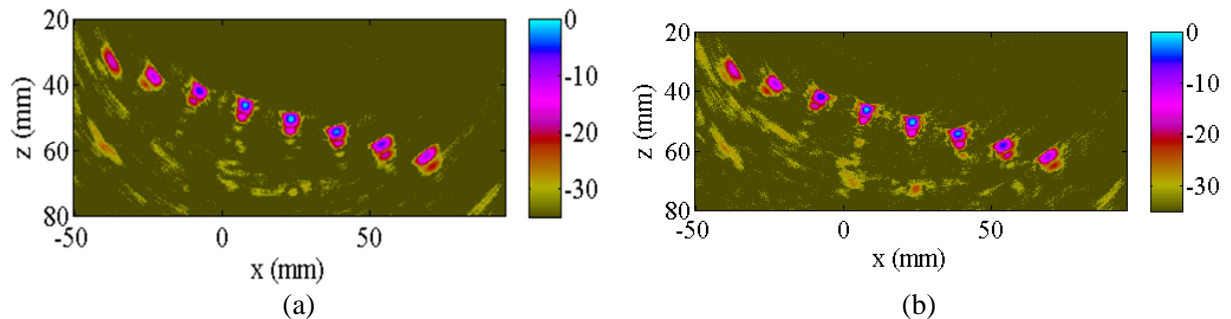


Figure 2-13 : Images FTP pour une acquisition SMC apodisée avec une fenêtre trapézoïdale et déterminée (a) par l'algorithme d'optimisation, (b) arbitrairement.

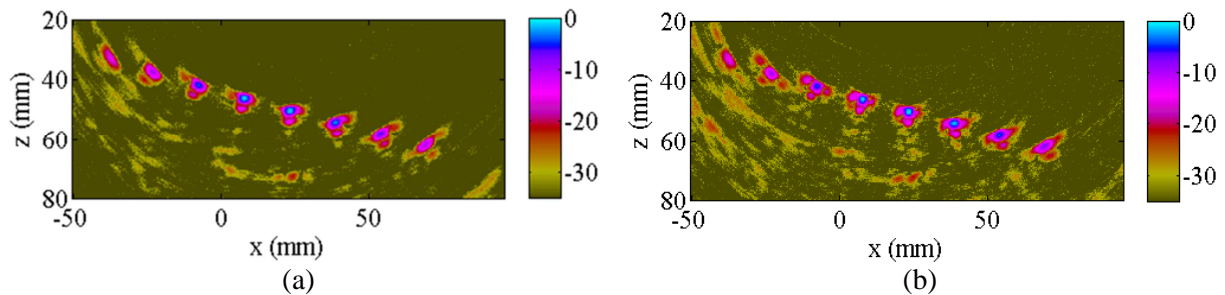


Figure 2-14 : Images FTP pour une acquisition SMC apodisée avec une fenêtre de Hamming et déterminée (a) par l’algorithme d’optimisation, (b) arbitrairement.

On remarque que les acquisitions SMC pour lesquelles les éléments émetteurs ont été choisis aléatoirement fournissent des images (Figure 2-12(b), Figure 2-13(b) et Figure 2-14(b)) de moins bonne qualité que celles pour lesquelles les positions ont été optimisées (Figure 2-12(a), Figure 2-13(a), Figure 2-14(a)). Les images SMC-FTP non optimisées sont plus « bruitées », en particulier sur la zone située sous les défauts. Ces résultats prouvent que, pour un nombre de tirs donné, la position des éléments émetteurs influe significativement sur la qualité d’une image FTP. De ce fait, elle ne doit pas être choisie de façon aléatoire.

Les artefacts de reconstruction qui apparaissent sur les images issues d’acquisitions SMC se situent principalement sous la série des TGs. Le matériau étant homogène et peu bruité à 2 MHz, ces artefacts ne correspondent pas à du bruit de structure. Il s’agit en fait des échos des ondes Transversales (ondes T) reconstruits en ondes Longitudinales (ondes L). Des simulations sous CIVA permettent de le vérifier. La simulation des échos uniquement en onde L fournit, après reconstruction, les images FTP sur la Figure 2-15. Aucune d’elles ne présente les échos observés expérimentalement. On simule à nouveau les acquisitions en prenant en compte cette fois-ci les échos en ondes L, T, et les conversions de modes. La reconstruction FTP en onde L avec ces nouvelles simulations fournit les images présentées sur la Figure 2-16. Celles-ci font apparaître des artefacts de reconstruction identiques à ceux observés expérimentalement. On démontre ainsi que le « bruit » observé sous les défauts n’est pas du bruit de structure. Il correspond à la reconstruction en ondes L des échos en ondes T et éventuellement en conversions de modes.

La comparaison des images expérimentales (Figure 2-12(a), Figure 2-13(a) et Figure 2-14(a)) montre que, sur une échelle de couleur limitée à -35 dB, l’image résultante présente davantage d’artefacts quand le nombre d’émission diminue. L’importance de ces artefacts dépend du nombre de tirs. En effet, réduire le nombre de tirs contribue à réduire l’écart en amplitude entre les échos des défauts et les artefacts. La palette de couleur seuillée à -35 dB fait alors apparaître les artefacts dont l’amplitude reste tout de même faible par rapport à celle des échos des défauts. Ainsi, avec une dynamique limitée à -30 dB, c’est-à-dire celle employée dans de nombreuses applications industrielles [33], les artefacts n’apparaissent plus et ne viennent plus perturber l’image (Figure 2-17).

Jusqu'ici, l'analyse des images SMC-FTP optimisées montre que ces dernières sont visuellement très proches de l'image de référence. Néanmoins, de manière quantitative, on mesure des différences causées par la réduction du nombre de tirs et par l'utilisation des fenêtres d'apodisation. Ces écarts sont reportés dans le Tableau 2-11.

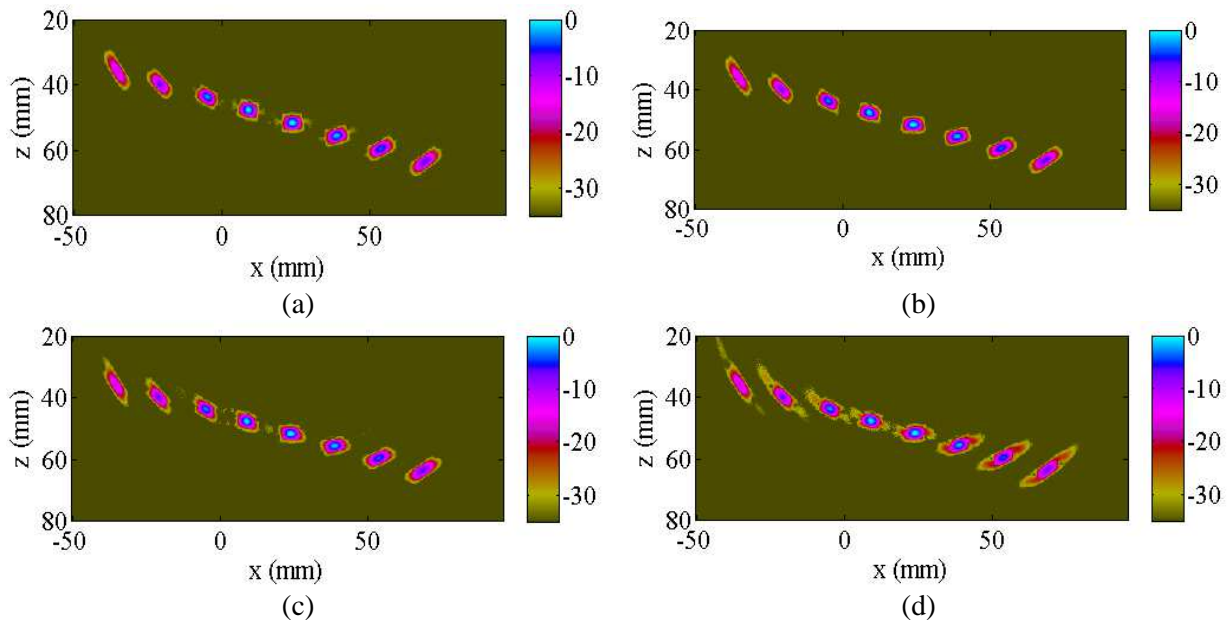


Figure 2-15 : Images FTP obtenues par la simulation des échos des TGs en ondes L uniquement : (a) image FMC-FTP de référence, (b) image SMC-FTP sans apodisation, (c) image SMC-FTP avec apodisation trapézoïdale, (d) image SMC-FTP avec apodisation de Hamming.

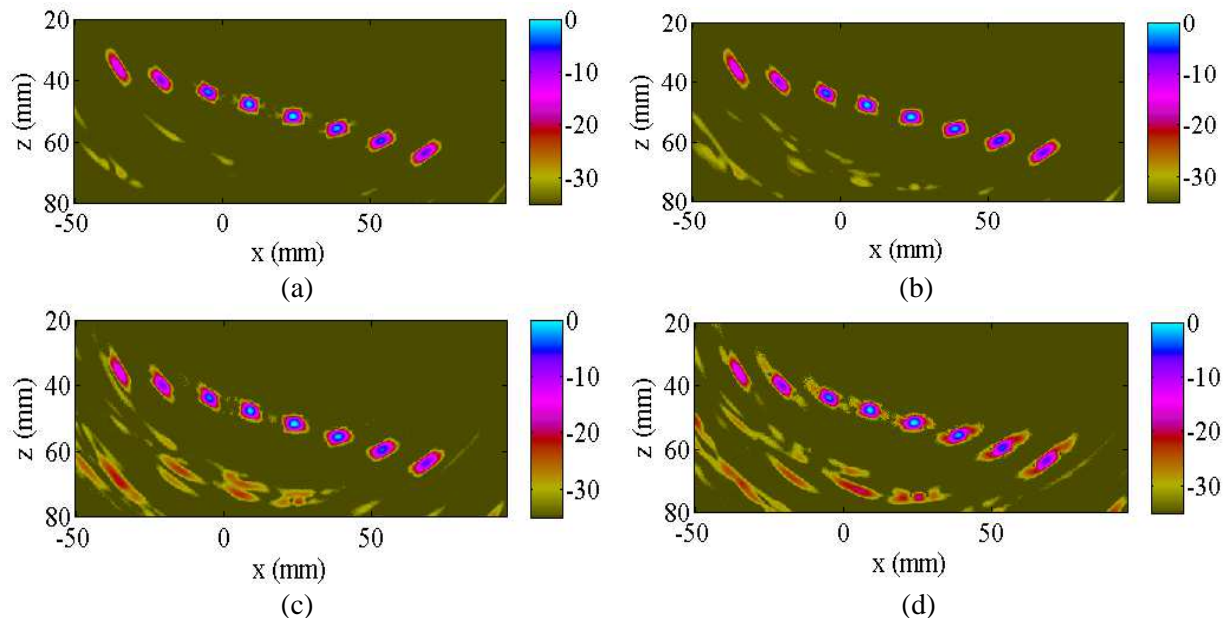


Figure 2-16 : Images FTP obtenues par la simulation des échos des TGs en onde L et T, et avec conversion de modes, (a) image FMC-FTP de référence, (b) image SMC-FTP sans apodisation, (c) image SMC-FTP avec apodisation trapézoïdale, (d) image SMC-FTP avec apodisation de Hamming.

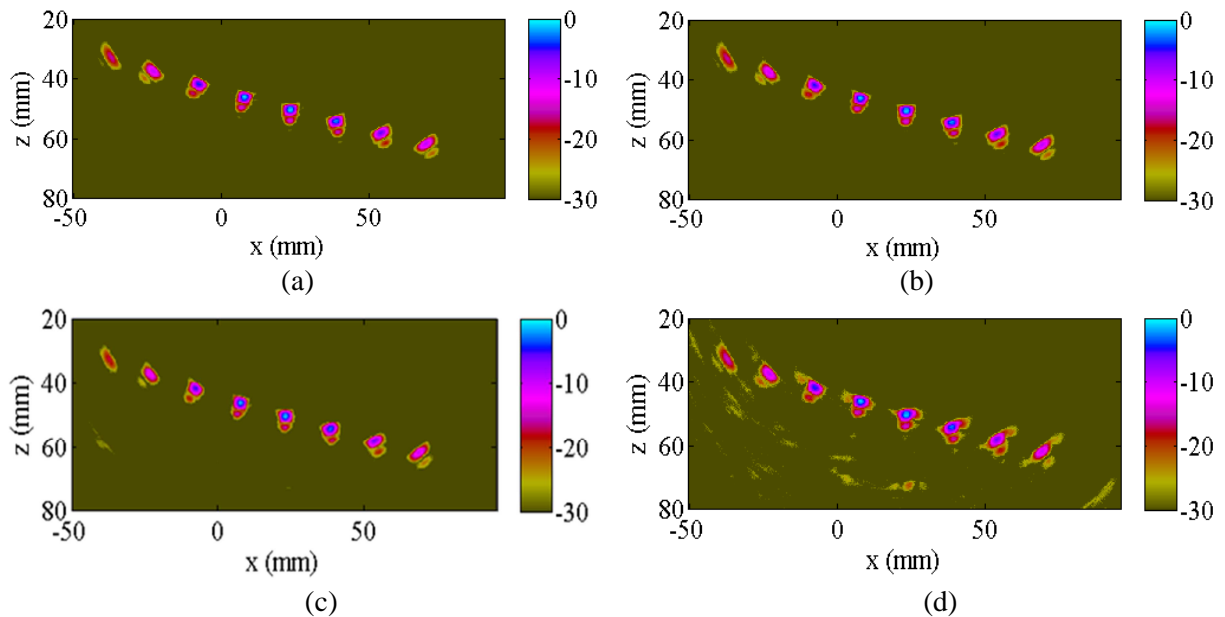


Figure 2-17 : Images FTP expérimentales sur une échelle de couleur seuillée à -30 dB : (a) image de référence FMC-FTP, (b) SMC-FTP sans apodisation, (c) SMC-FTP avec apodisation trapézoïdale, (d) SMC-FTP avec apodisation de Hamming.

On remarque que, sur les images expérimentales (Figure 2-11 à Figure 2-14), les échos des défauts sur les images SMC-FTP sont légèrement plus larges que sur l'image de référence. Cette perte de résolution latérale est la conséquence, d'une part, de la réduction du nombre de tirs et, d'autre part, de l'utilisation de fenêtres d'apodisation. En effet, nous avons vu plus tôt (paragraphe 2.3), que le lobe principal des diagrammes de rayonnement de réseaux lacunaires est plus large que celui d'un réseau complet. Cette dégradation de la résolution latérale peut être quantifiée expérimentalement en mesurant, par exemple, la largeur à -20 dB de l'écho du TG central situé à 50 mm de profondeur. Ces mesures sont rapportées dans le Tableau 2-11. Sans apodisation, ou lorsqu'une fenêtre trapézoïdale est appliquée, on constate que l'élargissement de l'écho du TG est de seulement +6 %. En revanche, avec une fenêtre de Hamming, l'écho est plus large de 31 %. On notera que la valeur mesurée expérimentalement est plus élevée que celle relevée directement sur le lobe principal de la courbe de PSF correspondante. Cette différence est probablement due au non-respect de l'hypothèse de champ lointain dans nos conditions expérimentales. En effet, le diagramme de rayonnement, tel qu'il est calculé, caractérise l'image si l'hypothèse de champ lointain est respectée. Or, nos essais s'effectuent dans le champ proche du capteur.

Tableau 2-11 : Quantification des différences entre les images FTP (La référence en amplitude et en résolution latérale est celle mesurée sur le TG de l'image de référence situé à 50 mm de profondeur).

	Image FMC-FTP (référence)	Image SMC-FTP non apodisée	Image SMC-FTP avec apodisation trapézoïdale	Image SMC-FTP avec apodisation de Hamming
Nombre de tirs	58	13	6	4
Elargissement de la dimension latérale du TG à -20 dB	-	6 %	6 %	31 %
Amplitude du TG	0 dB	-13 dB	-22 dB	-29 dB
RSB	45 dB	40 dB	36 dB	35 dB
Perte mesurée de RSB	-	-5 dB	-9 dB	-10 dB
Perte théorique de RSB	-	-6 dB	-10 dB	-12

La Figure 2-18 représente les courbes échodynamiques des images SMC-FTP. Chaque point d'une courbe échodynamique représente l'amplitude maximale le long d'une colonne d'une image FTP. Les courbes de la Figure 2-19 correspondent aux coupes de chaque image prises à la profondeur $z = 50$ mm. Toutes les courbes ont été normalisées par rapport à l'amplitude maximale mesurée sur l'image de référence. L'évolution de l'amplitude avec le nombre de tirs peut se lire dans le Tableau 2-11 grâce aux relevés d'amplitude pratiqués sur le TG situé à $z = 50$ mm. Ainsi, on constate que plus le nombre de tirs diminue, plus l'amplitude des défauts est faible. Cette diminution est la conséquence d'une baisse de l'énergie acoustique transmise dans la pièce du fait de la réduction du nombre de tirs.

On remarque aussi que la diminution du RSB est corrélée à la réduction du nombre des séquences. Les relevés de RSB dans le Tableau 2-11 ont été effectués sur les coupes de la Figure 2-19. La perte de RSB entre l'image de référence et les images SMC-FTP atteint 10 dB lorsque le nombre de tirs est divisé par 3. Elle est mesurée selon la relation suivante :

$$Perte_{RSB} = 20 \log_{10}(N) - 20 \log_{10}(\sqrt{MN}) \quad (2-53)$$

où N représente le nombre total d'éléments utilisés en réception et M le nombre de tirs ($M=N$ pour une acquisition FMC). Cette équation s'obtient à partir de l'équation (1-28) du chapitre 1 qui indique que le RSB des images FTP est proportionnel à la racine carrée du produit du

nombre de tirs N et du nombre d'éléments utilisés en réception [27]. Les pertes mesurées (Tableau 2-11) concordent avec celles prévues par la théorie.

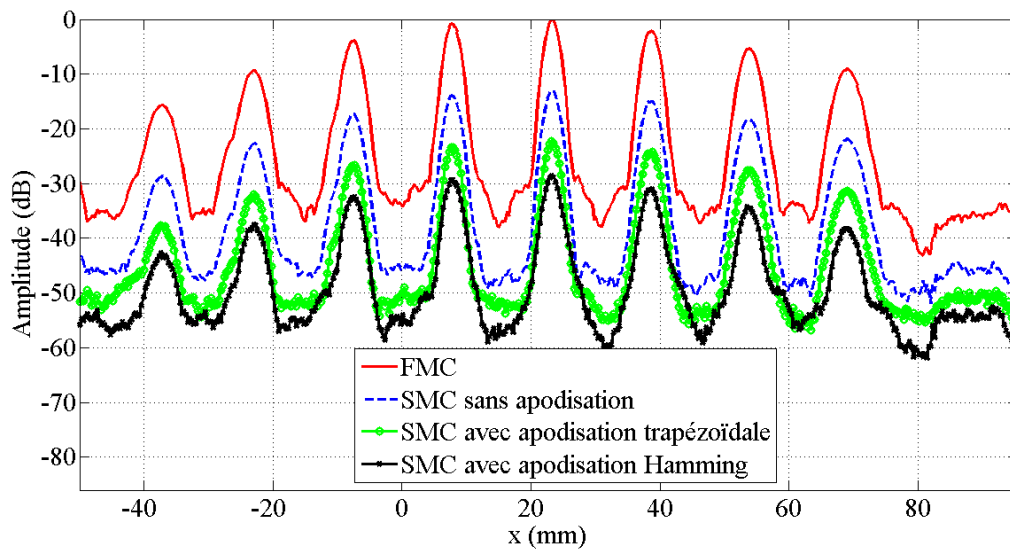


Figure 2-18 : Courbes échodynamiques normalisées par l'amplitude maximale de l'image FTP de référence.

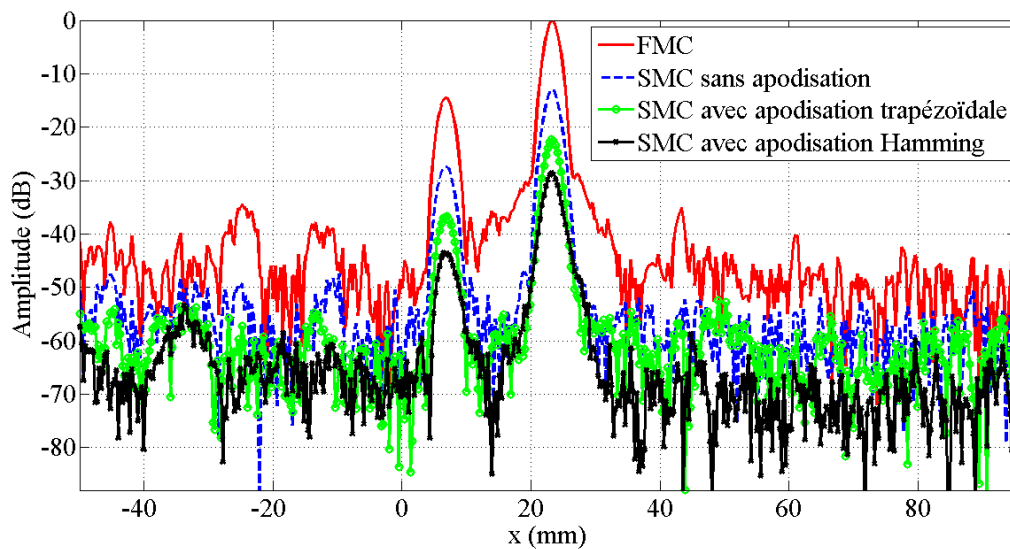


Figure 2-19 : Coupes des images FTP à la profondeur $z = 50$ mm. Les amplitudes sont normalisées par l'amplitude maximale de l'image de référence.

2.6. Conclusion

L'utilisation de réseaux lacunaires en émission permet, grâce à la réduction du nombre de tirs, d'effectuer des acquisitions plus rapidement et de réduire la quantité de données à traiter par l'algorithme FTP. Nous avons vu que, pour préserver une qualité d'image proche de celle

résultante d'une acquisition FMC, la position des éléments émetteurs doit être déterminée avec soin. En effet, la réduction du nombre d'émetteurs provoque une dégradation de la PSF du réseau en émission. Or, les caractères physiques de ce diagramme de rayonnement influent sur les propriétés de l'image. Ainsi, la largeur du lobe principal détermine la résolution latérale de l'image, tandis que le niveau des lobes secondaires caractérise le contraste et la sensibilité au bruit de structure [47]. Nous avons donc proposé un algorithme permettant d'optimiser la position et le nombre des éléments en émission pour générer une PSF aussi proche que possible de celle d'un réseau complet en émission. Nous avons constaté qu'une pondération des éléments récepteurs réduit significativement le nombre de tirs. Les résultats de l'algorithme ont été évalués expérimentalement sur une pièce en acier ferritique, non bruitée. Les images obtenues sont toutes qualitativement très proches de l'image de référence. Cependant, du fait de la réduction de l'énergie transmise dans la pièce, ces images présentent un RSB plus faible que celui de l'image de référence. Ce RSB peut décroître significativement lorsque le nombre d'émetteurs utilisés devient très faible. Bien que l'impact sur l'image finale soit négligeable pour un matériau non-bruité, il peut être plus gênant pour des matériaux présentant un fort bruit de structure.

3. Optimisation de la méthode pour les matériaux bruités

Un inconvénient des acquisitions FMC est lié à l'utilisation d'un unique élément pour chaque tir. Cela limite l'énergie acoustique transmise dans le milieu et la profondeur de pénétration des ondes qui sont rapidement atténuées au fur et à mesure de leur propagation. Par conséquent, les images FTP peuvent présenter un faible RSB. Par ailleurs, comme nous l'avons vu dans la section précédente, ce dernier s'abaisse encore dans le cas d'acquisitions SMC, pour lesquelles le nombre de tirs est réduit. En supposant que le bruit rencontré est uniquement électronique, il est possible d'améliorer la profondeur de pénétration et le RSB des images issues d'acquisitions SMC. Une solution a en effet été proposée par Karaman *et al.* [48]. Contrairement à une acquisition FMC ou SMC classique, cette solution consiste à utiliser, non pas un seul, mais plusieurs éléments adjacents par tir. Le groupement de ces éléments forme alors ce qu'on appelle une *source virtuelle*.

3.1. Les sources virtuelles

Un élément d'un transducteur linéaire produit une onde cylindrique, de faible intensité, qui se propage dans le milieu de manière quasi omnidirectionnelle. Une source virtuelle génère également une onde cylindrique, se propageant de manière quasi similaire à celle produite par un seul élément mais plus énergétique. Elle est créée en groupant N_{SV} éléments adjacents

auxquels on applique une loi de retards adaptée afin qu'ils transmettent une onde cylindrique plus puissante. Selon la loi de retards utilisée, l'élément virtuel peut être localisé au-dessus ou en-dessous du réseau réel (Figure 2-20).

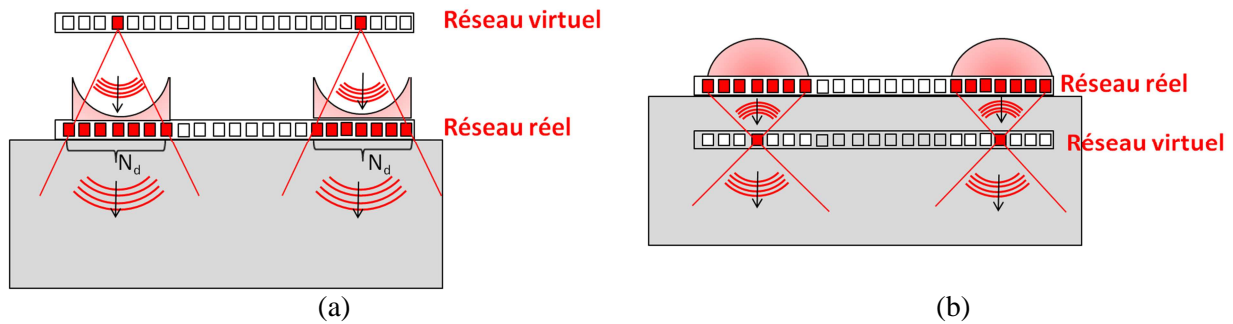


Figure 2-20 : Schéma de principe de la formation d'une source virtuelle (a) créée au-dessus du réseau réel, (b) ou en dessous du réseau réel.

Le premier avantage apporté par les sources virtuelles est l'augmentation de l'énergie transmise dans le milieu. D'après la littérature [48], cette dernière est proportionnelle à la racine carrée du nombre d'éléments utilisés pour créer chaque source. Cette relation a été trouvée empiriquement par Karaman *et al.* Les simulations que nous avons effectuées avec CIVA confirment les résultats de la littérature. Comme on peut le voir sur la Figure 2-21, l'amplitude émise par une source virtuelle constituée de N_{SV} éléments varie bien comme $1,25\sqrt{N_{SV}}$.

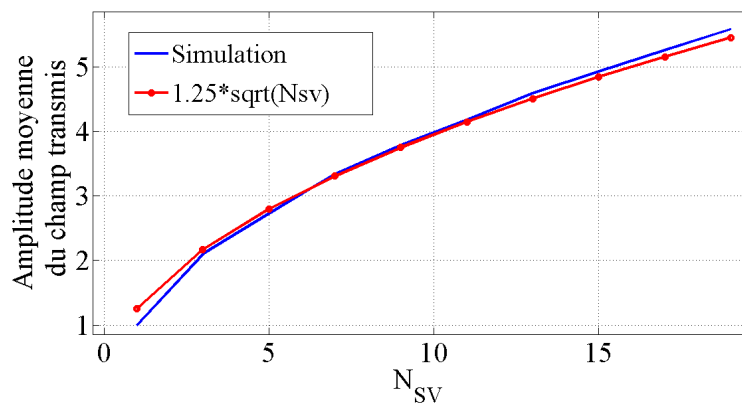


Figure 2-21 : Amplitude moyenne du champ transmis par une source virtuelle en fonction du nombre d'éléments utilisés pour la créer.

Le diagramme de directivité d'une source virtuelle est proche de celui d'un seul élément pris isolément, uniquement sur une plage angulaire θ . Le secteur angulaire θ dépend des retards appliqués aux éléments. Pour le comprendre, considérons le cas où la source virtuelle est placée sous le capteur physique (Figure 2-22).

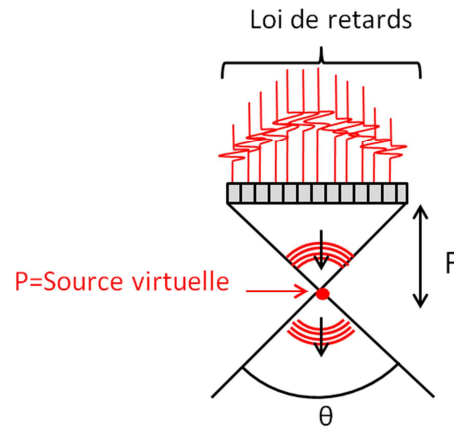


Figure 2-22 : Schéma de la création d'une source virtuelle.

Les retards appliqués aux N_{SV} éléments adjacents permettent de focaliser l'onde émise en un point P situé à une profondeur F . L'évolution du front d'onde peut être décrite en deux étapes. Dans un premier temps, l'onde avance vers le point focal P pour s'y concentrer. Une fois arrivée au point P , l'onde continue sa progression et commence à diverger. Pour un observateur situé à une profondeur supérieure à F , tout se passe comme si l'onde provenait d'un élément virtuel localisé en P . L'onde, provenant du point focal P , n'est pas omnidirectionnelle. Elle présente une directivité limitée à un angle θ , dépendant de la taille de la sous-ouverture D et de la profondeur de focalisation F . Cet angle est défini par la relation géométrique suivante :

$$\tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{D}{2F}. \quad (2-54)$$

Ainsi, lorsque $F=D/2$, l'onde provenant de la source virtuelle peut être considérée comme cylindrique sur un secteur angulaire de 90° . La divergence de la source virtuelle dépend donc du choix de la profondeur de focalisation F et de la taille de la sous-ouverture D , c'est-à-dire du nombre d'éléments utilisés pour créer la source virtuelle. Dans ce qui suit, nous expliquerons la démarche utilisée pour déterminer N_{SV} .

3.2. Choix du nombre d'éléments pour créer une source virtuelle

Le nombre N_{SV} d'éléments à grouper pour former une source virtuelle doit être choisi de manière à ce que le champ produit soit aussi proche que possible de celui d'un seul élément du capteur. L'onde doit être cylindrique, son amplitude doit être constante et sa phase doit être synchrone dans le secteur angulaire θ . Pour former une source virtuelle répondant à ces critères, nous avons procédé, avec CIVA, à des calculs de champs en faisant varier N_{SV} .

L'évolution du champ émis en fonction du nombre d'éléments utilisés pour former la source virtuelle est illustrée sur la Figure 2-23 . La zone de calcul a pour dimensions 100×150 mm² et les champs sont présentés à un temps t correspondant à une distance de propagation de $R = 50$ mm. On remarque sur les Figure 2-23 (a), (b) et (c), que pour des petites valeurs de N_{SV} , telles que $N_{SV} \leq 7$, le champ transmis par la source virtuelle est très proche de celui émis par un seul élément (Figure 2-23 (a)). Pour des sous-ouvertures plus grandes (Figure 2-23 (d), (e), et (f)), l'amplitude sur le front d'onde est moins uniforme et on voit apparaître un deuxième front d'onde correspondant aux ondes de diffraction provenant des bords de la sous-ouverture.

Pour s'assurer que les champs produits par les sources virtuelles sont bien cylindriques, les champs sur la Figure 2-24 sont représentés en fonction de l'angle θ entre -45° et 45° . L'onde émise par un seul élément est cylindrique ; sa représentation en fonction de θ donne une bande bien horizontale (phase synchrone) et quasi uniforme en amplitude (Figure 2-24 (a)) [48]. On recherche le nombre N_{SV} qui génèrera une onde avec les mêmes caractéristiques. Les champs sur la Figure 2-24 montrent que plus N_{SV} est grand, plus la plage angulaire pour laquelle la bande est parfaitement horizontale est réduite. On remarque aussi que plus N_{SV} est grand, moins l'amplitude est uniforme sur le secteur angulaire. La Figure 2-25 donne les amplitudes maximales mesurées sur les bandes de la Figure 2-24. Les courbes d'amplitudes sont normalisées par rapport à l'amplitude maximale mesurée pour $N_{SV} = 1$. On note que, sur le secteur angulaire choisi ($-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$), et pour $N_{SV} \neq 7$, les courbes d'amplitude ne sont plus constantes.

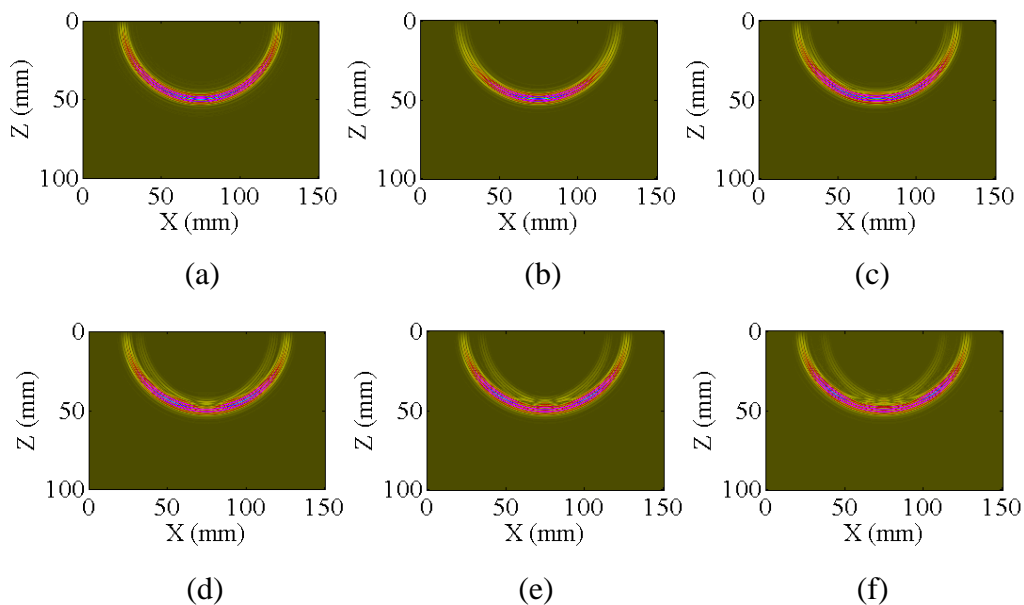


Figure 2-23 : Champs simulés instantanés transmis par une source virtuelle composée de (a) $N_{SV} = 1$, (b) $N_{SV} = 3$, (c) $N_{SV} = 7$, (d) $N_{SV} = 11$, (e) $N_{SV} = 15$, (f) $N_{SV} = 19$ éléments.

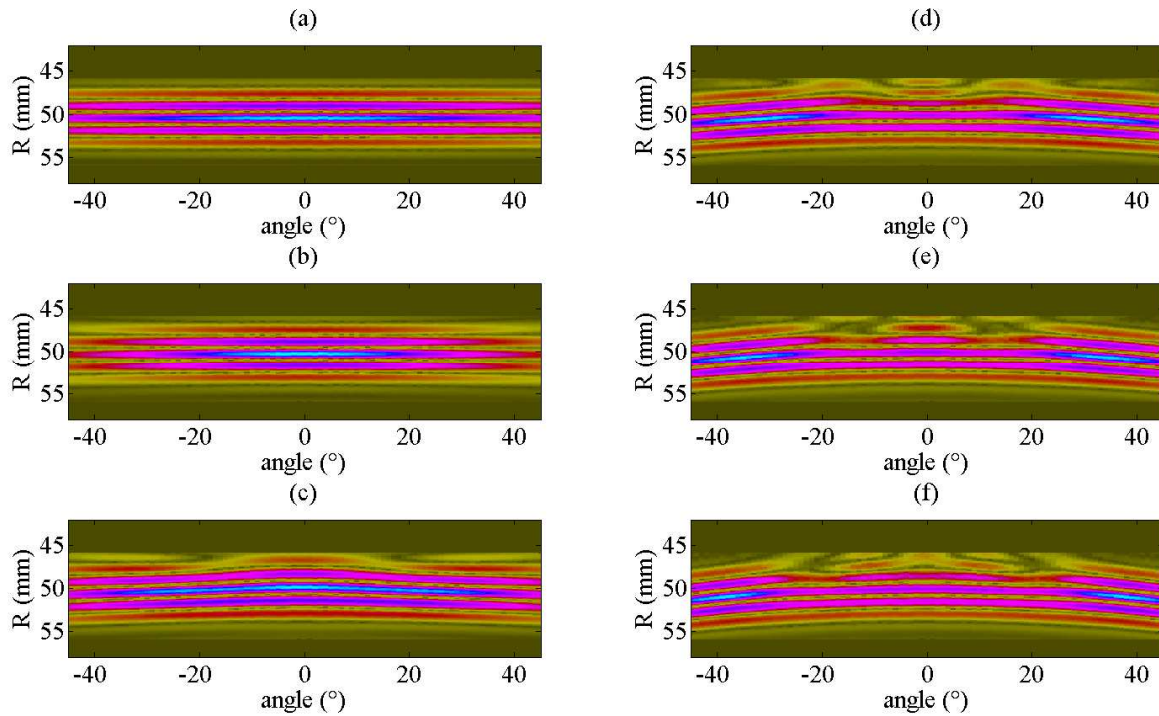


Figure 2-24 : Champs simulés instantanés transmis par une source virtuelle composée de (a) $N_{SV} = 1$, (b) $N_{SV} = 3$, (c) $N_{SV} = 7$, (d) $N_{SV} = 11$, (e) $N_{SV} = 15$, (f) $N_{SV} = 19$ éléments.

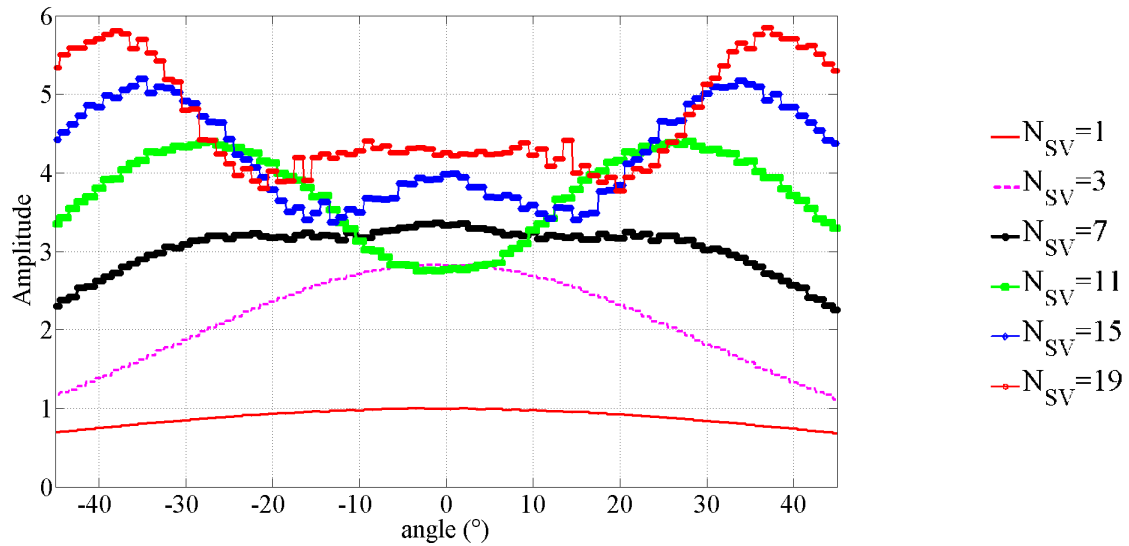


Figure 2-25 : Amplitudes maximales des champs incidents en fonction de l'angle. Les amplitudes sont normalisées par rapport à l'amplitude maximale obtenue pour $N_{SV} = 1$.

Ainsi, les Figures 2-23 à 2-25 nous permettent de constater que, pour des valeurs de N_{SV} supérieures à 7, le champ émis par la source virtuelle s'éloigne significativement de celui qui produit par un seul élément. Pour $N_{SV} > 7$, on voit apparaître des échos de diffraction plus

importants, l'onde n'est plus parfaitement cylindrique et l'amplitude n'est plus uniforme. Compte tenu des caractéristiques de notre capteur, le nombre optimal pour former une source virtuelle est donc 7.

Par conséquent en imposant $N_{sv} = 7$, on augmente l'énergie dans le milieu par un facteur $1,25\sqrt{7} = 3,3$ (ou 10,4 dB) par rapport à celui qui serait transmis par un seul élément. Nous le vérifierons expérimentalement dans le paragraphe 3.4.

3.3. Les sources virtuelles dans l'algorithme FTP

La position du réseau virtuel par rapport au réseau réel, si elle est bien prise en compte dans le calcul des temps de vol, n'a pas d'impact sur la construction des images FTP.

On rappelle que pour un point $P(x,z)$ de l'image, le temps de vol T_{mm}^P entre un élément émetteur « virtuel » m et l'élément récepteur « réel » n s'écrit :

$$T_{mm}^P = t_m^{tr,P} + t_n^{re,P} . \quad (2-55)$$

Le temps de vol $t_n^{re,P}$ associé au trajet « retour » de l'onde, du point $P(x,z)$ à l'élément n , ne change pas avec la position de la source virtuelle. En notant x_n l'abscisse de l'élément récepteur, ce temps de vol s'écrit :

$$t_n^{re,P} = \frac{\sqrt{(x_n - x)^2 + z^2}}{c} . \quad (2-56)$$

En revanche, la position de la source virtuelle par rapport au capteur physique modifie le temps de vol $t_m^{tr,P}$ associé au trajet « aller », c'est-à-dire partant de l'élément virtuel m de coordonnées (x_m, F) au point $P(x,z)$. La Figure 2-26 illustre les cas de figure où la source virtuelle est située en-dessous et au-dessus du capteur réel.

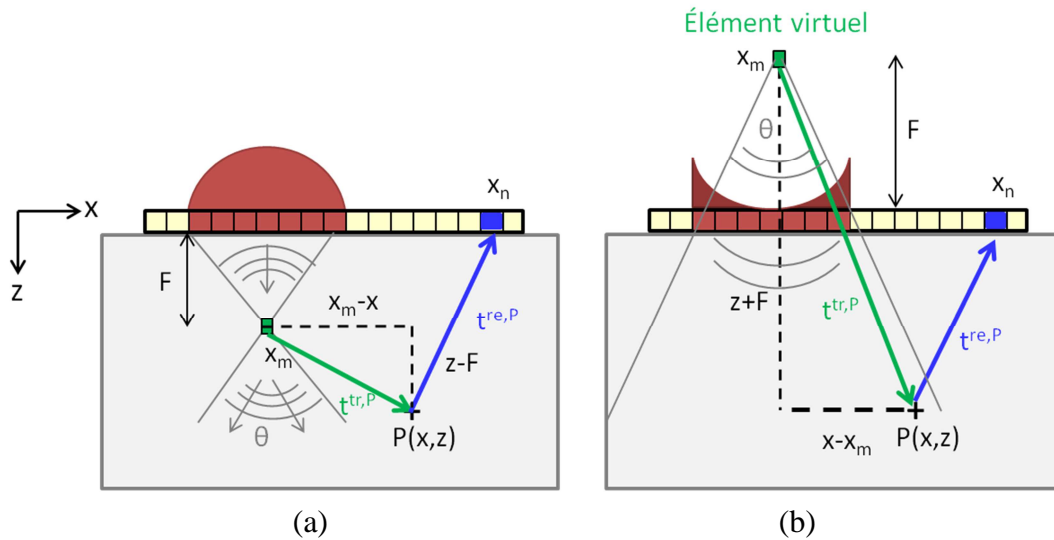


Figure 2-26 : Trajets pour le calcul des temps de vol lorsque : (a) la source virtuelle est créée en-dessous du réseau réel, (b) la source virtuelle est créée au-dessus du réseau réel.

Lorsque la source virtuelle est située en-dessous du réseau réel (Figure 2-26 (a)), les temps de vols « aller » se calculent selon la formule (2-57).

$$t_m^{tr,P} = \frac{\sqrt{(x_m - x)^2 + (z - F)^2}}{c} + \Delta T, \quad (2-57)$$

où $\Delta T = \frac{F}{c}$ représente un offset correspondant au temps nécessaire pour que le front d'onde provenant de la sous-ouverture localisée sur le réseau réel se focalise en F pour former la source virtuelle. De ce fait, cela revient à considérer que la source virtuelle émet avec un retard ΔT . Lors de la construction de l'image, on cherche alors des amplitudes pour des temps de vol plus longs de ΔT .

Lorsque la source virtuelle est localisée au-dessus du réseau physique, les temps de vols « aller » se calculent selon la relation suivante :

$$t_m^{tr,P} = \frac{\sqrt{(x_m - x)^2 + (z + F)^2}}{c} - \Delta T. \quad (2-58)$$

Dans cette configuration, on retranche au temps de vol l'offset ΔT . En effet, par analogie, la source virtuelle étant à une distance F au-dessus du réseau réel, il existe un délai ΔT avant que l'onde émise par la source virtuelle n'arrive au niveau du capteur réel. Cela revient à considérer que la source virtuelle « émet » ΔT plus tôt. On recherche donc des amplitudes à des temps de vol plus courts de ΔT .

3.4. Evaluation expérimentale avec une pièce non bruitée

Pour évaluer l'apport des sources virtuelles sur l'imagerie synthétique, nous avons repris la configuration expérimentale présentée à la section 2.5. La Figure 2-27(a) correspond à l'image FTP issue d'une acquisition FMC où chacun des 58 tirs est réalisé avec une source virtuelle créée en focalisant 7 éléments adjacents. Les Figure 2-27(b), (c) et (d) correspondent à des images FTP obtenues à partir d'acquisitions SMC employant des sources virtuelles. Les émissions sont effectuées avec des sources virtuelles dont les positions sont identiques à celles du Tableau 2-5 (positions déterminées par l'algorithme d'optimisation. Les 4 images sur la Figure 2-27 présentent une résolution spatiale identique aux images FTP obtenues sans sources virtuelles (Figure 2-17). Par contre, on note que l'amplitude des échos des images FTP avec sources virtuelles (*cf.* Tableau 2-12) est supérieure de 10 dB par rapport à celle mesurée sur les images FTP conventionnelles. Cette augmentation concorde avec celle prévue par la simulation (paragraphe 3.2). Les sources virtuelles émettent une onde plus énergétique qui permet d'améliorer le Rapport Signal à Bruit de 4 dB (*cf.* Tableau 2-12). Alors qu'on pouvait s'attendre à une augmentation de RSB de $1,25 \times 20 \log_{10}(\sqrt{N_{SV}})$, soit environ 10 dB pour $N_{SV} = 7$, on mesure uniquement un gain de +3 à +4 dB. Dans la littérature, la relation entre le RSB et N_{SV} a été vérifiée en simulation (dans ce cas, seul le bruit électronique est pris en compte) [27], et expérimentalement dans des milieux peu bruités assimilables à de l'eau (fantômes utilisés dans le domaine médical) [48]. Or, en CND les matériaux rencontrés sont composés d'alliages de métaux qui présentent naturellement un bruit de structure plus ou moins important. Bien que la pièce utilisée ici soit très peu bruitée, le bruit de structure, aussi faible soit-il, est à l'origine de la différence observée entre le RSB théorique et l'expérimental.

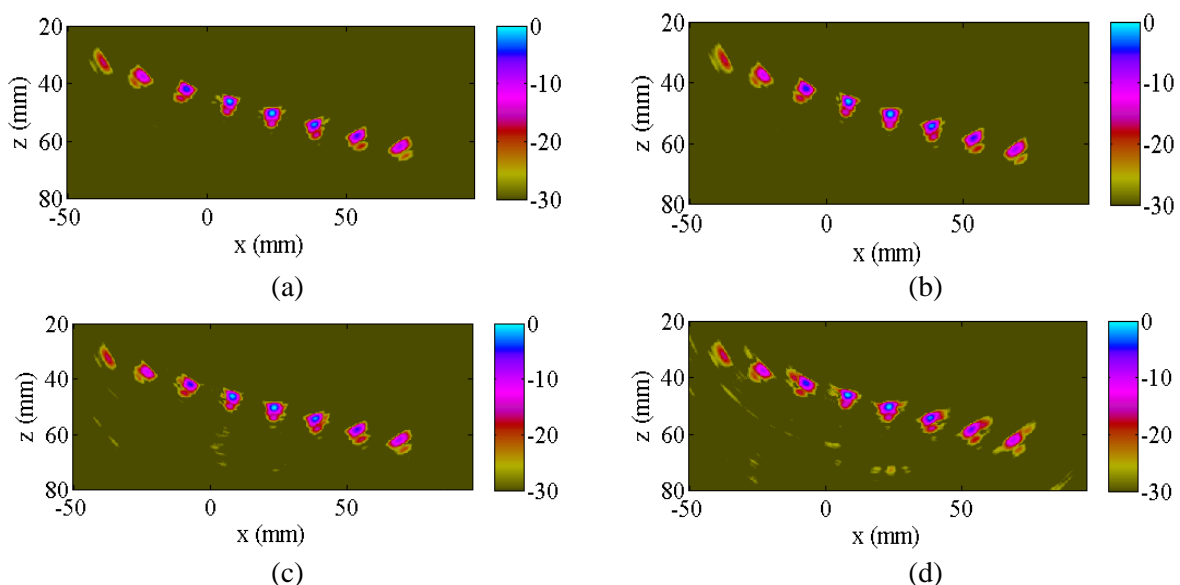


Figure 2-27 : Images FTP avec sources virtuelles (a) image de référence FMC-FTP, (b) SMC-FTP sans apodisation, (c) SMC-FTP avec apodisation trapézoïdale, (d) SMC-FTP avec apodisation de Hamming.

Sur le Tableau 2-12, la Figure 2-28 et la Figure 2-29, il est intéressant d'observer que l'image SMC-FTP obtenue sans apodisation et avec uniquement 13 tirs de sources virtuelles, est quasiment identique à l'image FMC-FTP conventionnelle (58 tirs de 1 élément). Le RSB reste inchangé (1 dB de différence) et l'amplitude des TGs augmente de seulement 3 dB.

Tableau 2-12 : Evaluation de l'utilisation des sources virtuelles (La référence en amplitude est celle mesurée sur le TG situé à 50 mm de profondeur sur l'image de référence acquise sans source virtuelle).

	Image FMC-FTP (référence)	Image SMC-FTP non apodisée	Image SMC-FTP avec apodisation trapézoïdale	Image SMC-FTP avec apodisation de Hamming
Nombre de tirs	58	13	6	4
Amplitude mesurée sans source virtuelle	0 dB	-13 dB	-22 dB	-29 dB
Amplitude mesurée avec source virtuelle	10 dB	-3 dB	-12 dB	-19 dB
RSB sans source virtuelle	45 dB	40 dB	36 dB	35 dB
RSB avec source virtuelle	48 dB	44 dB	40 dB	38 dB

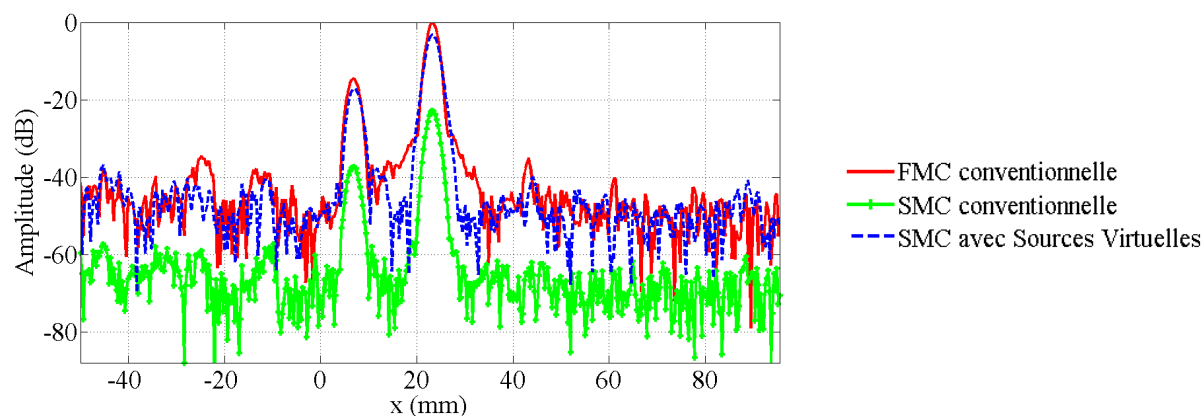


Figure 2-28 : Comparaison de coupes (à la profondeur $z = 50$ mm) d'images FTP avec et sans utilisation de sources virtuelles. Les amplitudes sont normalisées par rapport à l'amplitude maximale mesurée sur l'image FTP issue d'une acquisition FMC conventionnelle.

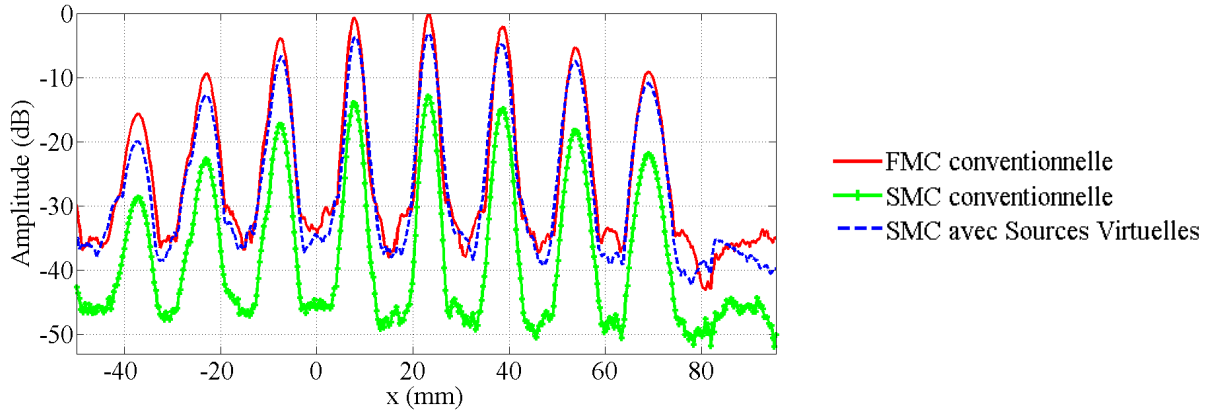


Figure 2-29 : Comparaison des courbes échodynamiques avec et sans utilisation de sources virtuelles. Les amplitudes sont normalisées par rapport à l'amplitude maximale mesurée sur l'image FTP issue d'une acquisition FMC conventionnelle.

L'emploi de sources virtuelles compense donc la perte d'énergie et de profondeur de pénétration causées par la réduction du nombre de tirs. Nous avons ainsi montré que des acquisitions SMC peuvent fournir, avec 4 fois moins de tirs, des images FTP identiques à celles issues d'une acquisition FMC.

3.5. Evaluation expérimentale avec une pièce bruitée

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que les sources virtuelles augmentent l'énergie transmise dans la pièce et améliorent le RSB des images SMC-FTP lorsque la pièce est peu bruitée. Cependant, dans l'industrie, on est amené à inspecter des pièces présentant un bruit de structure plus important (ex. : acier moulé ou forgé à gros grains). Ce bruit rend la détection et l'imagerie nettement plus difficiles. Dans ce paragraphe, nous étudierons la qualité de l'imagerie FTP dans un milieu bruité, selon que l'on post-traite une acquisition FMC ou SMC, avec ou sans sources virtuelles. La pièce inspectée est constituée d'acier moulé ($c_L = 5851$ m/s) et comporte une série de trous génératrices de 2 mm de diamètre. La configuration expérimentale est schématisée sur la Figure 2-30. Le capteur employé est identique à celui utilisé pour les acquisitions précédentes (58 éléments d'espace inter-éléments 0,8 mm et de fréquence centrale 2 MHz).

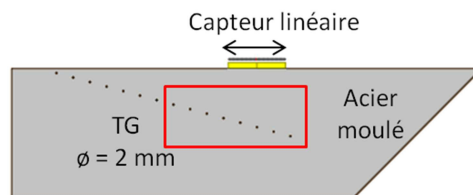


Figure 2-30 : Configuration expérimentale pour l'imagerie du bloc en acier moulé.

Afin d'évaluer l'impact du bruit de structure dans l'imagerie FTP, nous commençons par comparer les images obtenues avec une acquisition FMC classique effectuée sur une pièce bruitée (Figure 2-31 (b)), puis non bruitée (Figure 2-31 (a)). Pour ces deux acquisitions, nous avons employé le même capteur et effectué un nombre de tirs identique. Les deux pièces présentent la même série de défauts, à la même profondeur.

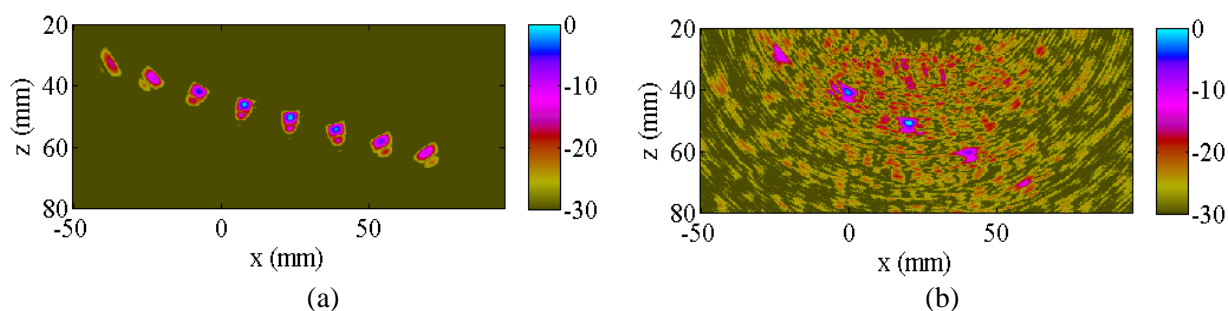


Figure 2-31 : Images FTP obtenues après post-traitement d'une acquisition FMC pour (a) une pièce en acier ferritique, (b) et une pièce en acier moulé.

Les images sur la Figure 2-31 montrent que la qualité de l'image FTP obtenue dans le matériau en acier moulé (Figure 2-31(b)) est considérablement dégradée par rapport à celle obtenue avec de l'acier ferritique (Figure 2-31(a)). La comparaison des deux images et des coupes associées (Figure 2-32), met en évidence une nette différence de RSB. Sur la pièce en acier moulé, on constate (*cf.* Tableau 2-13) une perte de 2 dB sur le signal et un RSB atténué de 20 dB. Cette perte importante de RSB rend les défauts les plus profonds et les plus éloignés de l'axe du capteur, à peine perceptibles. Cette dégradation s'explique par la réduction de la profondeur de pénétration des ondes, du fait de la nature bruitée du matériau de la pièce.

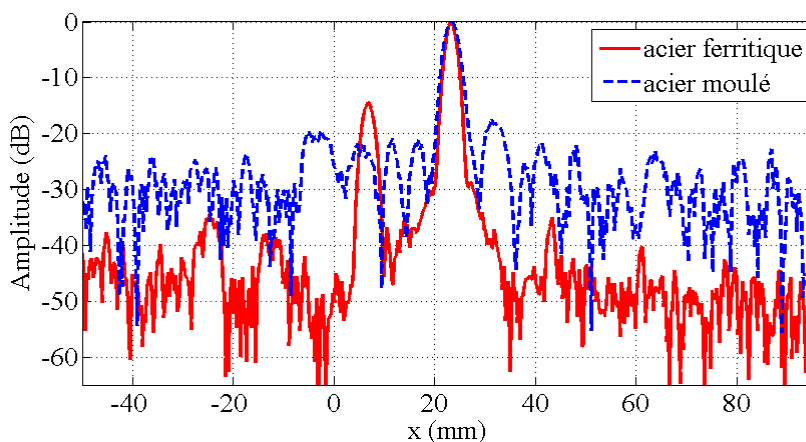


Figure 2-32 : Coupe de l'image FTP, à la profondeur $z = 50$ mm, dans la pièce en acier moulé (bleu) et dans la pièce non bruitée (rouge).

Tableau 2-13 : Comparaison des amplitudes et des RSB pour une pièce en acier ferritique et une pièce en acier moulé.

	Pièce en acier ferritique (référence)	Pièce en acier moulé
Amplitude sur le TG à z = 50mm	0 dB	-2 dB
RSB	45 dB	25 dB

Comme souligné au paragraphe 2.5, la qualité de l'image FTP (en termes de RSB) diminue avec le nombre de tirs. Cette détérioration est d'autant plus importante que le matériau présente un fort bruit de structure. On note sur la Figure 2-31(a), que pour une palette de couleur fixée à -30 dB, les défauts de la pièce en acier moulé imagés par FMC-FTP sont « noyés » dans le bruit. *A fortiori*, avec des acquisitions SMC, la distinction des défauts sur l'image FTP résultante sera encore plus délicate. Dans la suite, pour faciliter la comparaison des images dans la pièce bruitée, nous fixerons le seuil de la palette de couleur des images FTP dans l'acier moulé à -22 dB. Cette palette sera plus sensible à l'utilisation des sources virtuelles et facilitera la comparaison entre les différentes images SMC-FTP.

Les Figure 2-33 à 2-36 correspondent aux images FTP issues d'acquisitions FMC et SMC avec ou sans sources virtuelles. On remarque sur les images (a) (sans sources virtuelles) que l'amplitude des défauts décroît au fur et à mesure que le nombre de tirs diminue ce qui fait ressortir plus intensément le bruit de structure. Cependant, cette diminution du RSB est en partie compensée par l'utilisation de sources virtuelles (images (b)). Le Tableau 2-14 rapporte l'augmentation de RSB consécutive à l'utilisation des sources virtuelles. On mesure sur les coupes des images (Figure 2-37) une augmentation de 3 dB. Cette amélioration est néanmoins suffisante pour diminuer le bruit apparent sur les images.

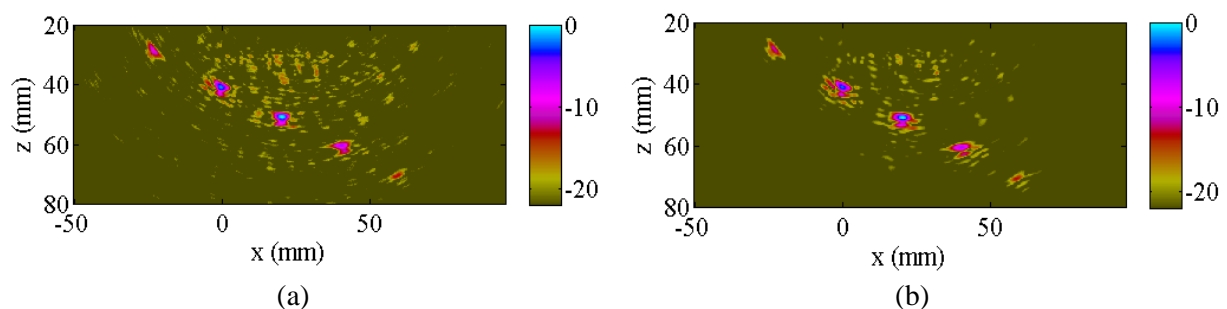


Figure 2-33 : Images FTP issues d'une acquisition FMC (58 tirs) réalisée avec une pièce en acier en moulé (a) sans sources virtuelles (b) avec sources virtuelles.

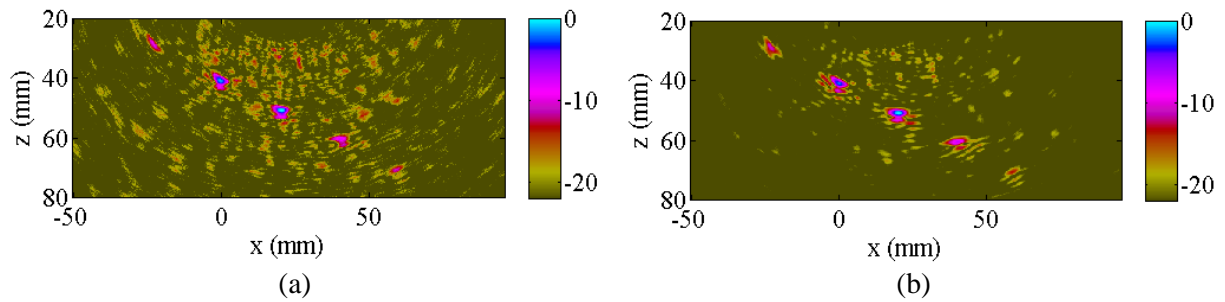


Figure 2-34 : Images SMC-FTP non apodisée (13 tirs) réalisée avec une pièce en acier moulé (a) sans sources virtuelles (b) avec sources virtuelles.

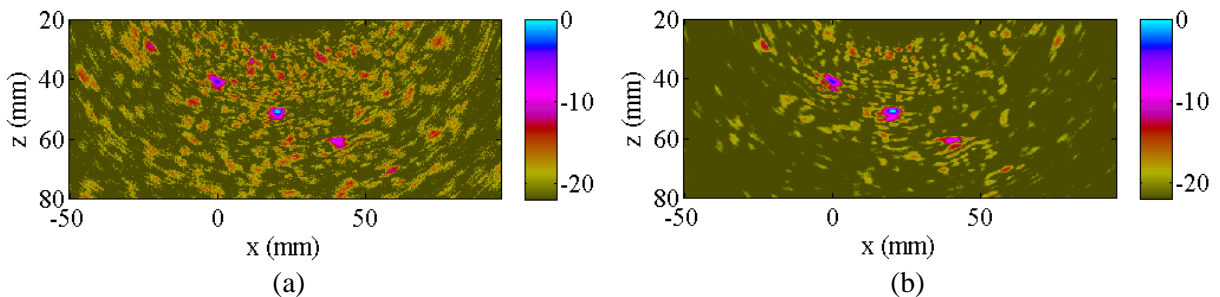


Figure 2-35 : Images SMC-FTP apodisée avec une fenêtre trapézoïdale (6 tirs) réalisée avec une pièce en acier moulé (a) sans sources virtuelles (b) avec sources virtuelles.

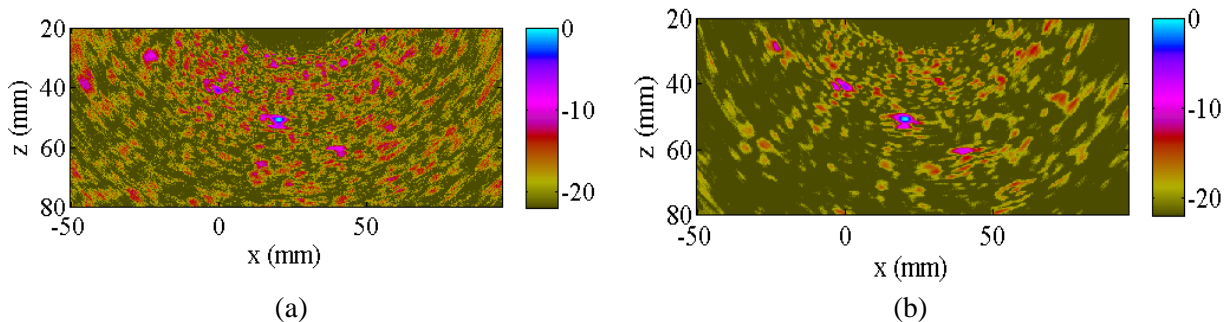


Figure 2-36 : Images SMC-FTP apodisée avec une fenêtre de Hamming (4 tirs) réalisée avec une pièce en acier moulé (a) sans sources virtuelles (b) avec sources virtuelles.

Tableau 2-14 : Evaluation de l'utilisation des sources virtuelles pour un matériau présentant un bruit de structure. (La référence en amplitude est celle mesurée sur le TG situé à 50 mm de profondeur de l'image de référence acquise sans source virtuelle).

	Image FMC-FTP (référence)	Image SMC-FTP non apodisée	Image SMC-FTP avec apodisation trapézoïdale	Image SMC-FTP avec apodisation de Hamming
Nombre de tirs	58	13	6	4
Amplitude mesurée sans source virtuelle	0 dB (référence)	-13 dB	-21 dB	-28 dB
Amplitude mesurée avec source virtuelle	12 dB	-1 dB	-9 dB	-16 dB
RSB sans source virtuelle	25 dB	21 dB	21 dB	17 dB
RSB avec source virtuelle	28 dB	24 dB	23 dB	20 dB

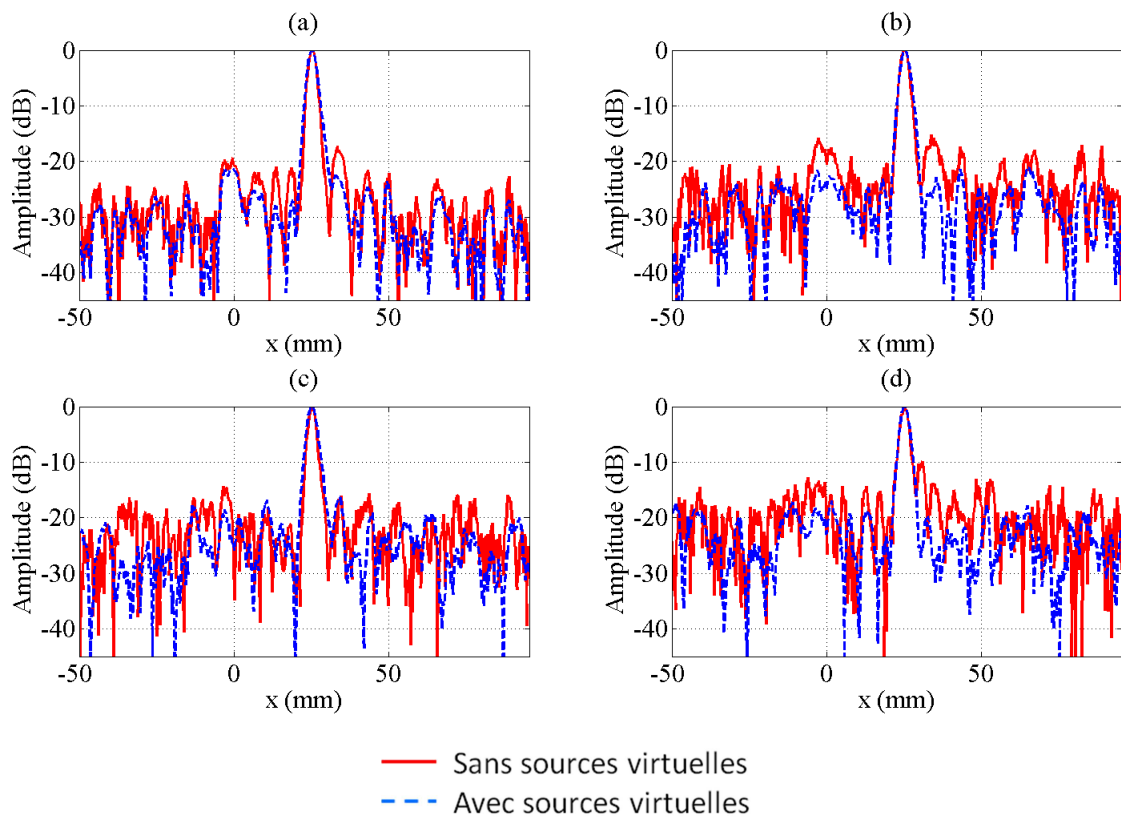


Figure 2-37 : Comparaison des coupes des images FTP à la profondeur $z = 50$ mm pour une acquisition (a) FMC (58 tirs), (b) SMC non apodisée (13 tirs), SMC apodisée par une fenêtre trapézoïdale (6 tirs), SMC apodisée par une fenêtre de Hamming (4 tirs). Chaque coupe est normalisée par le maximum d'amplitude relevée sur l'image correspondante.

La Figure 2-38 présente la superposition de la coupe de l'image FMC-FTP de référence (58 tirs) avec celles des images SMC-FTP (avec et sans sources virtuelles) obtenues avec 13 tirs. Cette figure, ainsi que les mesures reportées dans le Tableau 2-14, montrent que l'utilisation de sources virtuelles permet de construire, avec 5 fois moins de tirs, une image SMC-FTP identique à l'image de référence FMC-FTP.

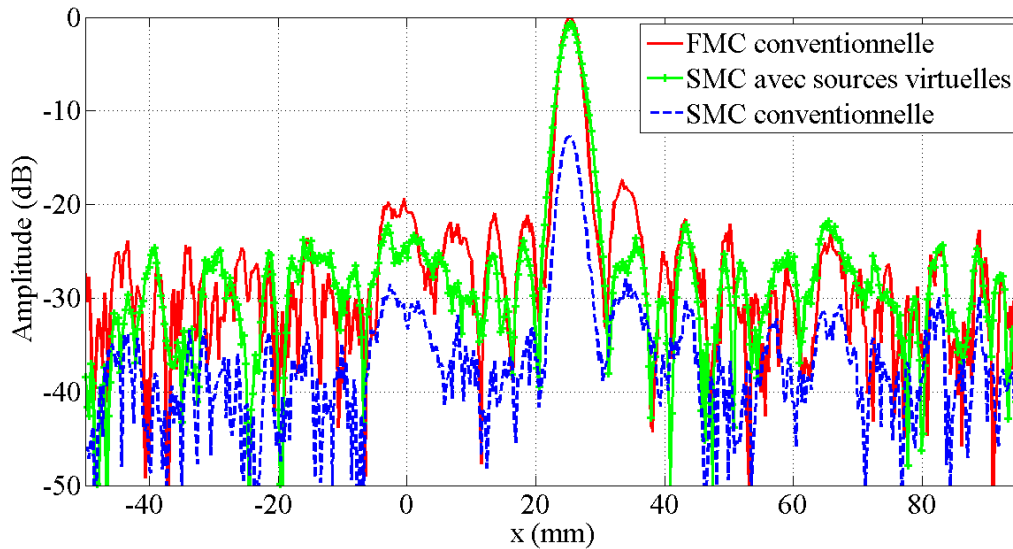


Figure 2-38 : Comparaison de coupes des images FTP à la profondeur $z = 50$ mm. Les amplitudes sont normalisées par rapport à l'amplitude maximale mesurée sur l'image FTP issue d'une acquisition FMC conventionnelle.

3.6. Conclusion

Dans cette section, nous avons mis en évidence la sensibilité de l'imagerie FTP au bruit de structure. Les acquisitions FMC et SMC conventionnelles (c'est-à-dire ne faisant intervenir qu'un seul élément par tir) génèrent des images FTP de faible qualité lorsqu'elles sont effectuées sur un matériau fortement hétérogène comme l'acier moulé. Le RSB des images est alors fortement réduit par rapport à celui mesuré dans un matériau peu bruité tel que l'acier ferritique. Cette dégradation de l'image est, par ailleurs, accentuée du fait de la réduction du nombre de tirs. Pour la compenser, nous avons utilisé des sources virtuelles. Nous avons montré que celles-ci peuvent améliorer, dans une certaine mesure, la qualité des images en présence de bruit de structure. Nous présenterons dans le chapitre suivant une méthode de filtrage du bruit, qui permet d'augmenter la qualité des images FTP. Plus efficace, elle est basée sur le concept de réseau virtuel et sur la méthode DORT.

4. Conclusion du chapitre

Les travaux présentés dans ce chapitre avaient pour objectif de réduire la quantité d'information à acquérir et à traiter pour l'imagerie FTP, en minimisant le nombre de tirs à réaliser au cours d'une acquisition. Pour cela, nous avons proposé un algorithme qui permet de déterminer un nombre minimal d'éléments à activer en émission et leurs positions

optimales sur le capteur. Cet algorithme est basé sur la relation qui existe entre l'imagerie FTP et la PSF qui décrit le diagramme de rayonnement d'un traducteur multiélément. La démarche suivie pour développer l'algorithme nous a permis de constater l'importance qui incombe au choix des éléments émetteurs. En effet, ce choix détermine les caractéristiques physiques du diagramme de rayonnement du capteur (largeur du lobe principal et niveau des lobes secondaires) et influe sur la qualité de l'image.

L'optimisation de la position des éléments émetteurs par l'algorithme implémenté permet de générer une PSF proche de celle d'un réseau complet (avec tous les éléments actifs en émission). L'algorithme proposé est itératif : il augmente le nombre de tirs jusqu'à ce que la PSF converge vers les 3 critères d'optimisation que l'on s'est fixés. Ces critères sont fonction de la largeur du lobe principal, du niveau maximal des lobes secondaires, ainsi que de l'énergie contenue dans ces lobes secondaires. Nous avons constaté que le nombre de tirs pouvait être réduit en utilisant des fenêtres d'apodisation. Ainsi, l'utilisation d'une fenêtre trapézoïdale permet de diviser par 10 le nombre d'éléments actifs en émission tout en conservant la qualité de l'image d'origine. Les résultats expérimentaux obtenus en utilisant les paramètres fournis par l'algorithme, dans le cas d'une pièce en acier ferritique non bruitée, montrent que les images reconstruites sont très proches de celle issue d'une acquisition complète FMC. Néanmoins, le RSB des images SMC-FTP reste plus faible que celui de l'image de référence. L'utilisation d'un seul élément par tir, dans une acquisition FMC ou SMC classique, limite l'énergie transmise dans le milieu. Celle-ci est d'autant plus réduite que le nombre d'émissions est faible. Bien que l'impact sur l'image finale soit négligeable pour une pièce non-bruitée, ce n'est plus le cas en présence d'un bruit de structure important. Les défauts les plus profonds sont alors moins bien imagés et le RSB fortement abaissé. L'utilisation des sources virtuelles est un moyen de compenser cette perte. Chaque source est créée en regroupant plusieurs éléments adjacents auxquels on applique des retards pour que l'onde émise ait les propriétés de celle générée par un seul élément plus puissant. Une évaluation expérimentale a montré que les sources virtuelles permettent bien d'augmenter le RSB des images FTP. Cette amélioration est plus faible que celle prévue par la théorie, valable uniquement en présence d'un bruit électronique aléatoire. Néanmoins, elle permet d'améliorer notablement la qualité des images FTP en présence de bruit de structure.

Nous avons remarqué qu'il était possible, avec une acquisition SMC et des sources virtuelles, d'obtenir une image FTP identique à une image standard FMC-FTP. Cependant, en fonction des exigences que l'on s'impose, en termes d'imagerie ou de RSB, il se peut que la qualité des images FMC-FTP ne soit pas suffisante. Dans le prochain chapitre, nous présentons une méthode de filtrage basée sur la méthode DORT visant à améliorer davantage l'imagerie synthétique.

Chapitre 3 : Filtrage du bruit dans l'imagerie FTP

Chapitre 3 : Filtrage du bruit dans l'imagerie FTP	111
1. Imagerie FTP dans les matériaux bruités	113
1.1. Limite du concept des sources virtuelles en CND	113
1.2. Les sources virtuelles angulées	115
2. Etat de l'art des méthodes de filtrage du bruit en sismique.....	118
2.1. Filtrage par SVD classique.....	118
2.2. Filtrage par SVD - ICA	120
2.3. Le filtrage par décomposition de la matrice spectrale.....	121
3. Le filtrage DORT.....	122
3.1. La méthode DORT avec des sources virtuelles	123
3.2. Description de la méthode de filtrage	127
4. Evaluation expérimentale du filtrage DORT sur des défauts volumiques	130
4.1. Imagerie d'un défaut volumique situé en dehors de l'ouverture du capteur....	130
4.2. Méthode de tri des valeurs singulières par intercorrélacion	134
5. Evaluation expérimentale du filtrage DORT sur une entaille ...	141
5.1. Application à une pièce non bruitée	141
5.1.1. Apport des sources virtuelles dans l'imagerie FTP d'une entaille	141
5.1.2. Amélioration de la séparation des sous-espaces par optimisation du fenêtrage temporel.	144
5.1.3. Evaluation du filtrage DORT appliqué à une entaille	148
5.2. Application à une pièce bruitée	154
6. Conclusion du chapitre	158

L'imagerie FTP présente de sérieux avantages par rapport aux méthodes échographiques standards (résolution spatiale, focalisation synthétique en un nombre quasi illimité de points, reconstruction multi-modes). Elle est cependant caractérisée par un RSB plus faible, ce qui peut devenir problématique lorsque les images proviennent d'acquisitions SMC, ou lorsque la pièce présente un bruit de structure trop important. Dans le chapitre 2, nous avons vu qu'il était possible d'augmenter le RSB des images FTP en mettant en œuvre la solution proposée par Karaman et *al.*, qui exploite l'utilisation de sources virtuelles. Cependant, l'amélioration constatée est limitée et souvent inférieure à ce que prédit la théorie, car elle n'est valable qu'en présence d'un bruit électronique. Or, en CND, il arrive régulièrement que le bruit de structure domine largement le bruit électronique. Par ailleurs, les défauts étendus de type fissures sont mieux caractérisés sous des incidences obliques, le défaut pouvant alors être situé en dehors de l'ouverture du traducteur. Les acquisitions FMC (ou SMC), avec ou sans sources virtuelles, (telles que décrites dans la littérature et le chapitre précédent), ne sont pas optimales pour la détection de ces défauts. Les travaux présentés dans ce chapitre s'inscrivent dans ce contexte en proposant une solution pour améliorer l'imagerie FTP de défauts situés en dehors de l'ouverture du capteur, dans une pièce bruitée.

La première section de ce chapitre mettra en évidence les limites de l'imagerie FTP en présence de bruit de structure. Nous verrons que les acquisitions FMC, avec ou sans sources virtuelles standards, ne sont pas adaptées pour la détection des défauts situés en dehors de l'ouverture du capteur. Ce problème a été résolu via l'implémentation d'un réseau virtuel composé de sources dites « angulées ». Contrairement aux sources virtuelles standards, les sources virtuelles « angulées » génèrent une onde cylindrique rayonnant selon un angle non nul.

Cependant, lorsque le bruit de structure devient trop important, les sources virtuelles, qu'elles soient angulées ou non, ne sont pas suffisantes pour améliorer significativement la qualité de l'image FTP. Pour y arriver, un filtrage du bruit s'avère nécessaire. Nous débuterons donc la deuxième section par un état de l'art des méthodes de filtrage du bruit. Ces méthodes, employées dans de nombreux domaines (sismique, imagerie biomédicale, géophysique, télédétection, etc...), sont basées sur la décomposition en valeurs singulières de la matrice des données acquises, dans le domaine temporel ou fréquentiel. Cette opération, qui se retrouve dans la méthode DORT, gagne en robustesse suite à l'utilisation de sources virtuelles angulées. Dans la troisième section, nous proposons une méthode de filtrage du bruit, appelée « filtrage DORT », basée sur les sources virtuelles et la méthode DORT. Nous concluons ce chapitre par l'évaluation expérimentale de cette méthode. Nous vérifierons son efficacité lorsqu'elle est appliquée à l'imagerie FTP de défauts volumiques, puis à des défauts étendus de type fissures. Nous présenterons, par la même occasion, les outils de traitements de signal mis en place pour augmenter l'efficacité de notre filtre.

1. Imagerie FTP dans les matériaux bruités

1.1. Limite du concept des sources virtuelles en CND

Alors que les méthodes échographiques standards utilisent plusieurs éléments pour chaque émission, l'acquisition FMC n'emploie qu'un seul élément, ce qui réduit l'énergie émise dans la pièce. Dans le chapitre 1, nous avons constaté que cela avait pour conséquence de réduire le RSB des images FTP issues d'une acquisition FMC ou SMC conventionnelle, par rapport aux images des méthodes échographiques standards.

Dans le chapitre 2, nous avons montré que l'utilisation de sources virtuelles telles que proposées par Karaman *et al.* améliore le RSB des images synthétiques. Pour rappel, une source virtuelle se compose d'un ensemble d'éléments adjacents auxquels on applique une loi de retards spécifique pour focaliser le rayonnement en un point situé au centre de la sous ouverture et à la profondeur F (Figure 3-1). Ce point est alors assimilable à une source ponctuelle, rayonnant une onde cylindrique ou sphérique, similaire à celle générée par un élément seul, mais véhiculant plus d'énergie (*cf.* chapitre 2, section 3.1 et 3.2).

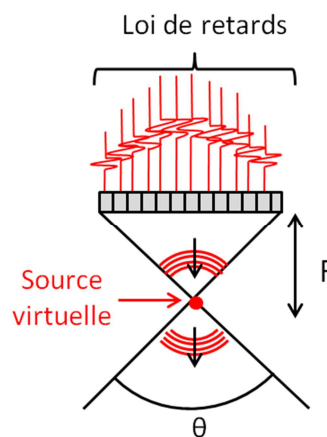


Figure 3-1 : Source virtuelle proposée par Karaman *et al.*[48]

Théoriquement, émettre avec des sources virtuelles augmente le RSB d'un facteur $\sqrt{N_{SV}}$, à condition que le bruit soit principalement du bruit électronique [48]. Cependant, nous avons montré expérimentalement que l'apport des sources virtuelles est moindre en CND. En effet, on ne satisfait plus les conditions nécessaires à l'augmentation de RSB théorique puisque le bruit des images provient principalement du bruit de structure. Ce bruit est présent dans les matériaux comme l'acier austénitique, l'acier moulé ou l'acier forgé et limite l'efficacité des sources virtuelles, même à basse fréquence.

Comme l'illustre la Figure 3-1, une source virtuelle conventionnelle rayonne dans la pièce avec une ouverture angulaire d'angle θ et centrée autour de 0° . Compte tenu de cette définition, l'onde émise favorise l'insonification de défauts situés sous l'ouverture du capteur. Cependant, en CND, les défauts sont fréquemment localisés à des angles non nuls pour des raisons d'accessibilité, ou encore pour caractériser des défauts de type fissure. Le défaut peut alors être situé en dehors de l'ouverture du capteur. Pour mettre en évidence les limites des sources virtuelles, des essais ont été menés avec un bloc en acier austénitique (acier bruité). Comme illustré sur la Figure 3-2, on cherche ici à détecter un défaut artificiel de type Trou Génératrice (TG) situé à 40 mm de profondeur. Le capteur est placé à 45° par rapport au défaut. Il est constitué de 64 éléments, de fréquence centrale 1,1 MHz et d'espace inter-éléments 1,4 mm. Pour les mesures expérimentales qui suivent, seul un sous-réseau (réel ou virtuel) de 32 éléments a été utilisé, (avec $N_{SV} = 7$, un réseau de 32 éléments virtuels correspond à 38 éléments actifs dans la barrette de 64 éléments).

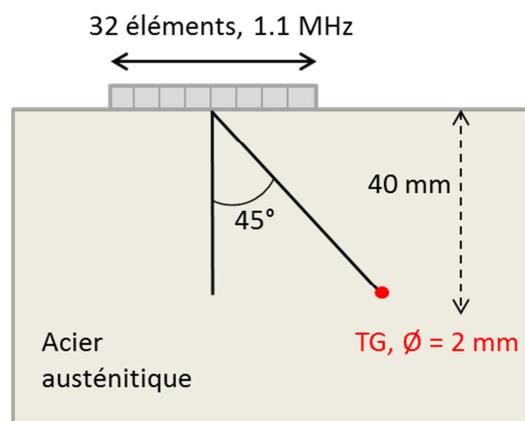


Figure 3-2 : Montage expérimental utilisé pour évaluer l'apport et les limites des sources virtuelles dans le cas d'un matériau bruité.

La Figure 3-3 montre les images FTP obtenues avec une FMC conventionnelle (image (a)) et une FMC acquise avec un réseau virtuel de 32 éléments (image (b)). La comparaison des images montre bien que les sources virtuelles conventionnelles, telles que définies et employées dans la littérature (c'est-à-dire rayonnant autour de 0°), ne réduisent l'impact du bruit de structure, notamment lorsque la zone à imager se situe en dehors de l'ouverture du capteur. On remarque que la partie gauche de l'image, située sous l'ouverture du capteur (l'abscisse $x=0$ localise le centre du transducteur), est plus bruitée. La raison vient du fait que le rayonnement de l'onde émise par chaque source virtuelle favorise l'inspection à 0° alors que le défaut se trouve à 45° . Une amélioration de l'image FTP n'est possible que si la zone à imager à 45° est mieux insonifiée et donc si les ondes émises par les sources virtuelles sont dirigées vers celle-ci. Pour y parvenir, nous avons élargi le concept des sources virtuelles à des angles de déviation non nuls. Nous appelons ces sources « sources virtuelles angulées ».

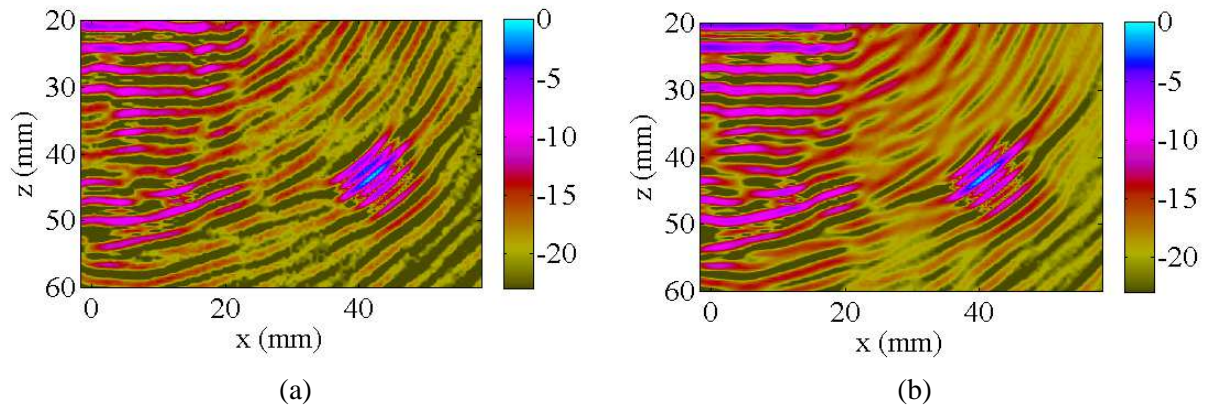


Figure 3-3 : Image FTP : (a) sans sources virtuelles, (b) avec sources virtuelles conventionnelles rayonnant autour de 0° .

1.2. Les sources virtuelles angulées

Une source virtuelle angulée est une source virtuelle qui rayonne avec une ouverture angulaire θ centrée sur un angle non nul, par exemple 45° . Cet angle est fixé par l'expérimentateur selon la direction d'inspection souhaitée. Le contrôle de la directivité de la source virtuelle est effectué en modifiant les retards appliqués aux éléments de la sous-ouverture (Figure 3-4). Les sources virtuelles angulées privilégient une direction d'insonification et améliorent la détection de défauts qui ne sont pas localisés sous le traducteur.

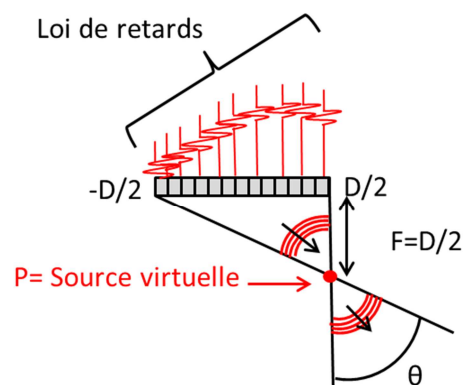


Figure 3-4 : Source virtuelle angulée.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, l'utilisation de sources virtuelles impose, dans l'algorithme FTP, une légère modification du modèle de calcul des temps de vol de afin reconstruire correctement une image. Pour des sources virtuelles angulées, le modèle de calcul des temps de vol reste identique, seule la position des sources est modifiée.

A titre d'exemple, nous décrirons ici comment placer une source virtuelle pour émettre préférentiellement à 45° , ainsi que les modifications à apporter au calcul des temps de vol

pour reconstruire correctement une image. Comme pour les sources virtuelles conventionnelles, il est possible de positionner une source virtuelle angulée au-dessus ou en-dessous du réseau réel (cf. chapitre 2). Nous ne décrivons que la configuration où la source est située sous le réseau physique. Le raisonnement à suivre pour une source virtuelle au-dessus du capteur est semblable à celui décrit dans le chapitre précédent.

Pour créer une source virtuelle angulée à 45° (Figure 3-5), on applique à la sous-ouverture une loi de retards permettant de focaliser à 45° et à la profondeur $F = D/2$, où D est la taille de la sous-ouverture. Le point de focalisation F constitue notre source virtuelle qui est alors localisée à position $(D/2, D/2)$ par rapport au centre de la sous-ouverture (cf. Figure 3-4).

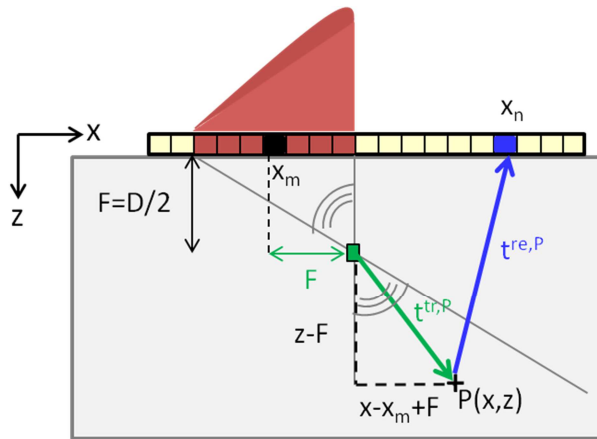


Figure 3-5 : Trajets considérés pour le calcul des temps de vol dans l'algorithme FTP pour des sources virtuelles angulées à 45° .

Comme pour les sources virtuelles à 0° , la position de la source virtuelle angulée dans le repère du capteur réel modifie le temps de vol $t_m^{tr,P}$ associé au trajet en émission qui relie l'élément virtuel de coordonnées (x_m, F) au point P . On rappelle que le temps de vol associé à ce trajet se calcule selon la formule suivante :

$$t_m^{tr,P} = \frac{\sqrt{(x - x_m + F)^2 + (z - F)^2}}{c} + \frac{F}{c} . \quad (3-59)$$

Le temps de vol $t_n^{re,P}$ associé au trajet retour de l'onde (reliant le point $P(x, z)$ à l'élément récepteur n), ne change pas et reste égal à :

$$t_n^{re,P} = \frac{\sqrt{(x_n - x)^2 + z^2}}{c} . \quad (3-60)$$

Pour évaluer l'apport des sources virtuelles angulées à 45° dans l'imagerie FTP, nous conserverons le montage expérimental décrit sur la Figure 3-2. L'image issue d'une

acquisition FMC conventionnelle (image (a)) et celle employant des sources virtuelles angulées à 45° (image (b)) peuvent être comparées sur la Figure 3-6 ci-dessous.

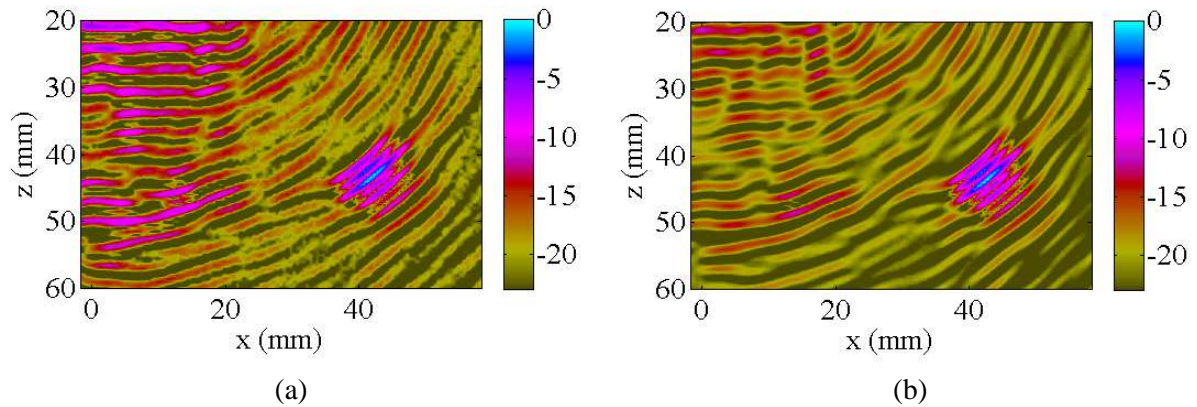


Figure 3-6 : Images FTP (a) sans sources virtuelles, (b) avec sources virtuelles angulées à 45° .

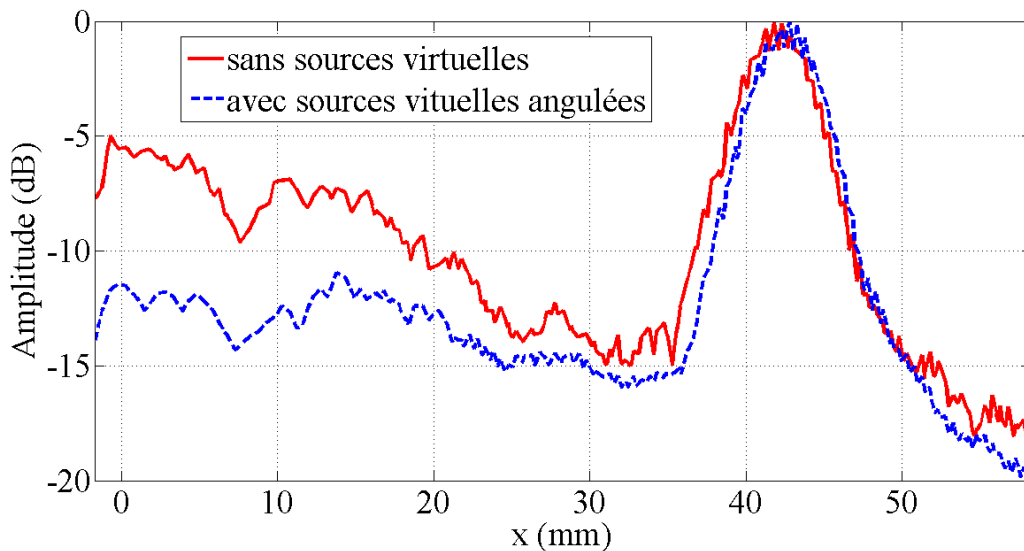


Figure 3-7 : Courbes échodynamiques des images FTP de la Figure 3-6.

Comme le montre la Figure 3-6, l'image obtenue avec des sources virtuelles à 45° est moins bruitée que celle issue d'une acquisition FMC conventionnelle. Cependant, l'augmentation du RSB est faible. La superposition des courbes échodynamiques sur la Figure 3-7 indique un gain de RSB inférieur à 3 dB. Dans les matériaux présentant un bruit de structure important, l'emploi des sources virtuelles angulées n'est donc pas suffisant. Un filtrage du bruit, directement dans la matrice $\mathbf{K}(t)$, semble nécessaire pour améliorer significativement la qualité des images FTP.

2. Etat de l'art des méthodes de filtrage du bruit en sismique

La sismique est une méthode de prospection qui utilise les informations issues de l'analyse de la propagation des ondes élastiques dans le sol. Elle permet d'accéder à une connaissance des structures géologiques du sol. Les signaux à traiter peuvent être d'une grande complexité du fait de la diversité des milieux étudiés. L'analyse visuelle des données issues des campagnes sismiques est alors impossible. Dans ce contexte, le traitement de signal fournit des méthodes de représentation et de caractérisation facilitant l'analyse de ces signaux. Une étape préliminaire à tout traitement consiste à séparer les ondes du bruit et/ou les ondes entre elles [49,50]. On trouve, dans la littérature, de nombreuses techniques conçues dans ce but. Cette section a pour objectif de faire un état de l'art des méthodes de filtrage qui se rapprochent le plus de celle mise au point durant la thèse. Ces méthodes sont dites matricielles car elles sont basées sur la décomposition d'une matrice de données, celle-ci étant ensuite filtrée par réduction de rang.

Nous distinguons 3 méthodes de filtrage par décomposition en valeurs singulières (ou propres) d'une matrice de données. Les deux premières méthodes (une dite « classique » et l'autre par analyse en composantes indépendantes) utilisent une matrice de données dans le domaine temps-distance. La troisième est, quant à elle une méthode de filtrage de la matrice spectrale qui s'effectue, par conséquent, dans l'espace fréquentiel.

2.1. Filtrage par SVD classique

Parmi les nombreuses méthodes de filtrage, l'une des plus utilisée est fondée sur la Décomposition en Valeurs Singulières (SVD pour *Singular Value Decomposition* en anglais) [51]. Ce type de filtrage est employé depuis de nombreuses années sur des données 2D et 3D dans de nombreux domaines, tels que l'imagerie biomédicale, la géophysique, ou la télédétection [50]. En sismologie ou en radar, on l'applique à des signaux situés dans le domaine temps-distance dans le but de faire de la séparation d'ondes et de la réduction de bruit [50,51,52]. Le filtrage SVD repose sur la recherche d'un sous espace de dimension la plus faible possible, afin d'isoler les signaux utiles. Le bruit est supprimé par réduction d'espace.

Le principe de ce filtre est basé sur la décomposition en valeurs singulières des données collectées $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^{N_x \times N_t}$, avec :

$$\mathbf{X} = \{x_{i,t} = x_i(t) \mid 1 \leq i \leq N_x \text{ et } 1 \leq t \leq N_t\}, \quad (3-61)$$

N_x étant le nombre de capteurs et N_t le nombre d'échantillons temporels. La matrice \mathbf{X} peut se décomposer dans le plan temps-distance selon :

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T = \sum_{k=1}^N \lambda_k u_k v_k^T, \quad (3-62)$$

avec :

- $N = \min(N_x, N_t)$, soit $N=N_x$ en sismique où, généralement, le nombre de capteurs est plus petit que le nombre d'échantillons temporels.
- $\mathbf{V} = [v_1, \dots, v_{N_t}]$ est une matrice orthogonale de taille $N_t \times N_t$ contenant les vecteurs singuliers v_k de la matrice \mathbf{X} (correspondant aux vecteurs propres v_k de la matrice $\mathbf{X}^T\mathbf{X}$). Ces derniers sont appelés « ondelettes normalisées » et caractérisent la dépendance en fonction du temps de la $k^{\text{ème}}$ image singulière, x_k , définie comme le produit $u_k v_k^T$.
- $\mathbf{U} = [u_1, \dots, u_{N_x}]$ est une matrice orthogonale de taille $N_x \times N_x$ contenant les vecteurs singuliers u_k de la matrice \mathbf{X} (correspondant aux vecteurs propres u_k de la matrice $\mathbf{X}\mathbf{X}^T$). En sismique, ces vecteurs singuliers, appelés « vecteurs de propagation », donnent la variation d'amplitude de l'ondelette normalisée v_k en fonction de la distance.
- \mathbf{S} est une matrice pseudo-diagonale, de taille $N_x \times N_t$, contenant sur sa diagonale les valeurs singulières λ_k telles que $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_N \geq 0$. Elles peuvent être interprétées comme l'amplitude associée à la $k^{\text{ème}}$ image singulière.

La matrice des données initiales \mathbf{X} peut se décomposer selon deux sous-espaces orthogonaux appelés sous-espace signal \mathbf{X}_S et sous-espace bruit \mathbf{X}_B :

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \mathbf{X}_S + \mathbf{X}_B \\ &= \sum_{k=1}^P \lambda_k u_k v_k^T + \sum_{k=P+1}^N \lambda_k u_k v_k^T. \end{aligned} \quad (3-63)$$

Le sous-espace constitué des P premières valeurs singulières forme le sous-espace signal. Le sous-espace bruit est associé aux $N-P$ autres valeurs singulières. Dans la pratique, la séparation des deux sous-espaces est effectuée de manière empirique et dépend des écarts d'amplitudes entre les valeurs singulières [53,54]. L'indice P est obtenu par étude de la courbe de décroissance des valeurs singulières. Il est égal à l'indice de la valeur singulière pour laquelle la courbe de décroissance présente un changement de courbure ou une cassure [50,51,53,54]. Le filtrage s'opère en ne conservant que les informations appartenant au sous-espace signal.

2.2. Filtrage par SVD - ICA

La contrainte d'orthogonalité imposée par la SVD sur les vecteurs \mathbf{U} et \mathbf{V} peut induire des erreurs dans l'estimation des sous-espaces signal et bruit. En effet, en présence de plusieurs ondes, il n'y a pas de raison physique au fait que leurs vecteurs de propagation associés (vecteurs singuliers u_k) soient orthogonaux les uns aux autres [50,51,54,55]. Ainsi, pour relâcher cette contrainte et améliorer la qualité des sous-espaces signal et bruit estimés, la SVD est combinée à une analyse en composantes indépendantes (ICA pour, en anglais, *Independent Component Analysis*) pour former la méthode appelée SVD-ICA [50,54,55]. Le principe consiste à trouver une autre matrice orthogonale $\mathbf{B}=[b_1, \dots, b_p]$ dans laquelle les vecteurs singuliers (ou ondelettes normalisées) \tilde{v}_p sont les plus « indépendants possibles ».

La première étape de la méthode consiste à effectuer une première SVD pour déterminer un premier sous-espace signal \mathbf{X}_S et un sous-espace bruit \mathbf{X}_B (cf. équation (3-63)). Le sous-espace signal \mathbf{X}_S est défini par les P plus grands vecteurs singuliers $\mathbf{V}_P=[v_1, \dots, v_p]$. Ces P ondes peuvent être réparties en Q ondes caractérisées par un fort degré de corrélation inter-capteurs et $(P-Q)$ ondes ayant un faible degré de corrélation inter-capteurs et associées au bruit. Afin de les séparer, l'ICA consiste à appliquer à la matrice \mathbf{V}_P une matrice de rotation \mathbf{B} de dimension $P \times P$ afin d'obtenir une matrice de signaux sources indépendants $\tilde{\mathbf{V}}_P$ telle que :

$$\tilde{\mathbf{V}}_P = \mathbf{V}_P \mathbf{B} . \quad (3-64)$$

D'après la formule (3-64) puisque $\mathbf{V}_P^T = \mathbf{B} \tilde{\mathbf{V}}_P^T$, le sous-espace signal \mathbf{X}_S tel que :

$$\mathbf{X}_S = \sum_{k=1}^P \lambda_k u_k v_k^T = \mathbf{U}_P \mathbf{S}_P \mathbf{V}_P^T \quad (3-65)$$

peut se réécrire comme :

$$\mathbf{X}_S = \mathbf{C} \tilde{\mathbf{V}}_P^T , \quad (3-66)$$

avec

$$\mathbf{C}=[c_1, \dots, c_p]=\mathbf{U}_P \mathbf{S}_P \mathbf{B} . \quad (3-67)$$

La matrice \mathbf{C} de vecteurs $[c_1, \dots, c_p]$ peut être décomposée en deux matrices $\tilde{\mathbf{U}}_p$ et Δ_p , avec $\tilde{\mathbf{U}}_p = [\tilde{u}_1, \dots, \tilde{u}_p]$ les nouveaux vecteurs de propagation non orthogonaux et $\Delta_p = \text{diag}[\delta_1, \dots, \delta_p]$ une matrice diagonale. Le sous-espace signal peut donc se réécrire :

$$\mathbf{X}_s = \tilde{\mathbf{U}}_p \Delta_p \tilde{\mathbf{V}}_p^T . \quad (3-68)$$

La décomposition de ce premier sous-espace signal permet de le séparer en deux autres sous-espaces où les Q premières valeurs singulières les plus fortes sont associées aux ondes les plus corrélées tandis que les $P-Q$ autres valeurs singulières sont associées au bruit et aux ondes ayant un faible degré de corrélation inter-capteurs.

La SVD-ICA permet donc de mieux décomposer la matrice des données initiales qui peut alors s'écrire sous la forme :

$$\mathbf{X} = \sum_{k=1}^Q \delta_k \tilde{u}_k \tilde{v}_k^T + \sum_{k=Q+1}^P \delta_k \tilde{u}_k \tilde{v}_k^T + \sum_{k=P+1}^N \lambda_k u_k v_k^T . \quad (3-69)$$

Le filtrage SVD-ICA améliore la qualité des sous-espaces estimés, ce qui permet un meilleur filtrage et/ou une meilleure séparation des ondes.

2.3. Le filtrage par décomposition de la matrice spectrale

Le filtrage par décomposition de la matrice spectrale, ou *Spectral Matrix Filtering* en anglais, est une méthode matricielle applicable dans l'espace des fréquences. Son principe consiste à décomposer l'espace des données de départ $\mathbf{X}(\omega)$ en deux sous-espaces complémentaires : le sous-espace signal et le sous-espace bruit [51,56,57,58].

La matrice spectrale, ou matrice de covariance [59,60], $\Gamma(\omega)$, est définie par :

$$\Gamma(\omega) = E \left\{ \mathbf{X}(\omega) \mathbf{X}(\omega)^H \right\} , \quad (3-70)$$

où E est l'espérance mathématique et H est la transposition conjuguaison.

La matrice spectrale étant carrée, il est possible de la diagonaliser par décomposition en valeurs propres selon la relation suivante :

$$\Gamma(\omega) = \mathbf{U}(\omega) \Sigma(\omega) \mathbf{U}(\omega)^H , \quad (3-71)$$

où \mathbf{U} est une matrice contenant les vecteurs propres u_k et $\mathbf{\Sigma}$ est une matrice diagonale contenant les valeurs propres σ_k .

La décomposition en valeurs propres de $\mathbf{\Gamma}(\omega)$ permet de la séparer en deux sous-espaces orthogonaux : le sous-espace signal $\mathbf{\Gamma}_s(\omega)$ et le sous-espace bruit $\mathbf{\Gamma}_b(\omega)$:

$$\mathbf{\Gamma}(\omega) = \mathbf{\Gamma}_s(\omega) + \mathbf{\Gamma}_b(\omega) = \sum_{k=1}^P \sigma_k u_k u_k^H + \sum_{k=P+1}^N \sigma_k u_k u_k^H . \quad (3-72)$$

Les P valeurs singulières les plus fortes caractérisent le sous-espace signal tandis que le reste constitue le sous-espace bruit. L'indice P est obtenu par observation de la décroissance des valeurs propres.

Le filtrage exploite l'orthogonalité des sous-espaces signal et bruit. Leur séparation est effectuée en projetant les données initiales sur les vecteurs propres du sous-espace signal. Les données initiales relatives au signal s'obtiennent dans le domaine fréquentiel selon la formule suivante :

$$\mathbf{X}_s(\omega) = \sum_{k=1}^P \langle \mathbf{X}(\omega), u_k(\omega) \rangle u_k(\omega) . \quad (3-73)$$

avec $\langle \cdot, \cdot \rangle$ le produit scalaire de deux vecteurs.

Enfin, on applique une transformée de Fourier inverse aux données projetées $\mathbf{X}_s(\omega)$ pour revenir dans le domaine temps-distance.

Un inconvénient de cette méthode de filtrage réside dans la manière de calculer et de diagonaliser la matrice spectrale [51]. En effet, ces calculs sont effectués à chaque fréquence ce qui peut poser problème lorsqu'on est en présence de plusieurs ondes ou d'ondes dispersives. Par exemple, si l'onde à isoler n'est pas dominante à toutes les fréquences, alors la projection sur le vecteur propre ne correspondra pas à l'onde souhaitée pour les fréquences où l'onde ne domine pas. Il se peut aussi que le nombre de vecteurs propres nécessaires pour décrire l'espace signal ne soit pas constant suivant les fréquences.

3. Le filtrage DORT

Comme nous l'avons vu dans la section 2.2.3 du chapitre 1, la méthode DORT est une méthode de détection et d'auto-focalisation dont le principe est de déterminer les invariants de l'opérateur de retournement temporel défini comme $\mathbf{K}(\omega)\mathbf{K}(\omega)^*$. La matrice de transfert $\mathbf{K}(\omega)$ est obtenue par transformée de Fourier de la matrice des données acquises $\mathbf{K}(t)$. En pratique,

diagonaliser l'opérateur de retournement temporel est équivalent à décomposer en valeurs singulières la matrice de transfert $\mathbf{K}(\omega)$. Cette décomposition s'écrit $\mathbf{K} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H = \sum_{m=1}^N \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{v}_m^H$

où les matrices $\mathbf{U}(\omega)$ et $\mathbf{V}(\omega)$ sont des matrices unitaires contenant les vecteurs singuliers u_m et v_m et $\mathbf{S}(\omega)$ est une matrice diagonale (ou pseudo diagonale pour des matrices rectangulaires) contenant les valeurs singulières de $\mathbf{K}(\omega)$.

En présence de petits réflecteurs bien résolus, le nombre de valeurs singulières fortes est égal au nombre de réflecteurs tandis que les valeurs singulières les plus faibles sont associées au bruit. Chaque vecteur singulier associé à une valeur singulière importante correspond à la réponse d'un défaut au réseau de transducteurs. Cette dernière peut être utilisée pour focaliser sur le défaut sans connaissance *a priori* de la géométrie de la pièce et/ou des propriétés acoustiques du matériau. L'ordre des valeurs et vecteurs singuliers est fonction de la position et de la réflectivité du diffuseur. Ainsi, le premier vecteur singulier correspond au diffuseur le plus fort, le défaut le plus proche du capteur par exemple, et ainsi de suite.

Comme la plupart des méthodes en CND, la méthode DORT est une technique de détection dite « active » dans la mesure où le milieu d'inspection doit être insonifié pour créer les sources secondaires (les défauts) à détecter et caractériser. Elle se distingue donc des méthodes de séparation de sources employées en sismique ou en radar (*cf.* section 2) qui sont dites « passives » car la matrice des données \mathbf{X} ne résulte pas de l'insonification du milieu d'inspection.

Cependant, Prada *et al.* ont montré qu'il est possible d'établir un lien entre la méthode DORT et les méthodes de détection passive, en particulier celle basée sur la décomposition de la matrice spectrale [11]. Ces travaux montrent que l'opérateur de retournement temporel peut s'interpréter comme la matrice de covariance (ou spectrale) introduite dans la méthode de décomposition de la matrice spectrale. La méthode DORT peut donc être considérée comme une variante « active » du procédé classique de séparation de sources décrit dans la section 2.3. Cette analogie nous a amenés à proposer un procédé de filtrage du bruit dans l'imagerie FTP. Sa description sera donnée après avoir mis en évidence une limite de la méthode DORT, qui peut être contournée avec des sources virtuelles.

3.1. La méthode DORT avec des sources virtuelles

Le principe de détection avec la méthode DORT repose essentiellement sur la lecture de la courbe de distribution des valeurs singulières, et plus exactement sur l'analyse de la, ou des valeurs singulières s'en détachant. Cependant, comme on a pu le constater dans le chapitre 1, la méthode montre ses limites lorsque les défauts se situent proches d'une interface fortement réfléchissante, comme un fond de pièce. En effet, dans ce cas particulier, on n'observe pas de

réel détachement d'une valeur singulière. Il est alors difficile de faire correspondre une valeur singulière à un éventuel défaut et la détection est rendue plus délicate. Il existe d'autres cas de figure qui rendent difficile la détection d'un défaut avec la méthode DORT. C'est le cas lorsqu'on souhaite détecter un défaut situé en dehors de l'ouverture du traducteur et *a fortiori* dans un matériau bruité. Pour mettre en évidence les limites de la méthode DORT en CND, des essais ont été réalisés avec le même montage expérimental que précédemment (*cf.* Figure 3-2).

La décomposition en valeurs singulières de $\mathbf{K}(\omega)$, obtenue à partir d'une acquisition FMC conventionnelle, donne la distribution sur la Figure 3-8 (a). On observe le détachement d'une seule valeur singulière autour de 0,55 MHz. Deux valeurs singulières se détachent aussi autour de 0,83 MHz et, de manière moins prononcée, autour de 1,1 MHz.

Idéalement, lorsqu'un défaut est bien détecté avec la méthode DORT, la valeur singulière qui lui est associée présente une amplitude maximale à la fréquence centrale du capteur, soit 1,1 MHz dans notre cas. Cela ne semble pas être le cas ici puisqu'aucun détachement significatif n'est présent à cette fréquence. Il est alors difficile de conclure sur la présence ou non du défaut. Pour interpréter les détachements autour de 0,55 MHz et 0,83 MHz, nous avons réalisé la même acquisition en l'absence de défaut. La SVD donne alors la distribution de valeurs singulières sur la Figure 3-8 (b) sur laquelle on n'observe plus le détachement à 1,1MHz, mais toujours ceux autour de 0,55 Mhz et 0,83 MHz. On peut donc affirmer que les détachements de valeurs singulières sur la Figure 3-8 (a) ne sont pas associés au défaut.

Pour interpréter les résultats sur la Figure 3-8(b), nous avons étudié les échos contenus dans la fenêtre temporelle utilisée pour calculer la matrice $\mathbf{K}(\omega)$. Avec ou sans défaut, l'intervalle temporel considéré reste identique : $13 \mu s \leq t \leq 24 \mu s$. Il est délimité, sur la Figure 3-10, par des lignes blanches sur les Bscans voies enregistrés au 32^{ème} tir. Cette fenêtre a été choisie de façon à contenir l'écho du TG dans son intégralité, quel que soit le numéro de tir. On peut voir qu'elle intègre des contributions provenant des ondes de surface. Sans défaut (Figure 3-10(b)), ce sont les seules ondes présentes dans la fenêtre temporelle. On en déduit que les détachements observés sur la Figure 3-8(b) sont associés à ces ondes. De plus, sur le Bscan de la Figure 3-10(a), on peut noter que les ondes de surface présentent une amplitude plus forte que celle de l'écho du TG, en partie noyé dans le bruit. Cela explique pourquoi le détachement des valeurs singulières associées aux ondes de surface, autour de 0,55 MHz et 0,83 MHz, est plus important que celui du TG à la fréquence centrale.

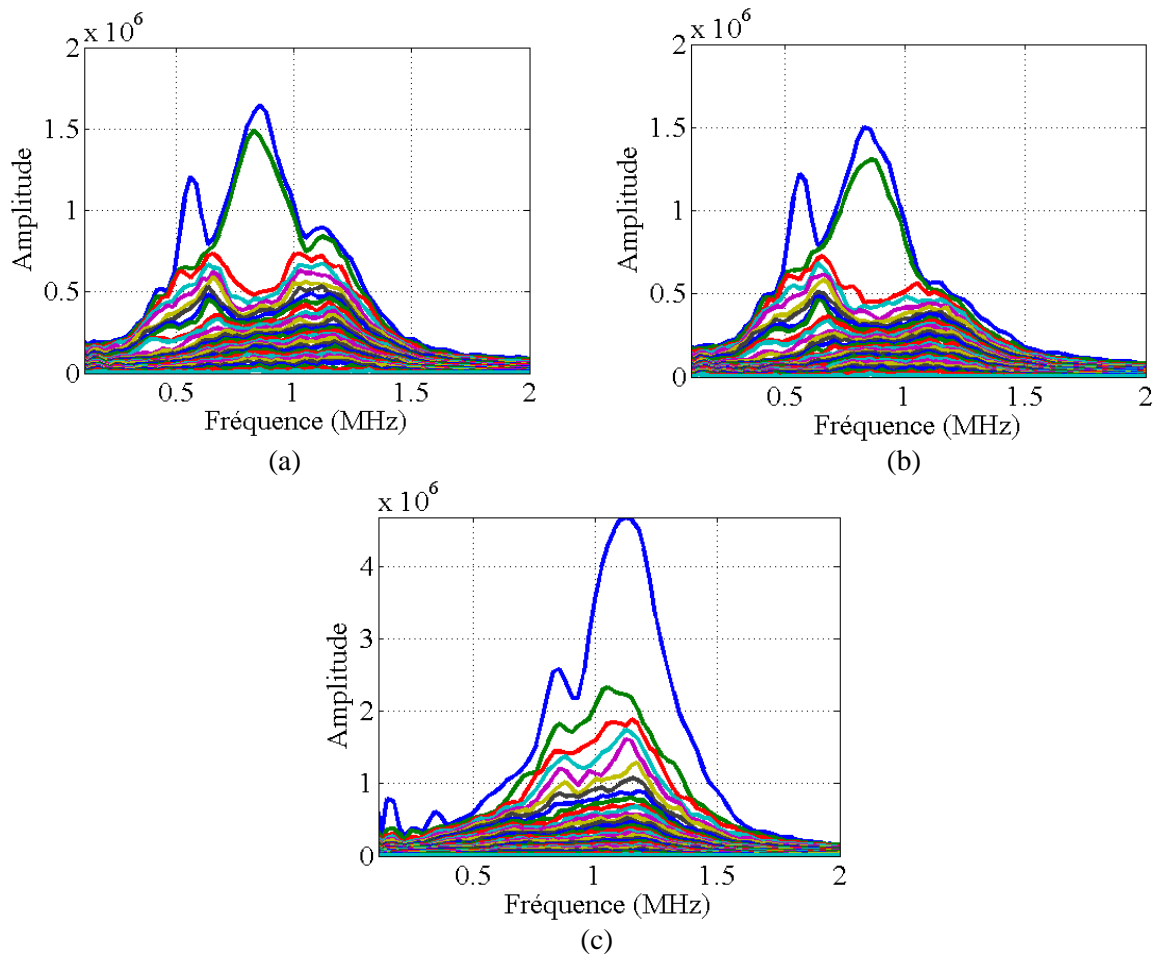


Figure 3-8 : Distribution des valeurs singulières de la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ (a) sans sources virtuelles et en présence du TG, (b) sans sources virtuelles et en l'absence de défaut, (c) avec sources virtuelles angulées à 45°.

Ces résultats mettent en évidence une limite de la méthode DORT. Ses capacités de détection sont clairement réduites lorsque le défaut est situé en-dehors de l'ouverture d'un capteur placé au contact. La raison se trouve, non pas dans le principe de la méthode, mais dans la manière d'acquérir la matrice $\mathbf{K}(t)$. Lors d'une acquisition FMC conventionnelle, l'activation d'un seul élément par tir limite l'énergie transmise dans la pièce. Par ailleurs, la région la plus insonifiée se situe sous le capteur, un défaut localisé en dehors de l'ouverture ne recevra qu'une faible part de l'énergie transmise (notamment de la part des éléments les plus éloignés), et aura alors peu de chance d'être détecté.

Nous avons vu, dans la section 1.2, que le fait d'employer des sources virtuelles angulées améliore l'imagerie FTP des défauts qui ne sont pas situés sous l'ouverture du traducteur (Figure 3-6). La Figure 3-10(c) correspond au Bscan voies, enregistré au 32^{ème} tir, avec des sources virtuelles angulées à 45°. Dans la porte d'acquisition, l'écho du TG présente désormais une amplitude plus forte que celle des ondes de surface. Le spectre des valeurs singulières obtenu avec des sources virtuelles angulées est représenté sur la Figure 3-8 (c). A la différence des précédents résultats (Figure 3-8 (a) et (b)), il n'y a plus de valeur singulière dominante autour de 0,55 MHz, mais il en reste une autour de 0,83 MHz, provenant de la

contribution des ondes de surface. Par contre, l'amplitude de la valeur singulière mesurée à 1,1 MHz est maintenant nettement plus forte, ce qui semble clairement indiquer la présence du défaut. Ceci fut confirmé en rétro-propageant le vecteur singulier associé, qui focalise alors à l'emplacement du défaut (*cf.* Figure 3-9).

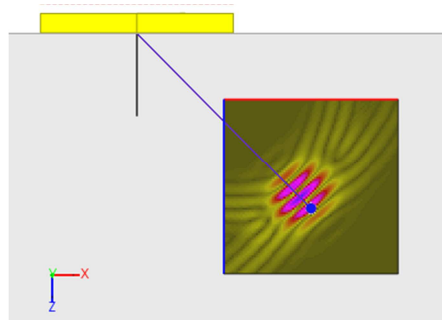


Figure 3-9 : Rétro-propagation du premier vecteur propre. L'image représente le champ ultrasonore au temps de vol correspondant à la distance capteur/défaut.

Ces résultats montrent que la détection du TG par la méthode DORT est nettement améliorée lorsqu'on utilise des sources virtuelles. Appliquer la méthode DORT à une matrice $\mathbf{K}(t)$ acquise avec un réseau virtuel est conceptuellement très proche de la méthode FDORT proposée par Robert *et al.* [61]. Néanmoins, ces deux méthodes diffèrent dans la manière de positionner les points de focalisation pour la création des sources virtuelles. Dans notre cas, $\mathbf{K}(t)$ est obtenue avec un réseau virtuel créé quelques millimètres en dessous du réseau réel, alors que pour la méthode FDORT, le réseau virtuel se situe à la profondeur du défaut. Focaliser très près du défaut améliore sa détection (but recherché par FDORT), mais limite l'insonification de la pièce, ce qui se révèle être un inconvénient lorsque l'on souhaite imager le milieu avec l'algorithme FTP. Cependant, comme nous l'avons remarqué sur la Figure 3-6, émettre avec des sources virtuelles n'est parfois pas suffisant pour augmenter significativement le RSB de l'image d'un milieu bruité. La réduction du bruit requiert donc l'emploi d'une méthode de filtrage qui s'appliquera directement à la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ avant reconstruction FTP.

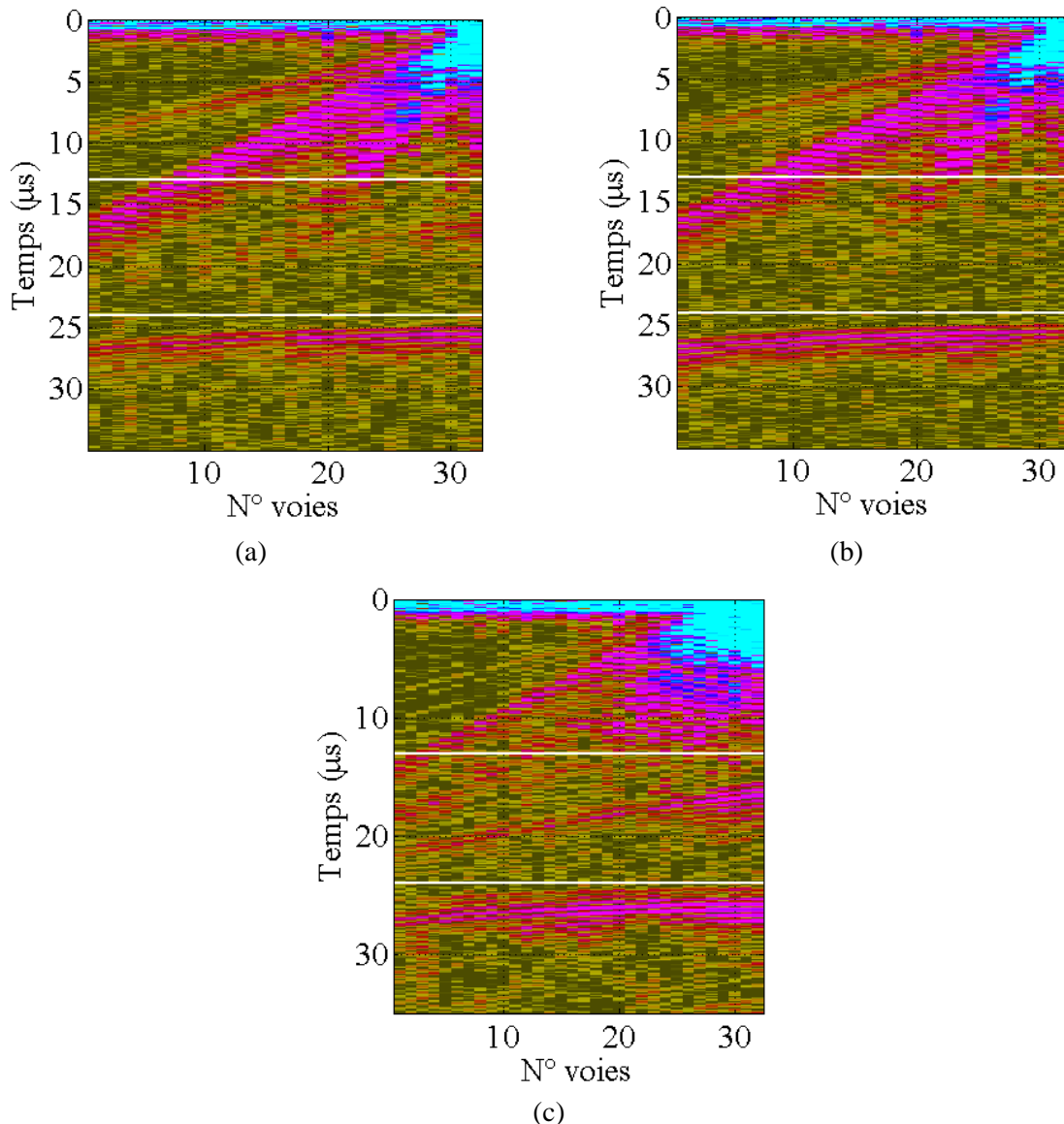


Figure 3-10 : Bscan voies pour le 32^{ème} tir (a) sans sources virtuelles et en présence d'un TG, (b) sans sources virtuelles et sans défaut, (c) avec sources virtuelles angulées à 45°.

3.2. Description de la méthode de filtrage

Les similitudes entre la méthode DORT et les méthodes de filtrage décrites dans la littérature (plus particulièrement l'étape de SVD), de même que l'apport des sources virtuelles sur la détection, nous ont amenés à proposer un procédé original de filtrage du bruit pour la reconstruction FTP. Cette méthode, basée sur la méthode DORT, permet de filtrer efficacement, dans le domaine fréquentiel, les informations relatives au bruit contenues dans la matrice $\mathbf{K}(t)$. Une fois filtrée, celle-ci est ramenée dans le domaine temporel pour être post-traitée par l'algorithme FTP et ainsi construire une image dénuée de bruit. Le principe du filtre peut être décrit par les 6 étapes ci-dessous:

- **Etape 1 : Acquisition des données ultrasonores**

La première étape consiste à enregistrer la matrice des données initiales $\mathbf{K}(t)$. De manière générale, pour un capteur de N éléments, elle est obtenue après $L=N-N_{SV}+1$ tirs, en rappelant que N_{SV} est le nombre d'éléments utilisés à chaque tir. Si $N_{SV} = 1$, alors $\mathbf{K}(t)$ correspond à une acquisition FMC conventionnelle. Si $N_{SV} > 1$, alors on applique à la sous-ouverture, formée par les N_{SV} éléments, une loi de retards pour créer une source virtuelle. Les retards sont choisis pour diriger l'onde vers la zone à imager. Le nombre N_{SV} dépend des caractéristiques techniques du capteur. On se réfèrera à la section 3.2 du chapitre 2 pour le déterminer.

- **Etape 2 : Calcul de la matrice de transfert**

Une fois la matrice $\mathbf{K}(t)$ acquise, on calcule la matrice de transfert $\mathbf{K}(\omega)$. Cette dernière s'obtient en calculant la transformée de Fourier de la matrice $\mathbf{K}(t)$ dans une fenêtre temporelle $t_1 \leq t \leq t_2$ supposée contenir l'écho du défaut à imager. Dans notre étude, nous nous sommes généralement limités à une fenêtre correspondant à une porte d'acquisition « droite », c'est-à-dire pour laquelle le retard et la longueur de numérisation restent identiques, quels que soient le tir et les voies en réception.

- **Etape 3 : Décomposition en valeurs singulières de la matrice de transfert**

La troisième étape du procédé de filtrage consiste à diagonaliser la matrice de transfert calculée à l'étape précédente. La décomposition en valeurs singulières de $\mathbf{K}(\omega)$ est effectuée sur une plage de fréquence, $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$, correspondant à la plus large bande passante possible pour le capteur. Après SVD, la matrice de transfert peut s'écrire comme le produit de trois matrices :

$$\mathbf{K}(\omega) = \mathbf{U}(\omega)\mathbf{S}(\omega)\mathbf{V}(\omega)^H = \sum_{l=1}^L \lambda_l(\omega) u_l(\omega) v_l^H(\omega), \quad (3-74)$$

avec :

- $\mathbf{U} = [u_1, \dots, u_L]$ et $\mathbf{V} = [v_1, \dots, v_N]$, respectivement, des matrices unitaires de taille $L \times L$ et $N \times N$ contenant les vecteurs singuliers en réception et en émission, qui sont également les invariants en réception et en émission de l'opérateur de retournement temporel.

- **S** est une matrice pseudo-diagonale de taille $L \times N$ contenant, sur sa diagonale, les valeurs singulières λ_l (ordonnées de façon décroissante $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_L \geq 0$) de $\mathbf{K}(\omega)$.

- **Etape 4 : Séparation des sous-espaces signal et bruit**

A l'issue des 3 premières étapes, on obtient un spectre de valeurs singulières qui indiquera la présence éventuelle d'un ou plusieurs défauts. Pour rappel, les valeurs singulières dominantes sont, dans le cas idéal, associées à des défauts alors que les plus faibles sont attribuées au bruit. De ce fait, il est possible de décomposer la matrice de transfert $\mathbf{K}(\omega)$ en deux matrices $\mathbf{K}_S(\omega)$ et $\mathbf{K}_B(\omega)$. La matrice $\mathbf{K}_S(\omega)$ estime le sous-espace signal et $\mathbf{K}_B(\omega)$ décrit le sous-espace bruit. On peut donc écrire la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ comme :

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(\omega) &= \mathbf{K}_S(\omega) + \mathbf{K}_B(\omega) \\ &= \sum_{l=1}^P \lambda_l(\omega) u_l(\omega) v_l^T(\omega) + \sum_{l=P+1}^L \lambda_l(\omega) u_l(\omega) v_l^T(\omega). \end{aligned} \quad (3-75)$$

En pratique, la séparation des deux sous-espaces se fait empiriquement, par l'étude de la courbe de décroissance des valeurs singulières pour une fréquence donnée (en général, la fréquence centrale du capteur). Le rang P du sous-espace signal est égal à l'indice de la valeur singulière pour laquelle la courbe de décroissance des valeurs singulières présente un changement de courbure ou une importante variation d'amplitude. Ainsi, le sous-espace créé par les P plus fortes valeurs singulières définit le sous-espace signal tandis que les $N-P$ autres valeurs forment le sous-espace bruit. Dans le cas de petits défauts idéalement résolus, et en l'absence de bruit de structure, P est égal au nombre de défauts présents dans la zone d'inspection.

- **Etape 5 : Filtrage et retour dans le domaine temporel**

Après séparation des deux sous-espaces, le filtrage consiste à réduire le rang de la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ en ne conservant que le sous-espace signal $\mathbf{K}_S(\omega)$. Ainsi, toute l'information (supposée) relative au bruit est éliminée.

Pour obtenir une image filtrée, il suffit de revenir dans le domaine temporel où l'on appliquera l'algorithme FTP. La nouvelle matrice filtrée $\tilde{\mathbf{K}}(t)$ s'obtient en calculant la transformée de Fourier inverse du sous-espace signal.

- **Etape 6 : Application de l'algorithme d'imagerie synthétique**

L'algorithme FTP est appliqué à la nouvelle matrice des données filtrées $\tilde{\mathbf{K}}(t)$ pour reconstruire une image présentant moins de bruit.

Remarque 1 : ces six étapes peuvent être complétées, avant la séparation des sous-espaces, par une étape supplémentaire réalisée avant la séparation des sous-espaces, qui consiste à trier les valeurs singulières via une méthode basée sur la corrélation des valeurs singulières fréquence par fréquence. Cette méthode sera décrite section 4.2.

Remarque 2 : La méthode de filtrage que nous proposons dans ce manuscrit se rapproche des travaux initiés par Alexandre Aubry [62] et Sharfine Shahjahan [63] , qui consistent à effectuer un filtrage entre la diffusion simple et la diffusion multiple dans le but de faire de la détection dans les aciers à gros grains (inconel 600). En ce qui nous concerne, nous ne nous intéresserons qu'aux milieux où la diffusion simple prédomine (ex. : acier inox et acier ferritique austénitique).

4. Evaluation expérimentale du filtrage DORT sur des défauts volumiques

Dans cette section, nous évaluerons l'apport du filtrage DORT pour améliorer l'imagerie d'un défaut volumique situé dans une pièce bruitée et en dehors de l'ouverture du capteur. Compte tenu de la position du défaut par rapport au capteur, le TG sera détecté à l'aide de sources virtuelles angulées à 45°. Dans une seconde partie, nous nous intéresserons à une configuration où le défaut, localisé sous l'ouverture du traducteur, ne nécessite pas l'emploi de sources virtuelles pour optimiser sa détection et son imagerie. Cette configuration sera l'occasion d'introduire une méthode de tri des valeurs singulières susceptible de consolider le filtrage.

4.1. Imagerie d'un défaut volumique situé en dehors de l'ouverture du capteur

Pour cette première évaluation du filtrage DORT, nous avons utilisé la configuration expérimentale schématisée sur la Figure 3-2 du paragraphe 1.1.

Dans un premier temps, nous avons voulu observer le résultat du filtrage DORT lorsque $\mathbf{K}(t)$ correspondait à une acquisition FMC conventionnelle (la détection du défaut n'est alors pas optimisée). La décomposition en valeurs singulières de la matrice de transfert, calculée

entre 0,5 MHz et 1,5 MHz, fournit le spectre sur la Figure 3-8(a). La représentation des 32 valeurs singulières à la fréquence centrale donne la courbe décroissante de la Figure 3-11.

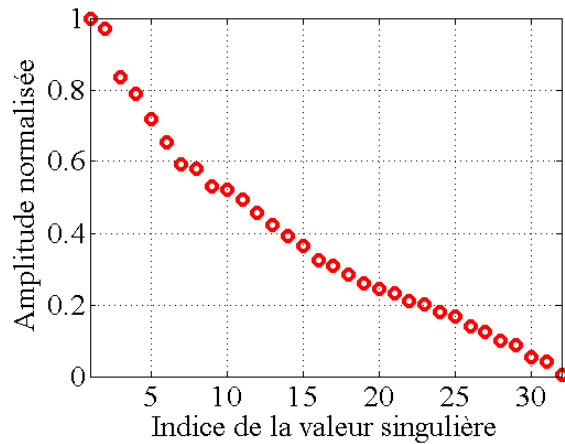


Figure 3-11 : Courbe de décroissance des valeurs singulières à la fréquence centrale du capteur lorsque $K(t)$ correspond à une acquisition FMC.

Comme nous l'avons remarqué plus tôt, sans sources virtuelles, le TG est mal détecté : la courbe de décroissance à la fréquence centrale ne présente pas un détachement particulier d'une valeur singulière (et le vecteur singulier associé à la valeur la plus forte, $P=1$, ne semble pas focaliser sur le défaut). Cependant, pour illustrer l'apport des sources virtuelles dans la séparation des sous-espaces signal et bruit, nous allons appliquer le filtrage pour améliorer la caractérisation de notre défaut, même si la valeur singulière ne se détache pas des autres. Le filtrage DORT fournit alors l'image FTP sur la Figure 3-13(c). On remarque que l'image est moins bruitée que l'image de départ (Figure 3-13(a)) mais on observe, autour du défaut, des artefacts de reconstruction. Ces résultats confirment que pour être efficace, le défaut doit être bien insonifié. De ce fait, l'utilisation des sources virtuelles est nécessaire lorsque le défaut est situé en dehors de l'ouverture du traducteur.

Compte tenu de la position du défaut par rapport au capteur, la matrice $K(t)$ a été acquise en employant des sources virtuelles angulées à 45° . La décomposition en valeurs singulières de la matrice de transfert, calculée entre 0,5 MHz et 1,5 MHz, fournit une distribution de valeurs singulières identique à celle de la Figure 3-8 (c). En représentant les 32 valeurs singulières à la fréquence centrale, on obtient la courbe décroissante tracée sur la Figure 3-12. Cette courbe fait apparaître un écart important entre la 1^{ère} et la 2^{ème} valeur singulière. Cette importante variation caractérise clairement la séparation des sous-espaces signal et bruit. L'indice P , défini à l'étape 4, et qui délimite les deux sous-espaces, sera donc ici égal à 1.

Pour s'en convaincre, nous avons évalué l'outil introduit par Quinlan *et al.* qui permet de déterminer de manière automatique le nombre de diffuseurs présents dans le milieu inspecté [64]. La méthode, valable pour des petits défauts isotropes « ponctuels », consiste à

superposer la courbe expérimentale de décroissance des valeurs singulières avec une courbe théorique modélisant la décroissance des valeurs singulières du bruit.

Selon Quinlan *et al.*, les valeurs singulières λ_l ($1 \leq l \leq L$) du bruit décroissent selon la relation suivante :

$$\lambda_l = \lambda_1 r^{l-1}, \quad (3-76)$$

où :

$$r = e^{-2a}, \quad (3-77)$$

et :

$$a = \sqrt{\frac{15}{2(L^2 + 2)} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4L(L^2 + 2)}{5L(L^2 - 1)}} \right]}. \quad (3-78)$$

Le nombre de défauts présents est égal à l'indice de la valeur singulière pour laquelle on observe une cassure entre la courbe expérimentale et la courbe théorique. Ces deux courbes, tracées sur la Figure 3-12(b), montrent que, dans notre cas, les courbes se superposent bien excepté pour la première valeur singulière. Cela indique la présence d'un seul défaut. Le sous-espace signal n'est donc associé qu'à la première valeur singulière. On confirme alors la valeur de $P=1$ déterminée plus tôt.

En prenant $P=1$, on obtient l'image filtrée présentée sur la Figure 3-13(c). La comparaison de cette dernière avec les images (a) et (b) de la Figure 3-13 montre une nette amélioration de l'image du défaut. Ainsi, si l'utilisation des sources virtuelles permet d'accroître la qualité de l'image de base (Figure 3-13(b)), elle ne permet pas de se débarrasser totalement du bruit qui reste très présent avec une échelle logarithmique comprise entre -23 dB et 0dB. Ce n'est plus le cas lorsque le filtrage DORT est appliqué (Figure 3-13(c)).

L'amélioration sur l'image peut être quantifiée grâce aux différentes courbes reportées sur les Figures 3-14 et 3-15. La première figure correspond aux coupes horizontales des images FTP à la profondeur du défaut. Elle nous permet de comparer le RSB des trois images de la Figure 3-13 et de mesurer le gain apporté par le filtrage DORT. On mesure ainsi une augmentation du RSB proche de 40 dB. Le même constat est fait avec la Figure 3-15, qui représente la superposition des courbes échodynamiques des trois images de la Figure 3-13. Ces résultats démontrent que le filtrage DORT est une méthode efficace pour éliminer le bruit dans une zone où un défaut volumique est présent.

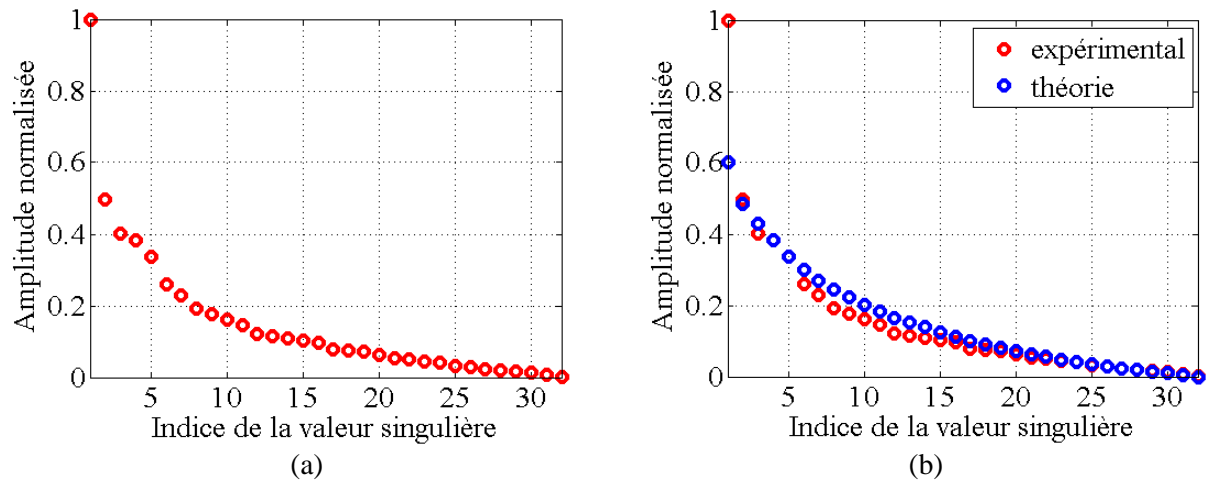


Figure 3-12 : Courbes de décroissance des valeurs singulières à la fréquence 1,1 MHz : (a) courbe expérimentale, (b) superposition de la courbe expérimentale avec la courbe théorique.

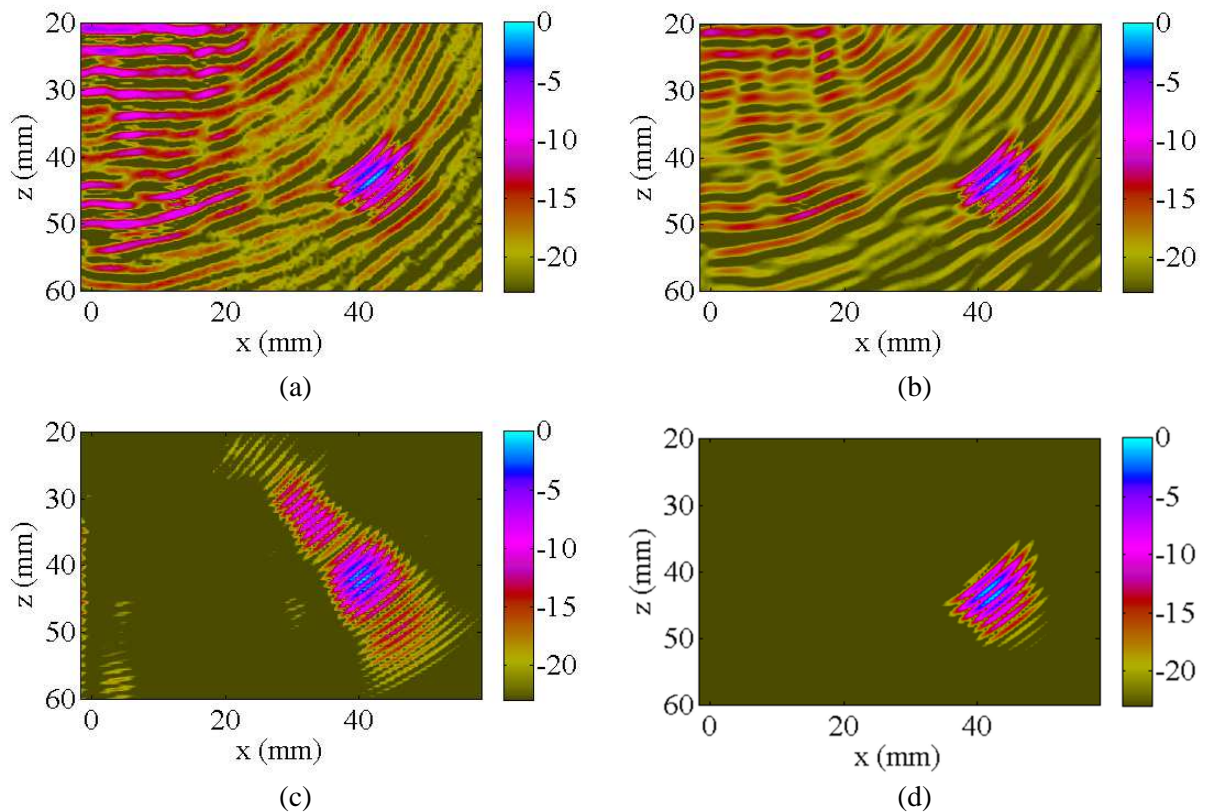


Figure 3-13 : Comparaison des images FTP (a) sans sources virtuelles, (b) avec sources virtuelles angulées et sans filtrage, (c) sans sources virtuelles angulées et filtrage DORT, (d) avec sources virtuelles angulées et filtrage DORT.

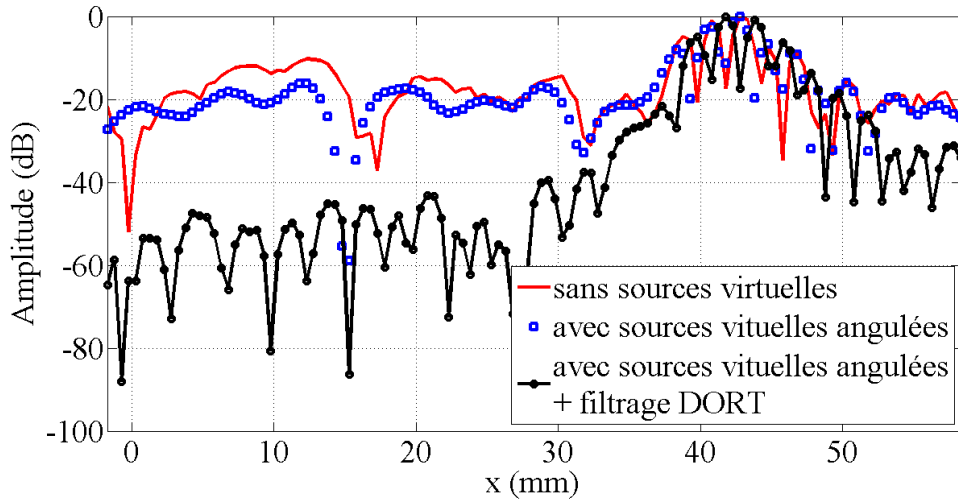


Figure 3-14 : Coupes horizontales des images FTP sur la Figure 3-13 à la profondeur du défaut.

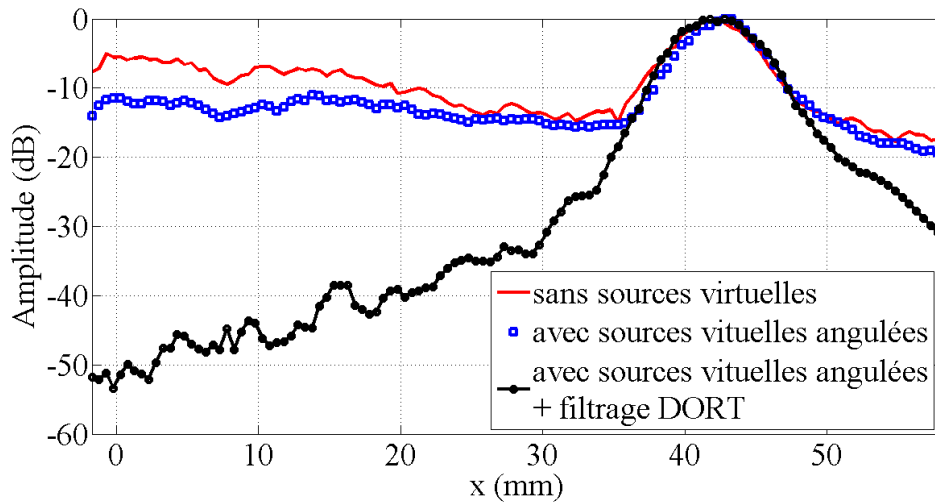


Figure 3-15 : Courbes échodynamiques des images FTP sur la Figure 3-13.

4.2. Méthode de tri des valeurs singulières par intercorrélation

Dans certains cas, il arrive qu'il ne soit pas possible de recourir aux sources virtuelles, comme, par exemple, lorsque le capteur employé possède peu d'éléments. Il existe aussi des configurations pour lesquelles l'emploi des sources virtuelles n'est pas nécessaire, comme par exemple, lorsque le défaut se situe sous l'ouverture du capteur. La méthode DORT permet alors de détecter correctement le défaut, mais des informations non désirées peuvent subsister. Nous étudions ici les résultats du filtrage DORT sans sources virtuelles, et introduisons une méthode de tri des valeurs singulières pouvant augmenter l'efficacité du filtrage dans des cas plus complexes.

Reprenons la configuration étudiée plus tôt (même capteur, même pièce, même défaut), mais avec le TG localisé sous le réseau (il forme un angle de 13° avec l'axe du capteur). La Figure 3-16 schématise les conditions employées.

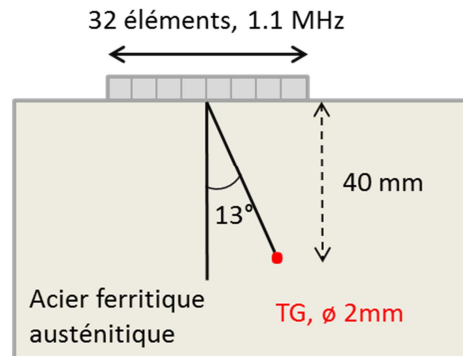


Figure 3-16 : Schéma du dispositif expérimental utilisé pour évaluer le filtrage DORT, sans sources virtuelles.

Compte tenu de la position du défaut par rapport au capteur, il n'est pas nécessaire de recourir aux sources virtuelles (classiques à 0° ou angulées) pour acquérir la matrice $\mathbf{K}(t)$. En effet, sur la distribution des valeurs singulières (Figure 3-17(a)), on remarque qu'autour de la fréquence centrale du capteur (1,1 MHz), la première valeur singulière se détache largement des autres. La rétro-propagation du premier vecteur propre confirme que la bonne détection du TG. On extrait alors aisément de la Figure 3-17(b), l'indice P délimitant les sous-espaces signal et bruit. Compte tenu de la cassure provoquée par l'importante différence d'amplitude entre la première et la deuxième valeur singulière sur la courbe de décroissance, P est égal à 1. Cette valeur de P est validée par l'outil proposé par Quinlan *et al.* [64] qui confirme la cassure entre la première valeur singulière expérimentale et celle de la courbe théorique. Cependant, il est intéressant de noter que sur la Figure 3-17(a), une ou deux valeurs singulières se détachent autour des fréquences 0,55 MHz et 0,83 MHz. Comme expliqué dans la section 3.1, ces détachements sont liés aux ondes de surface. Le filtrage DORT ne conservant, avec $P=1$, que la première valeur singulière, cela signifie donc que pour des fréquences inférieures à 0,95 MHz, il éliminera les informations liées au TG pour ne garder que celles provenant des ondes de surface.

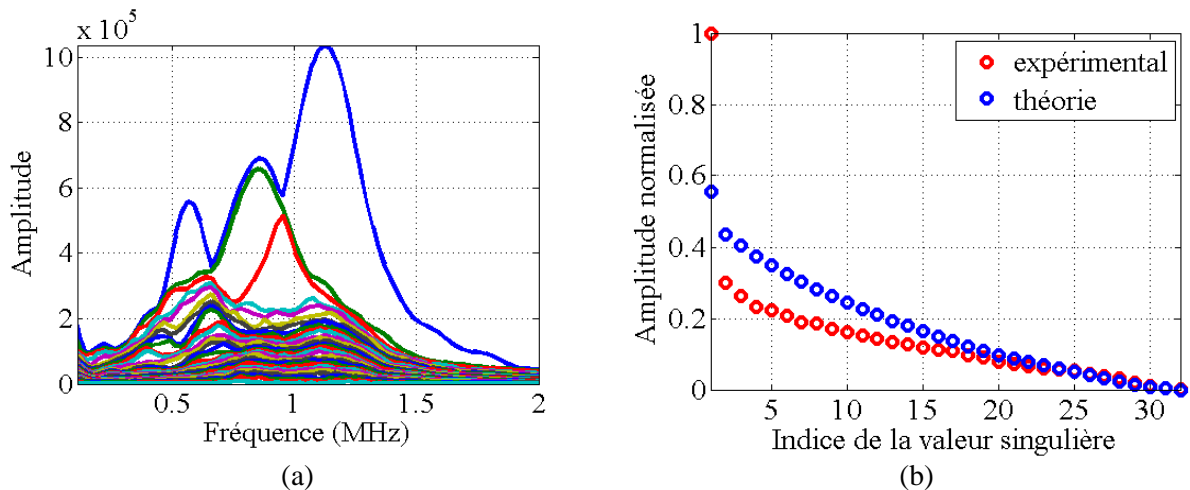


Figure 3-17 : (a) Distribution des valeurs singulières dans la bande passante du traducteur, (b) courbe de décroissance des valeurs à la fréquence centrale (1,1 MHz).

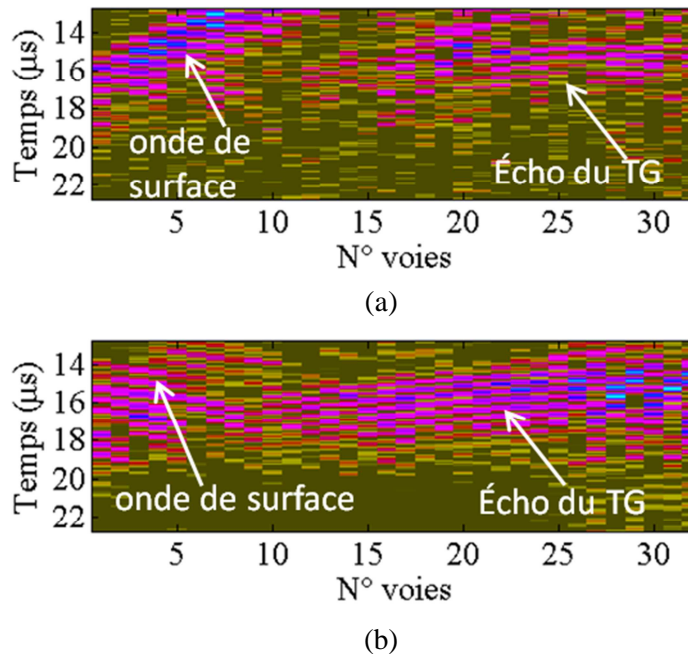


Figure 3-18 : Comparaison des Bscans avant et après filtrage DORT (a) Bscan initial (b) Bscan filtré sans tri des valeurs singulières.

La Figure 3-18 permet de bien visualiser l'effet du filtrage DORT tel que nous l'avons décrit dans la section 3.2. La Figure 3-18(a) représente le Bscan original pour le tir n°32 ($13\mu s \leq t \leq 23\mu s$). On y distingue une partie de l'onde de surface ainsi que l'écho du TG. Le filtrage de toutes les valeurs singulières, excepté la première, donne le Bscan de la Figure 3-18(b). On peut voir qu'une partie du bruit a été éliminée après filtrage DORT, ce qui fait mieux ressortir l'écho du TG. Cependant, il reste encore une partie de l'onde de surface. Cela

démontre que la première valeur singulière n'est pas associée au défaut pour toutes les fréquences. Pour certaines fréquences, elle est liée aux ondes de surface.

Pour extraire uniquement l'information liée au défaut et filtrer intégralement les ondes de surface (et *a fortiori* le bruit), nous avons développé un outil de tri des valeurs et vecteurs singuliers. Cet outil réorganise la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ avant séparation des sous-espaces et optimise le filtrage DORT. Les étapes à suivre pour chaque valeur singulière λ_l ($1 \leq l \leq L$) sont les suivantes :

a. Définition des valeurs singulières et des vecteurs singuliers de référence

En premier lieu, on choisit une fréquence de référence ω_{ref} dans la bande passante du traducteur $[\omega_1; \omega_2]$. Le plus souvent, il s'agit de la fréquence centrale du capteur pour laquelle la première valeur singulière λ_l présente une amplitude maximale. On précise que le choix de cette fréquence suppose que l'on soit sûr que la première valeur singulière est associée au défaut à imager.

Le vecteur singulier associé à $\lambda_l(\omega_{ref})$, $u_l(\omega_{ref})$, est choisi comme vecteur singulier de référence. Dans la suite, on le notera u^{ref} . Comme nous l'avons vu dans la section 2.2.3 du chapitre 1, on peut utiliser la phase d'un vecteur singulier afin d'extraire une loi de retards. Celle issue de u^{ref} sera notre loi de retards de référence. On la notera τ^{ref} .

b. Tri des valeurs singulières et des vecteurs singuliers

Cette étape permet de trouver, pour chaque fréquence ω comprise dans la bande de fréquence de travail $[\omega_1; \omega_2]$, l'indice $k \in [1; L]$ de la valeur singulière $\lambda_k(\omega)$ et des vecteurs singuliers $u_k(\omega)$ et $v_k(\omega)$ associés, pour lesquels la loi de retards $\tau_k(\omega)$ présente un maximum de corrélation avec τ^{ref} . Dans la pratique, pour chaque fréquence ω comprise entre ω_1 et ω_2 :

- on extrait la loi de retards $\tau_k(\omega)$ à partir de la phase du vecteur singulier $u_k(\omega)$,
- on calcule la corrélation entre $\tau_k(\omega)$ et la loi de référence τ^{ref} ,
- on détermine la valeur j de k pour laquelle la corrélation est la plus forte,
- on affecte à $\lambda_l(\omega)$ la valeur de $\lambda_j(\omega)$, à $u_l(\omega)$ la valeur de $u_j(\omega)$, et à $v_l(\omega)$ la valeur de $v_j(\omega)$.

c. Construction de la nouvelle matrice $\underline{\mathbf{K}}(\omega)$ réorganisée

Une fois le tri effectué, il est alors possible, pour chaque fréquence, de construire trois nouvelles matrices réorganisées $\underline{\mathbf{U}}$, $\underline{\mathbf{S}}$ et $\underline{\mathbf{V}}$ dans lesquelles les valeurs et vecteurs singuliers des matrices \mathbf{U} , \mathbf{S} et \mathbf{V} sont ordonnées selon les indices trouvés à l'étape b. Le produit de ces 3 matrices forme une nouvelle matrice $\underline{\mathbf{K}}$ telle que :

$$\underline{\mathbf{K}}(\omega) = \underline{\mathbf{U}}\underline{\mathbf{S}}\underline{\mathbf{V}}^T = \sum_{l=1}^L \lambda_l(\omega) \underline{u}_l(\omega) \underline{v}_l^T(\omega). \quad (3-78)$$

Ainsi, dans la nouvelle matrice réorganisée $\underline{\mathbf{K}}(\omega)$, un défaut est associé au même indice de valeur singulière pour chaque fréquence comprise dans la bande passante du capteur.

Nous avons appliqué la méthode de tri des valeurs et vecteurs singuliers de la matrice $\underline{\mathbf{K}}(\omega)$ afin de faciliter le filtrage et d'éliminer complètement la contribution des ondes de surface (et du bruit) dans l'imagerie FTP. La loi de retards de référence a été calculée à 1,1 MHz. Afin d'illustrer l'efficacité de l'outil de tri, nous avons représenté sur la Figure 3-19, le spectre des 32 valeurs singulières et le suivi de celle associée au défaut. La valeur singulière associée au défaut, après tri, est marquée par des cercles rouges. Cela permet de vérifier qu'aux basses fréquences, les informations liées au TG n'étaient pas associées à la première valeur singulière. Le tri a bien permis d'isoler, pour toutes les fréquences considérées, les informations liées uniquement au défaut parmi celles associées aux ondes de surface et au bruit.

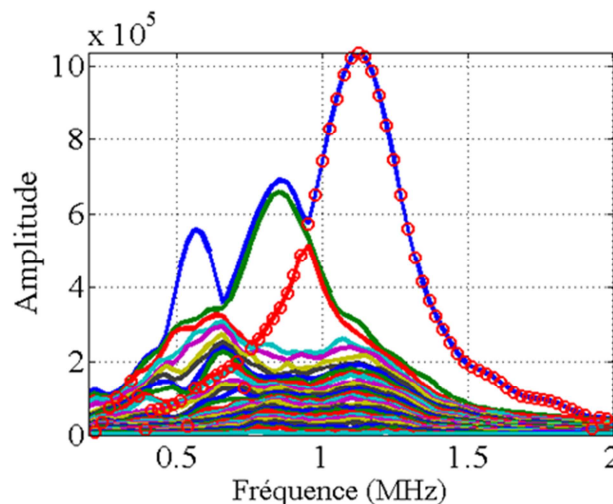


Figure 3-19 : Sélection de la valeur singulière associée au TG.

Une fois la valeur singulière déterminée, on filtre la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ en ne conservant que les vecteurs singuliers associés au TG. La Figure 3-20 présente les Bscan voies pour le tir n°32 avant et après filtrage. On voit qu’une fois filtrés, les Bscans de la nouvelle matrice $\mathbf{K}(t)$ n’affichent plus que l’écho du TG.

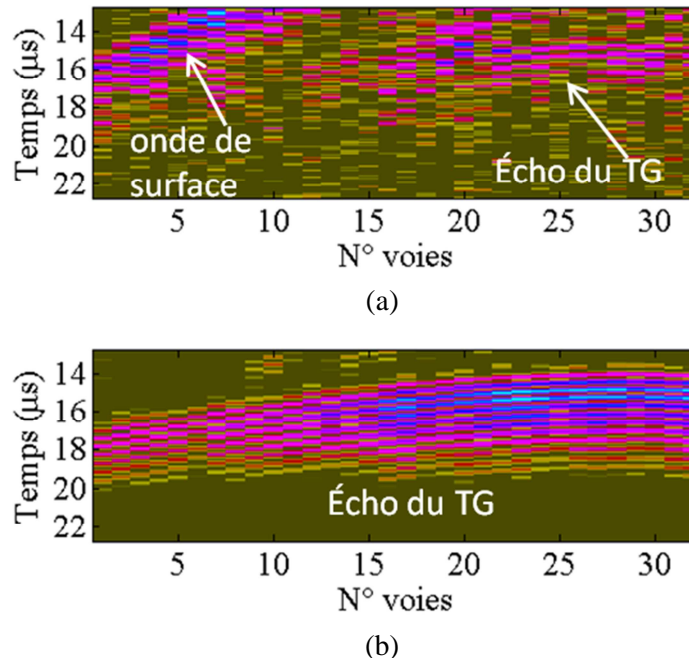


Figure 3-20 : Comparaison des Bscans avant et après filtrage de la matrice $\mathbf{K}(t)$: (a) Bscan original (b) Bscan filtré après tri des valeurs singulières.

La comparaison de la Figure 3-18(b) avec la Figure 3-20(b) montre que la réorganisation de la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ a rendu le filtrage plus efficace. Le tri des valeurs singulières a amélioré le filtrage en éliminant toutes les informations non relatives au TG (bruit et onde de surface) tout en minimisant la perte d’information utile. Il s’agit donc d’un moyen efficace pour s’assurer que la valeur singulière conservée correspond, dans toute la bande passante, au défaut considéré.

La Figure 3-21 permet d’apprécier l’évolution de la qualité de l’image FTP consécutive au filtrage DORT. La comparaison de l’image initiale (Figure 3-21(a)) avec l’image filtrée (Figure 3-21(b)) montre bien l’amélioration apportée par ce dernier. Elle se traduit sur les coupes et les courbes échodynamiques (Figures 3-22 et 3-23 respectivement) par une augmentation du RSB d’environ 30 dB. On peut donc affirmer que, dans le cas où le défaut se situe à l’aplomb du capteur, le filtrage DORT, complété par une étape de réorganisation de la matrice de transfert, est efficace même si la matrice $\mathbf{K}(t)$ est acquise sans sources virtuelles.

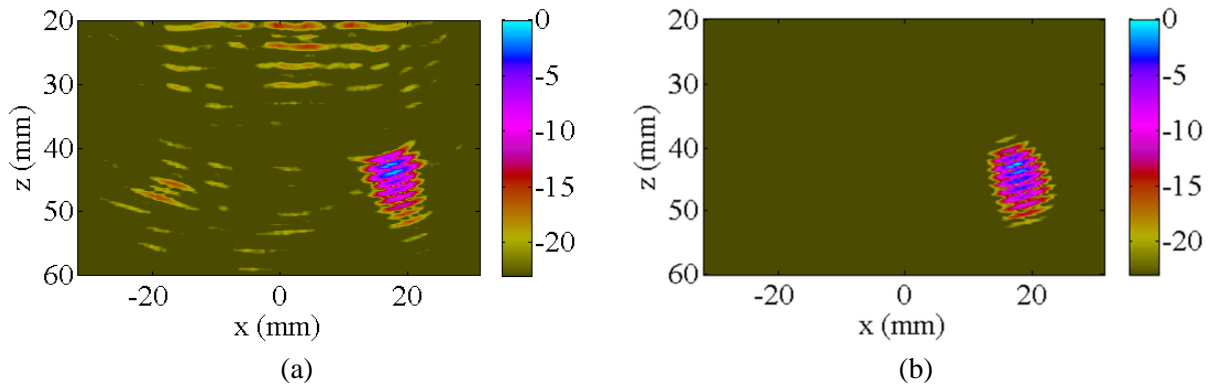


Figure 3-21 : Comparaison des images FTP avant et après filtrage DORT : (a) image originale, (b) image après filtrage. La matrice $K(t)$ est acquise sans sources virtuelles.

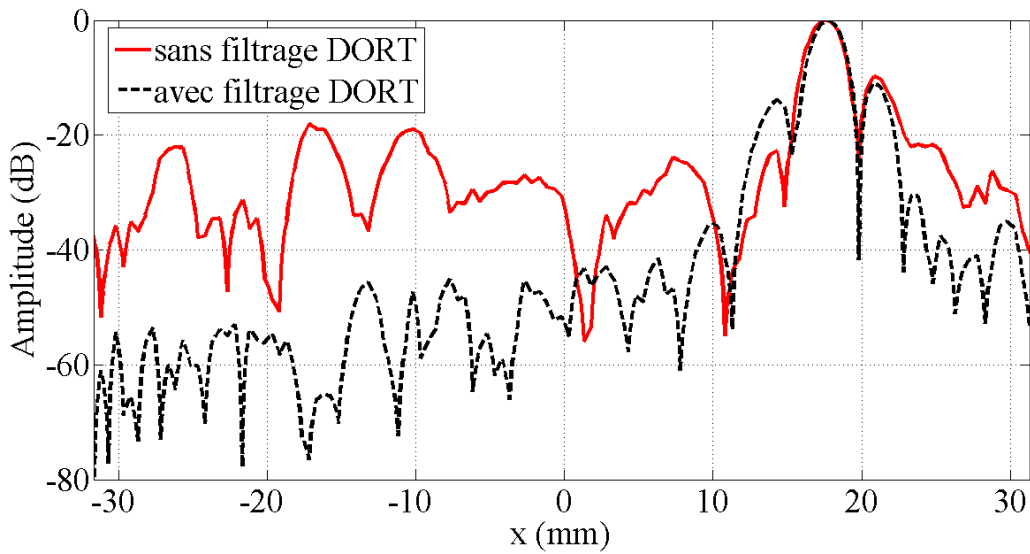


Figure 3-22 : Coupes horizontales des images FTP sur la Figure 3-21 à la profondeur du défaut.

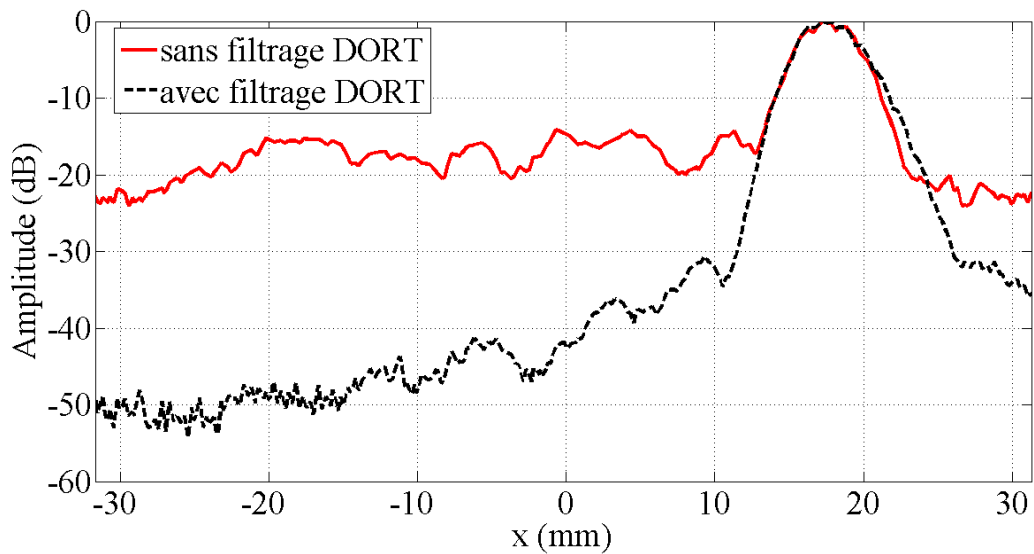


Figure 3-23 : Courbes échodynamiques des images FTP sur la Figure 3-21.

5. Evaluation expérimentale du filtrage DORT sur une entaille

Dans la section précédente, nous avons montré l'intérêt du filtrage DORT lorsqu'il est appliqué à l'imagerie d'un défaut volumique. Dans cette section, nous évaluons cette méthode pour l'imagerie et la caractérisation de défauts plus réalistes, comme une fissure débouchant sur le fond d'une pièce.

5.1. Application à une pièce non bruitée

5.1.1. Apport des sources virtuelles dans l'imagerie FTP d'une entaille

Pour pouvoir être caractérisée par ses échos de diffraction, une entaille doit être détectée selon un angle supérieur à 0° par rapport à l'axe du traducteur (souvent 45°). Le défaut peut donc être contrôlé alors qu'il se situe en dehors de l'ouverture du capteur, ce qui peut avoir un impact sur la qualité d'une image FTP issue d'une acquisition FMC conventionnelle.

Comme nous l'avons vu dans la section 1.2, les sources virtuelles améliorent, dans une certaine mesure, la qualité de l'image d'un défaut volumique. Ici, nous allons évaluer l'apport des sources virtuelles angulées pour l'imagerie FTP d'une entaille située en dehors de l'ouverture du capteur. Pour cela, considérons la configuration expérimentale schématisée sur la Figure 3-24. Elle met en scène une entaille haute de 10 mm débouchant au fond d'une pièce en acier inox ($c_L = 5750$ m/s) de 40 mm d'épaisseur. On cherche à détecter et imager le défaut à 45° avec les 48 éléments (réels ou virtuels) d'un capteur de fréquence centrale 1,1 MHz et d'espace inter-élément égal à 1,4 mm.

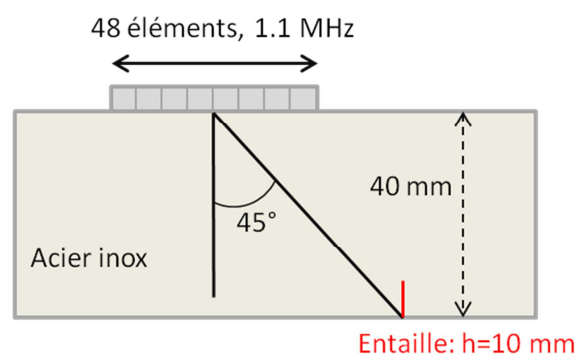


Figure 3-24 : Schéma du dispositif expérimental utilisé pour imager l'entaille.

La Figure 3-25 montre l'image FTP de l'entaille lorsque $\mathbf{K}(t)$ correspond à une FMC conventionnelle (image (a)) et lorsque des sources virtuelles angulées à 45° ont été utilisées

(image (b)). Sans sources virtuelles, l'écho de diffraction est très faible (Figure 3-25(a)), tandis qu'il apparaît plus nettement avec les sources virtuelles angulées (Figure 3-25(b)). On mesure, sur l'écho de diffraction du haut, une différence d'amplitude de +14 dB en faveur de celui imagé avec des sources virtuelles. Ces dernières permettent de mieux insonifier le défaut et donc de mieux l'imager.

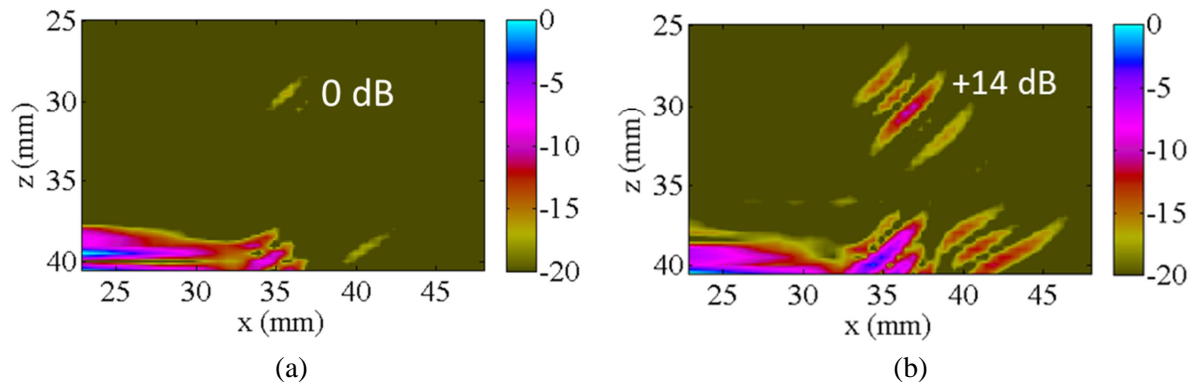


Figure 3-25 : Images FTP de l'entaille issues (a) sans sources virtuelles, (b) avec des sources virtuelles angulées.

Les sources virtuelles participent à améliorer l'imagerie FTP et la caractérisation de l'entaille. Dans ce qui suit, nous cherchons à voir, si, comme pour un défaut volumique, elles facilitent la détection, par la méthode DORT, d'une entaille débouchant sur un fond de pièce.

La Figure 3-26 montre la distribution des valeurs singulières de la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ pour une FMC classique. Avec des sources virtuelles angulées, on obtient les résultats de la Figure 3-27. Quelle que soit la méthode d'acquisition (FMC avec ou sans sources virtuelles), la distribution des valeurs singulières de la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ est un continuum. Un tel continuum est caractéristique d'un réflecteur plan étendu, ici, le fond de pièce. En général, les valeurs singulières de l'entaille ont une faible amplitude par rapport à celles associées au fond car l'écho de ce dernier domine largement l'écho du défaut. L'entaille reste donc difficile à détecter même avec des sources virtuelles.

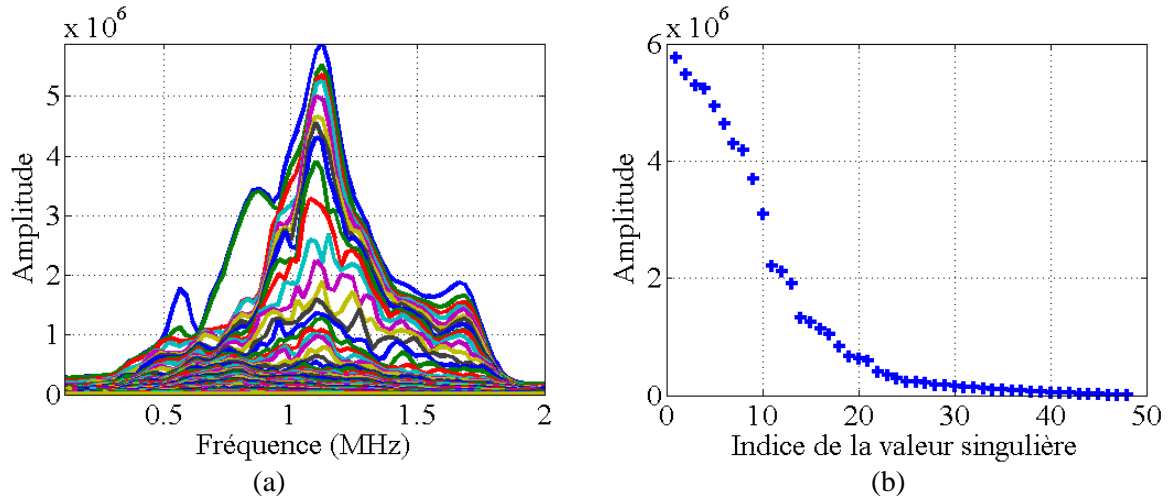


Figure 3-26 : Distribution des valeurs singulières de la matrice de transfert issue d'une acquisition FMC conventionnelle, (a) représentation sur toute la bande de fréquence, (b) représentation à 1,1 MHz.

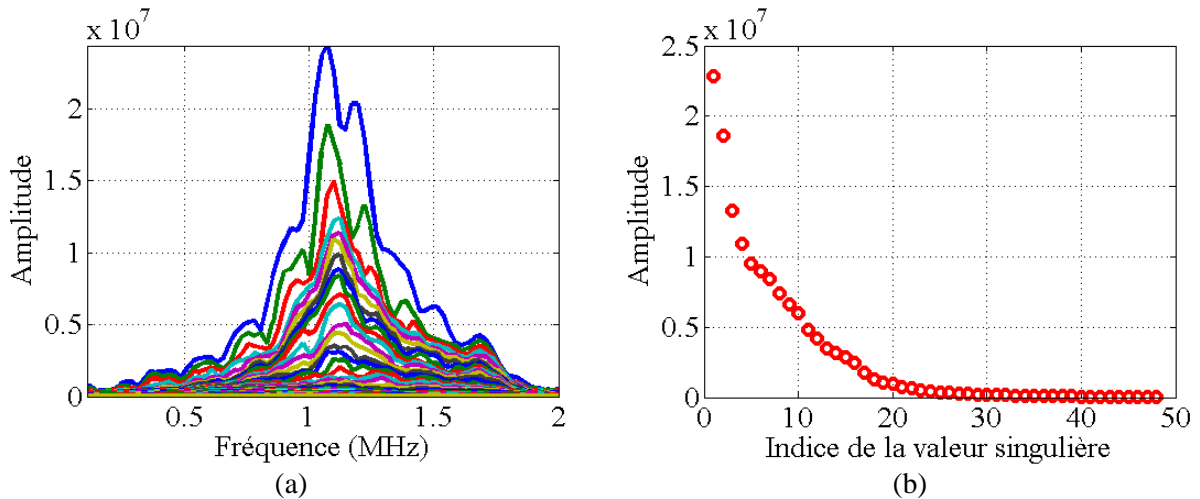


Figure 3-27 : Distribution des valeurs singulières de la matrice de transfert issue d'une acquisition FMC employant des sources virtuelles, (a) représentation sur toute la bande de fréquence, (b) représentation à 1,1 MHz.

Cependant, alors que sans sources virtuelles (Figure 3-26(a)) on retrouve les pics associés aux ondes de surface autour de 0,55 MHz et 0,83 MHz, ces détachements n'apparaissent plus lorsqu'on utilise des sources virtuelles angulées (Figure 3-27(a)). On vérifie donc à nouveau que les sources virtuelles diminuent la contribution des ondes de surface. Ce n'est pas le cas pour le fond dont la contribution augmente. On le constate sur la Figure 3-28 où sont superposées les valeurs singulières avec et sans sources virtuelles angulées. Ainsi, avec des sources virtuelles, les premières valeurs singulières (que l'on sait appartenir au fond *via* la rétro-propagation des vecteurs singuliers associés) sont nettement plus fortes que celles calculées pour une acquisition FMC standard. L'augmentation de la contribution du fond de pièce par les sources virtuelles angulées, en même temps que celle du défaut, ne facilite pas la séparation des sous-espaces comme dans le cas du TG. Le fait que la fenêtre temporelle de

traitement ne soit pas optimisée, car incorporant la totalité de l'écho de fond, nous est très défavorable.

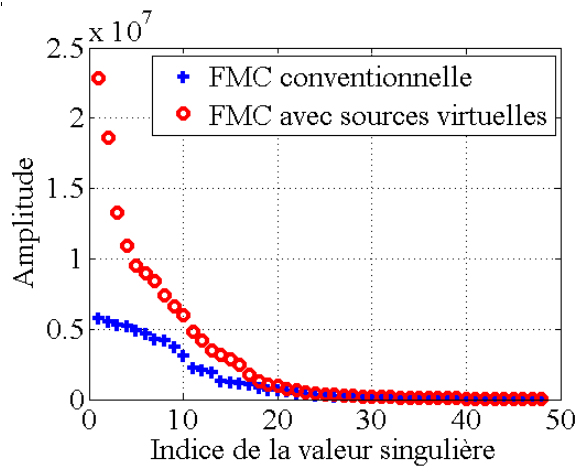


Figure 3-28 : Comparaison des valeurs singulières pour une acquisition FMC conventionnelle une acquisition FMC avec sources virtuelles angulées.

5.1.2. Amélioration de la séparation des sous-espaces par optimisation du fenêtrage temporel

Jusqu'à présent, la fenêtre temporelle de traitement DORT était une fenêtre « droite », c'est-à-dire identique (même longueur et même position temporelle) quel que soit le signal $k_{nm}(t)$ de l'acquisition. Cette fenêtre droite doit être suffisamment large pour contenir l'écho d'intérêt pour tous les couples émetteurs/récepteurs ($n ; m$). De ce fait, elle englobe d'autres échos gênants pour la définition du sous-espace signal comme l'écho de fond, ici responsable du continuum de valeurs singulières (Figure 3-30). La solution envisagée pour éliminer autant que possible l'écho de fond, consiste à adapter la fenêtre temporelle à chaque couple émetteur/récepteur ($n ; m$). Pour ce faire, on définit une zone d'intérêt centrée sur le(s) défaut(s), appelée zone effective, puis on annule les signaux $k_{nm}(t)$ lorsque le temps t correspond à un temps de vol d'un point en dehors de cette zone effective. (cf. Figure 3-29). Ce filtrage temporel ne change pas l'imagerie FTP en soit, il permet seulement de faciliter la définition du sous-espace signal en réduisant la contribution du fond.

Les cartographies sur la Figure 3-29 donnent en chaque point de la zone de reconstruction, le nombre de signaux $k_{nm}(t)$ non nuls avant et après optimisation du fenêtrage temporel par zone effective (Figures 3-29(a) et 3-29(b) respectivement). La couleur turquoise indique que tous les couples émetteurs/récepteurs (n, m) participent à la reconstruction du point, la couleur verte aucun. On précise que ces cartographies sont construites sans prendre en compte la directivité des éléments ni l'atténuation, ce qui explique pourquoi on observe, entre autre, du turquoise au niveau de la surface. Avec une fenêtre droite (Figure 3-29(a)), toutes les

combinaisons contribuent à reconstruire le fond. Le filtrage temporel de la matrice $\mathbf{K}(t)$, avec une zone effective rectangulaire centrée sur le défaut (Figure 3-29(b)), réduit considérablement la quantité d'information en dehors de cette zone, et en particulier la contribution du fond. On remarquera cependant que, malgré cela, une partie de l'écho de fond situé en dehors de la zone d'intérêt est conservée.

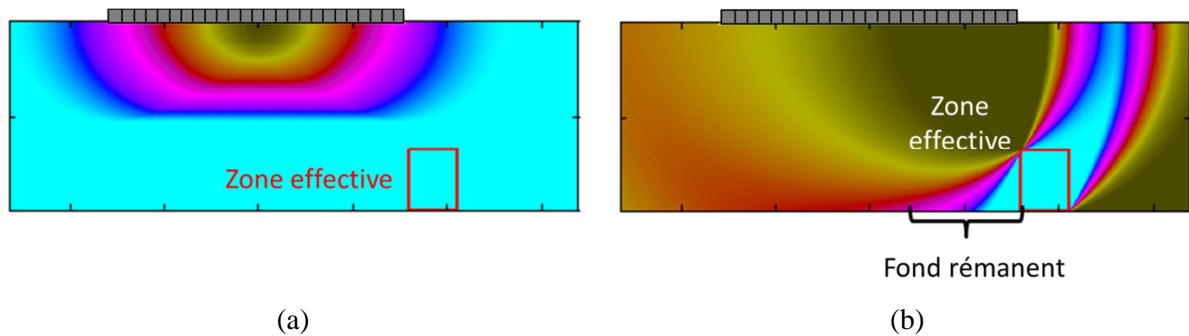


Figure 3-29 : Cartographies du nombre d'éléments émetteurs-récepteurs participant à la reconstruction de chaque point de l'image : (a) avec une fenêtre temporelle droite, (b) avec fenêtrage temporel par zone effective.

Nous avons appliqué ce filtrage à la configuration expérimentale précédente (*cf.* Figure 3-24). La zone d'intérêt, de dimensions $10 \times 15 \text{ mm}^2$ est centrée sur l'entaille, le côté bas de la zone coïncidant avec le fond de pièce. Pour évaluer l'intérêt de ce pré-filtrage, nous comparons les résultats avec ceux obtenus avec une fenêtre temporelle droite, identique à celle qui nous a permis d'obtenir la distribution sur la Figure 3-27(a). La Figure 3-30 montre 3 Bscans voies (pour les tirs n°1, 24 et 48) avant optimisation du fenêtrage. La Figure 3-31 donne, pour la même fenêtre temporelle, les 3 Bscans (pour les mêmes tirs) de la matrice $\mathbf{K}(t)$ après optimisation du fenêtrage par zone effective. La comparaison de ces 2 figures montre que sur la totalité de la fenêtre temporelle traitée, seule une mince bande arquée contient les échos issus de la zone d'intérêt définie plus tôt. Les ondes de surface ont été éliminées ainsi qu'une très grande partie de l'écho de fond (en mode direct, en conversion mode et après rebond). On notera que, malgré le filtrage temporel par zone effective, on conserve une partie de l'écho du fond comme le prévoyait la cartographie sur la Figure 3-29(b).

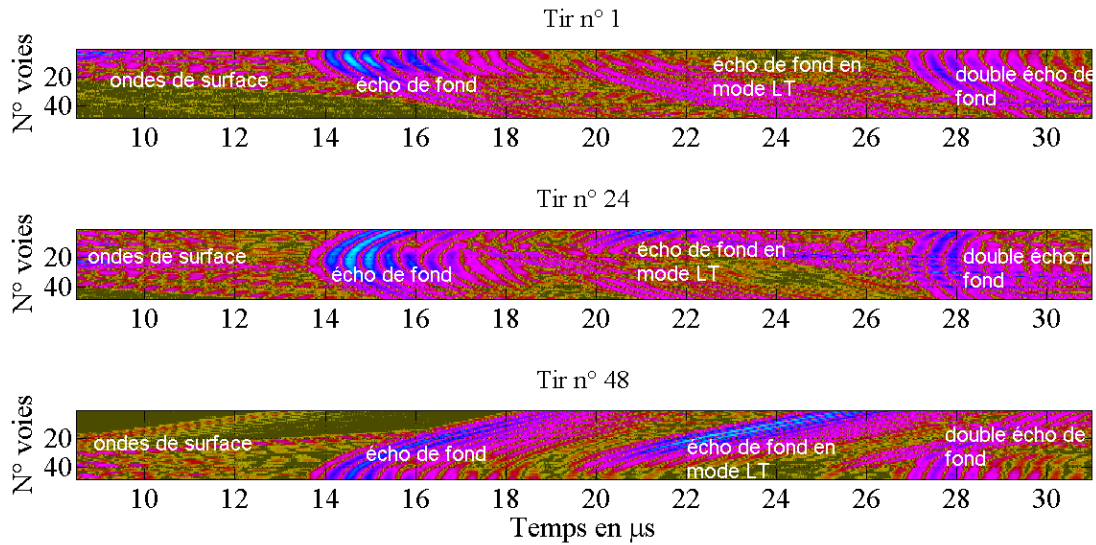


Figure 3-30 : Bscans voies sans filtrage de la matrice $\mathbf{K}(t)$ dans le domaine temporel.

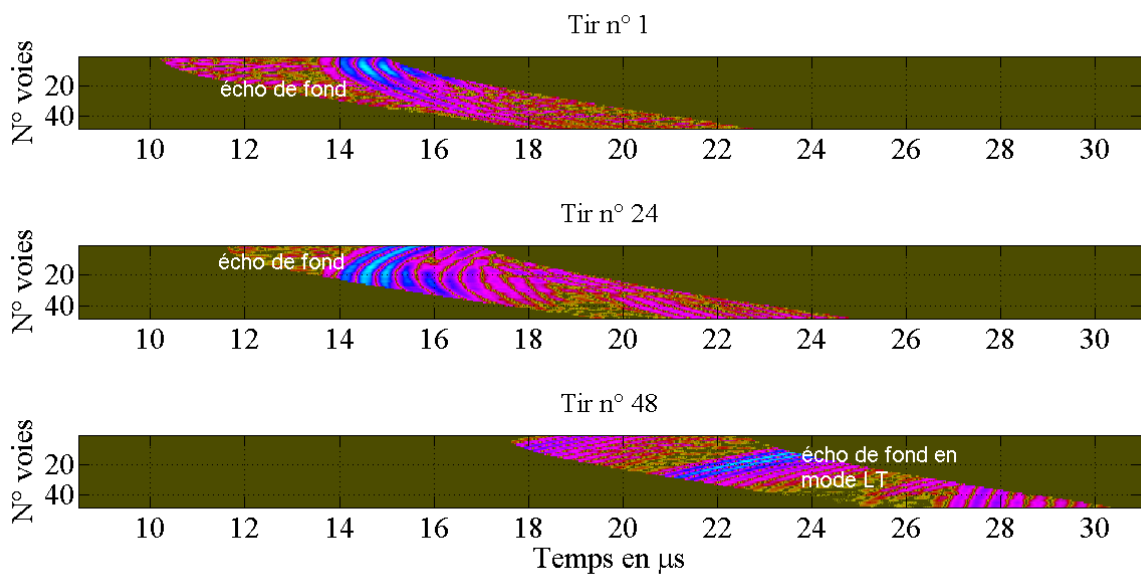


Figure 3-31 : Bscans voies après optimisation de la fenêtre de traitement DORT.

Pour évaluer les effets du fenêtrage temporel optimisé, nous décomposons en valeurs singulières la matrice de transfert. Les valeurs singulières sont tracées sur la Figure 3-32. On remarque que même en optimisant la fenêtre de traitement DORT, la SVD de la matrice $\mathbf{K}(\omega)$ donne toujours un continuum de valeurs singulières. Ce résultat n'est pas surprenant : il traduit la présence du fond rémanent dans la fenêtre temporelle étudiée.

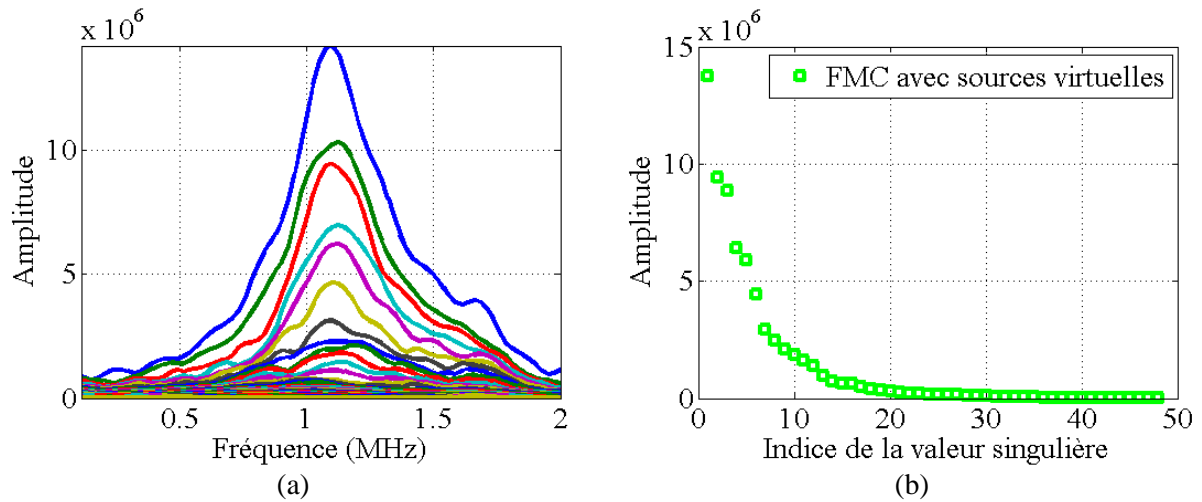


Figure 3-32 : Distribution des valeurs singulières de la matrice de transfert issue d'une acquisition FMC avec des sources virtuelles et filtrées temporellement, (a) représentation sur toute la bande de fréquence, (b) représentation à 1,1 MHz.

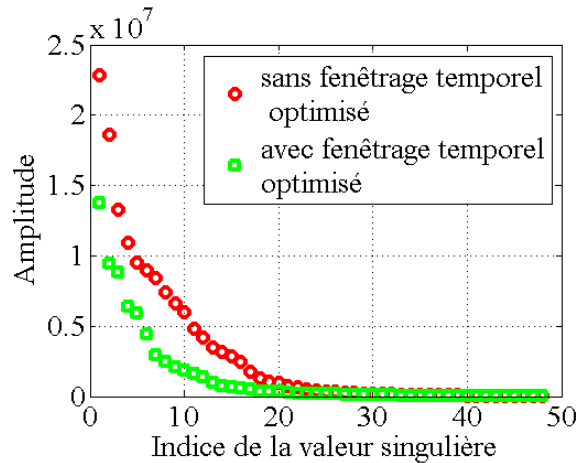


Figure 3-33 : Comparaison des valeurs singulières avec (courbe verte) et sans filtrage temporel de la matrice $K(t)$ (courbe rouge).

En superposant les courbes de distribution des valeurs singulières avant après fenêtrage temporel par zone effective (respectivement Figure 3-27(b)) et Figure 3-32(b)), on obtient la Figure 3-33. On peut alors noter que l'optimisation de la fenêtre de traitement DORT diminue l'amplitude des premières valeurs singulières. Ainsi, la première valeur singulière passe de $2,3 \cdot 10^7$ à $1,4 \cdot 10^7$. Optimiser le fenêtrage temporel n'élimine pas totalement le fond mais permet de réduire sa contribution.

A la différence des défauts volumiques, les courbes de décroissance obtenues à la fréquence centrale, pour une entaille débouchant sur un fond de pièce, ne sont pas caractérisées par une nette rupture de pente. Le fond, qui peut être considéré comme un réflecteur plan étendu, génère en effet un nombre important de valeurs singulières. Ces dernières forment alors un troisième sous-espace, les deux autres étant associés

respectivement au défaut et au bruit. A moins de repropager un à un chacun des vecteurs singuliers, il est ici plus difficile d'identifier clairement chacun des trois sous-espaces formant la matrice \mathbf{K} . Par conséquent, nous avons fait le choix de considérer comme espace signal celui associé aux valeurs singulières les plus fortes (tantôt attribuées au sous-espace défaut, tantôt au sous-espace fond). Le reste des valeurs singulières, les plus faibles, forment le sous-espace bruit. Le filtrage DORT consistera à éliminer le sous-espace bruit.

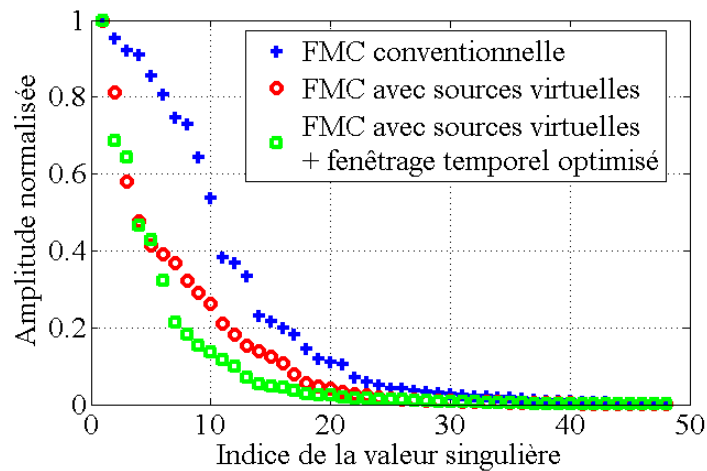


Figure 3-34 : Comparaison des courbes normalisées de distribution des valeurs singulières à la fréquence 1,1 MHz.

La Figure 3-34 ci-dessus présente le résultat de la normalisation et de la superposition des courbes de valeurs singulières prises à la fréquence centrale. Comme on peut le constater, l'utilisation des sources virtuelles et l'optimisation du fenêtrage temporel permettent une décroissance plus rapide des valeurs singulières : Pour un seuil d'amplitude donné, le sous-espace signal est associé à un nombre de valeurs singulières plus petit. Ainsi, sur la Figure 3-34, on voit que pour un seuil de 0,1, seules 12 premières valeurs singulières sont concernées lorsque l'on combine sources virtuelles et fenêtrage temporel par zone effective. Ce niveau est atteint pour la valeur singulière n°16 sans optimisation du fenêtrage temporel et la n°21 pour une acquisition FMC standard. La dimension du sous-espace signal est donc réduite et contient alors moins de données relatives au fond et au bruit. L'amélioration de la séparation des sous-espaces signal et bruit laisse donc présager un meilleur filtrage de l'image finale.

5.1.3. Evaluation du filtrage DORT appliqué à une entaille

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent (5.1.2), la séparation du sous-espace signal (comprenant les valeurs singulières de l'entaille et du fond) et du sous-espace bruit est améliorée par l'utilisation de sources virtuelles angulées et par un fenêtrage temporel optimisé de la matrice $\mathbf{K}(t)$. Contrairement aux défauts volumiques, la rupture de pente

permettant de séparer les deux sous-espaces est beaucoup moins marquée, voire inexistante. De ce fait, le critère que nous choisissons pour déterminer la valeur de P est un seuil en amplitude. Nous considérerons les valeurs singulières dont l'amplitude normalisée est inférieure à 0,05 comme étant associées au bruit car on peut voir sur la Figure 3-35 que c'est pour cette amplitude que les courbes de valeurs singulières présentent un changement de pente. Le Tableau 3-1 donne le nombre de valeurs singulières associées au sous-espace signal selon la méthode d'acquisition et selon le fenêtrage temporel utilisé.

Tableau 3-1 : Taille du sous-espace signal en fonction de l'acquisition FMC et du fenêtrage temporel choisi.

	FMC conventionnelle	FMC avec sources virtuelles	FMC avec sources virtuelles et filtrage temporel
P	24	18	14

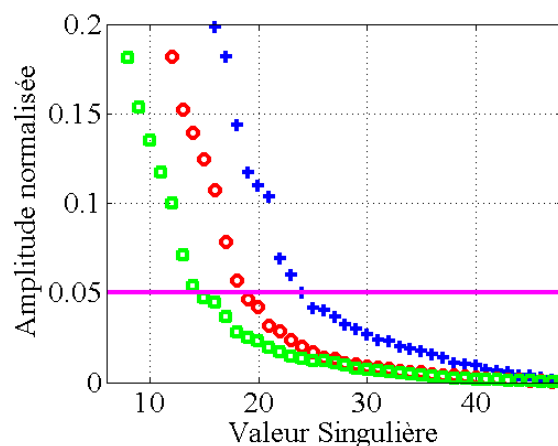


Figure 3-35 : Seuil de séparation des sous-espaces signal et bruit. La ligne rose représente le seuil en amplitude. Le code couleur des courbes est identique à celui de la Figure 3-34.

Bien que la pièce ne présente pas de bruit de structure important, celui-ci n'est jamais vraiment nul. Nous évaluerons donc ici les capacités du filtrage DORT à éliminer le bruit présent dans la matrice $\mathbf{K}(t)$. Compte tenu de la position du défaut par rapport au capteur, $\mathbf{K}(t)$ est acquise avec des sources virtuelles angulées à 45° . La bande de fréquences sur laquelle on effectue la SVD est comprise entre 0,5 MHz et 1,5 MHz. A l'étape 4 (séparation des sous-espaces signal et bruit), nous utiliserons, comme valeur de P , les valeurs du Tableau 3-1.

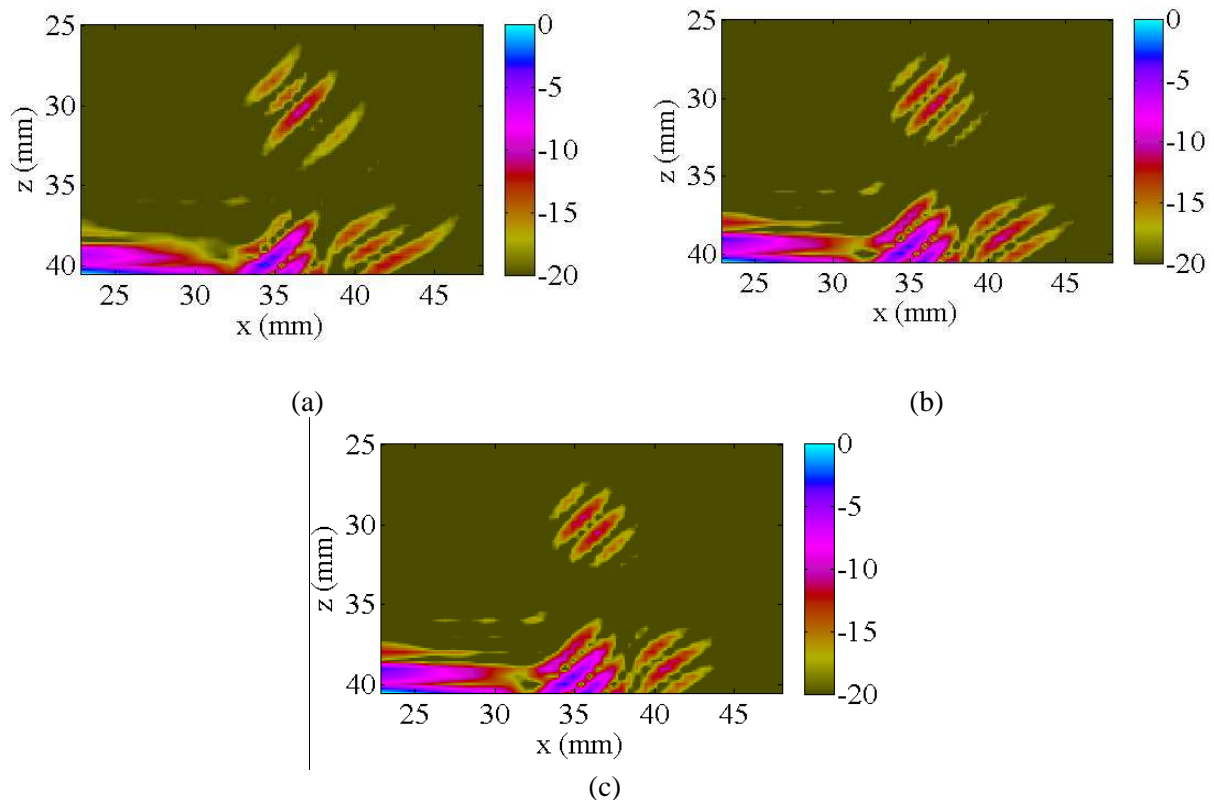


Figure 3-36 : Images FTP de l'entaille (a) sans filtrage (b) après filtrage DORT, (c) après fenêtrage optimisé et filtrage DORT.

La Figure 3-36 permet de comparer l'image de l'entaille avant (image (a)) et après filtrage DORT (images (b) et (c)). La porte temporelle utilisée pour la Figure 3-36(b) est droite, tandis que celle de la Figure 3-36(c) résulte du fenêtrage temporel de $\mathbf{K}(t)$ selon la zone effective décrite à la section 5.1.2.

La pièce ne présentant pas de bruit de structure, il est difficile de constater visuellement une amélioration de RSB sur les images. Pour mieux en juger, il est plus aisé de comparer, sur la Figure 3-37, les coupes horizontales des trois images à la profondeur de l'écho de diffraction, soit $z = 30$ mm. La superposition des trois coupes confirme bien que l'image originale est plus bruitée que les images filtrées : Le filtrage DORT a amélioré le RSB de l'image d'environ +10dB.

On notera que le fenêtrage temporel optimisé de la matrice $\mathbf{K}(t)$ n'a quasiment pas eu d'incidence sur le résultat du filtrage DORT ; les images sont à peu de choses près identiques et les niveaux d'amplitude sont très proches.

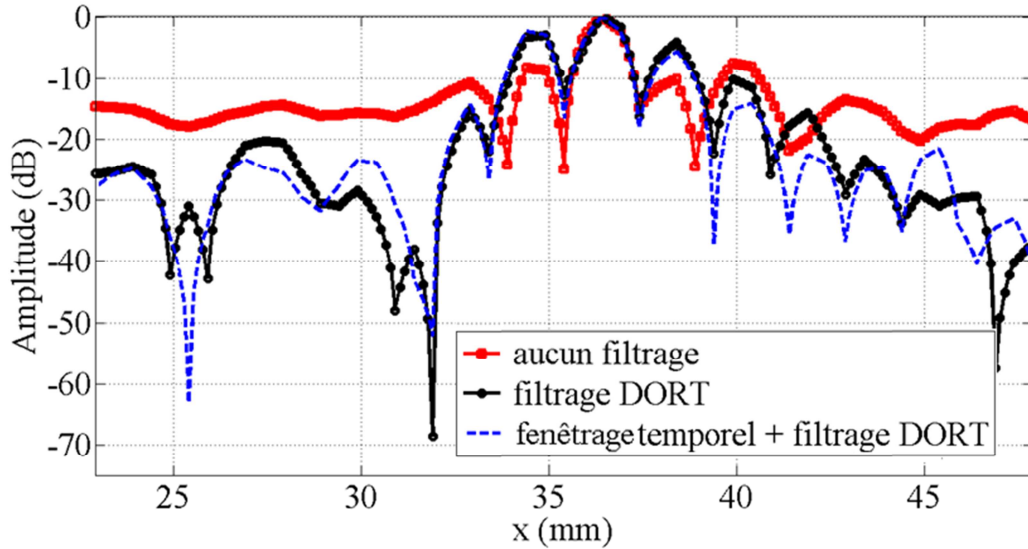


Figure 3-37 : Coupes horizontales des images FTP de la Figure 3-36 à la profondeur de l'écho de diffraction du haut.

Comme nous l'avons souligné plus tôt dans cette section, la détermination du sous-espace signal est approximative du fait de la contribution marquée des valeurs singulières du fond dans ce dernier. Faute de nette rupture de pente, ce sous-espace comprend sûrement beaucoup d'informations non relatives au défaut, en particulier celles associées au fond. On peut donc légitimement réduire la taille du sous-espace signal pour éliminer un maximum de ces informations. La Figure 3-38 présente les images FTP obtenues pour un espace signal de même dimension P , avec et sans optimisation du fenêtrage temporel de $\mathbf{K}(t)$ (images de droite et de gauche respectivement).

En première remarque, on constate sur la Figure 3-38 que, pour un espace signal de même dimension P , l'amplitude de l'écho du haut de l'entaille est légèrement plus élevée lorsqu'un filtrage temporel optimisé est appliqué à $\mathbf{K}(t)$. On vérifie alors le fenêtrage temporel optimisé permet de définir un sous-espace signal contenant davantage d'informations liées au défaut.

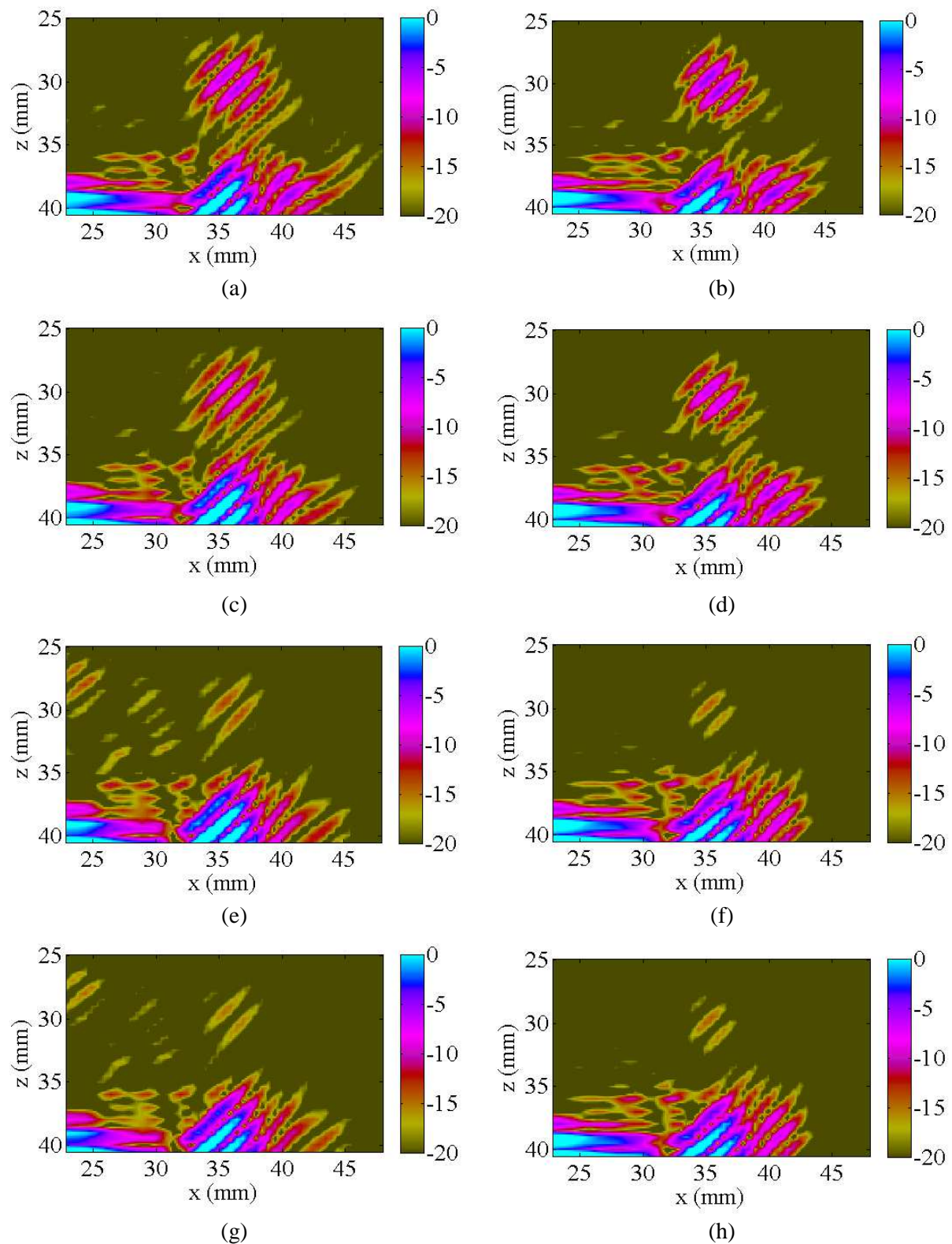


Figure 3-38 : Images FTP pour un espace signal défini par $P = 14$ (images (a) et (b)), $P = 12$ (images (c) et (d)), $P = 10$ (images (e) et (f)), $P = 10$ (images (g) et (h)). Les images de gauche (a, c, e et g) sont obtenues sans filtrage temporel par zone effective. Les images de droite (b, d, f et h) sont obtenues avec fenêtrage temporel optimisé.

Afin d'étudier l'évolution des images en fonction de la réduction du sous-espace signal, nous nous intéresserons maintenant uniquement au cas où le fenêtrage temporel de $\mathbf{K}(t)$ est optimisé. La dynamique des images étant référencée par rapport à l'amplitude de l'écho de diffraction du haut de l'entaille augmenté de 5 dB, la diminution de l'amplitude de cet écho avec P traduit donc une perte de signal associé à l'entaille. L'évolution de l'amplitude de l'écho du haut de l'entaille en fonction de P peut se voir sur les coupes horizontales de la Figure 3-39. Ces coupes sont prises à la profondeur de l'écho de diffraction et sont référencées par rapport à l'amplitude de l'écho de diffraction mesuré pour $P=14$. On voit que la réduction de la dimension du sous-espace de deux unités ne modifie que de très peu le signal de l'entaille (-1 dB). Les valeurs singulières n° 13 et n° 14 ne sont donc pas associées à l'entaille. Le passage de $P=12$ à $P=10$ a plus de conséquences sur le signal de l'entaille, qui diminue alors de 10 dB. Le signal perd 2 dB de plus si on réduit le sous-espace signal aux 8 premières valeurs singulières. On comprend que les valeurs singulières comprises entre 8 et 12 sont liées au défaut, les 7 premières étant très certainement associées au fond. Une manière de le démontrer est de filtrer la matrice \mathbf{K} en prenant comme sous-espace signal celui constitué uniquement des valeurs singulières 8 à 12. La Figure 3-40 représente l'image obtenue après ce filtrage. Elle ne fait plus apparaître l'écho du fond. Le filtrage des premières et des dernières valeurs singulières a permis d'éliminer efficacement la contribution du fond et du bruit électronique.

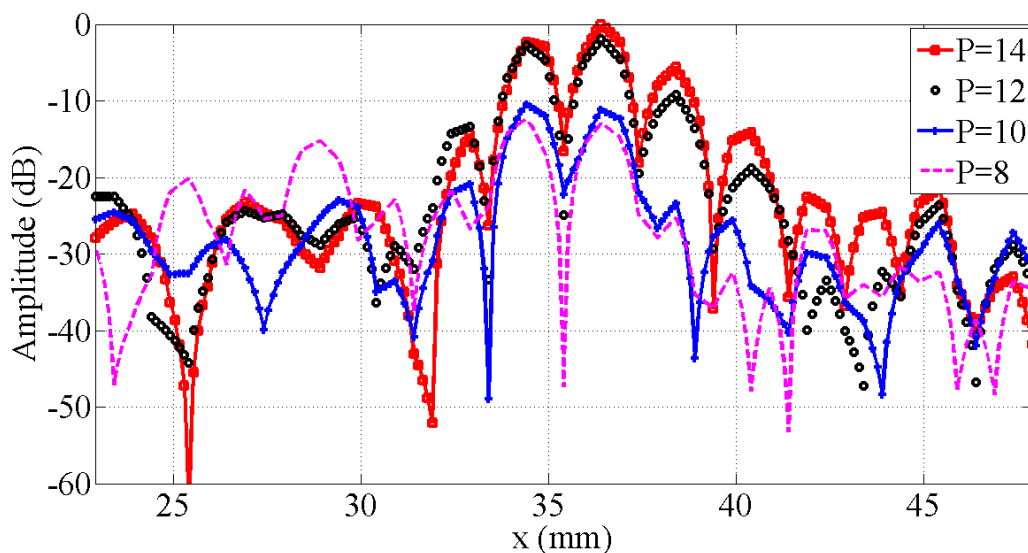


Figure 3-39 : Coupes des images FTP à la profondeur de l'écho de diffraction du haut pour différentes taille de sous-espace signal.

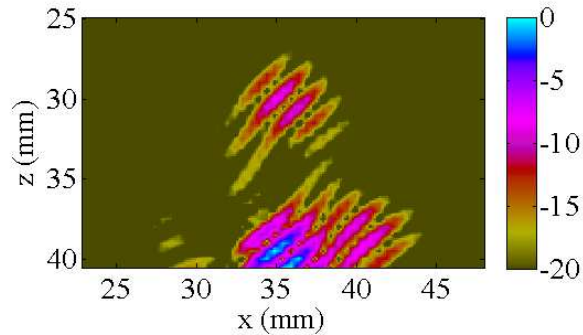


Figure 3-40 : Image FTP obtenue avec un espace signal constitué des valeurs singulières 8 à 12.

A la différence d'un défaut volumique loin d'une interface, une fissure à proximité d'un fond génère une distribution de valeurs singulières dans laquelle il est difficile de discriminer celles appartenant au défaut. Généralement, elles sont mélangées aux valeurs singulières du fond. La séparation des sous-espaces signal et bruit est donc moins évidente que pour un défaut volumique. Cependant, au vu des résultats ci-dessus, on peut affirmer que, bien que plus délicat à appliquer, le filtrage DORT peut améliorer la qualité de l'image FTP d'une entaille débouchant sur un fond de pièce. La méthode a été appliquée à une pièce ayant un bruit de structure faible. L'intérêt de la technique prend tout son sens lorsque le défaut est situé dans une pièce présentant du bruit de structure.

5.2. Application à une pièce bruitée

Après avoir appliqué le filtrage DORT pour améliorer l'image d'une entaille localisée au fond d'une pièce non bruitée, nous l'évaluons ici dans une configuration proche de celle rencontrée dans les pièces industrielles (par exemple : sur le circuit primaire des centrales nucléaires). L'entaille débouche désormais sur le fond d'une pièce bruitée (acier austénitique) d'épaisseur 70 mm. Il est à noter que par rapport aux précédentes expériences, le capteur se situe ici à grande distance du défaut, ce qui constitue une difficulté supplémentaire. Nous cherchons à détecter et imager ce défaut en OL45° avec le même capteur que précédemment (1,1 MHz, espace inter-élément égal à 1.4 mm). Dans tout ce qui suit, les acquisitions FMC ont été réalisées avec 58 tirs (58 tirs avec des éléments réels ou virtuels). La Figure 3-41 schématise le dispositif expérimental.

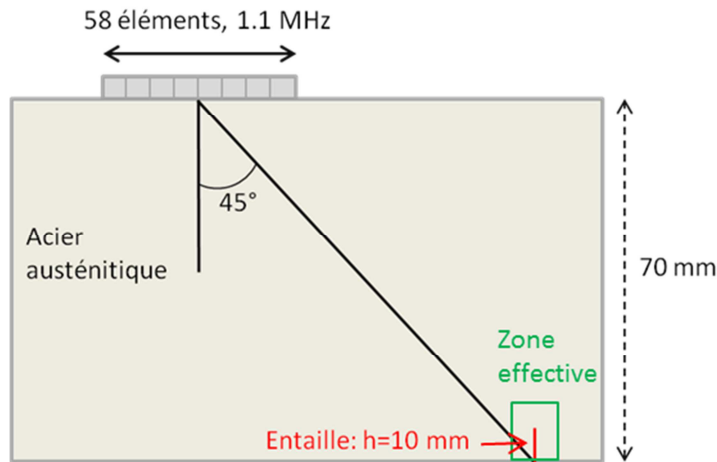


Figure 3-41 : Schéma du dispositif expérimental pour imager une entaille dans une pièce en acier austénitique.

Avant d'appliquer la méthode du filtrage DORT, commençons par observer l'imagerie « brute », sans filtrage, et analyser l'effet des sources virtuelles. Les deux images ci-dessous ont été obtenues avec une FMC conventionnelle (Figure 3-42 (a)), puis avec sources virtuelles angulées à 45° (Figure 3-42 (b)).

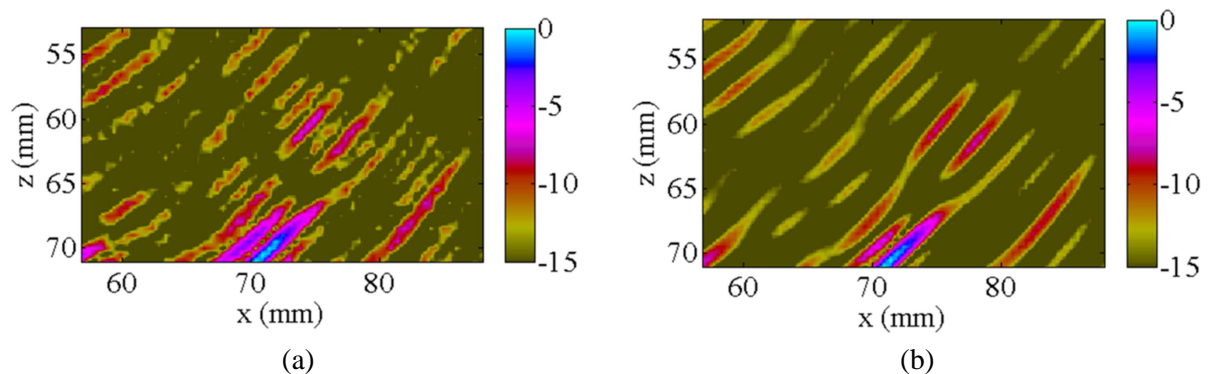


Figure 3-42 : Image FTP de l'entaille (a) sans sources virtuelles, (b) avec sources virtuelles angulées à 45° .

Alors que les sources virtuelles angulées améliorent l'image FTP d'une entaille à 45° dans une pièce non bruitée (*cf.* Figure 3-25), elles deviennent inefficaces dans l'acier austénitique. Quelle que soit la méthode d'acquisition, l'écho de diffraction du bas de l'entaille est facilement identifiable tandis qu'on devine à peine l'écho de diffraction du haut du défaut ($RSB < 4$ dB). Il en est de même sur une image échographique standard (Figure 3-43) obtenue avec un balayage angulaire entre 0° et 70° , focalisé à la profondeur du défaut. L'emplacement de l'entaille par rapport au capteur, sa profondeur et le bruit de structure la rendent difficilement caractérisable. Nous allons donc évaluer les performances de la méthode de filtrage DORT dans ces conditions extrêmes pour essayer d'extraire plus d'information sur le défaut.

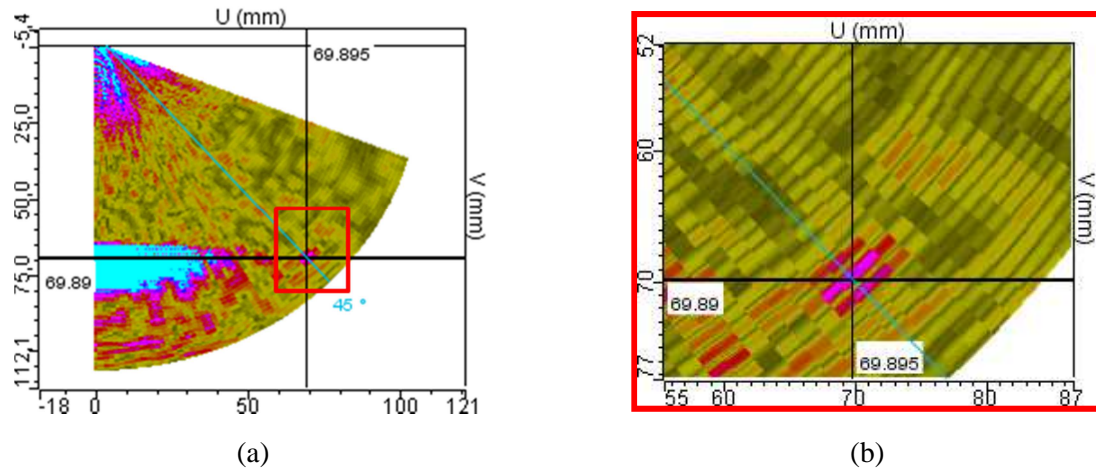


Figure 3-43 : Image de l'entaille avec un balayage angulaire : (a) secteur angulaire complet, (b) zoom sur l'entaille.

Comme nous l'avons vu à la section 5.1, selon la fenêtre de traitement DORT utilisée (fenêtre droite ou optimisée avec une zone effective), on obtient des distributions de valeurs singulières assez différentes. Le fenêtrage temporel optimisé permet de réduire la contribution du fond. La décroissance des valeurs singulières est plus rapide et il est possible de définir un sous-espace signal de dimension plus petite. Ce type de fenêtrage a été appliqué à l'ensemble des résultats qui vont suivre. La fenêtre optimisée employée est définie en éliminant toutes les informations de la matrice $\mathbf{K}(t)$ ne provenant pas d'une zone d'intérêt de dimension $13 \times 15 \text{ mm}^2$ centrée sur l'entaille. Le fond de la zone coïncide avec le fond de la pièce. Après SVD, on obtient le spectre des valeurs singulières et la courbe de décroissance extraite à la fréquence centrale sur la Figure 3-44.

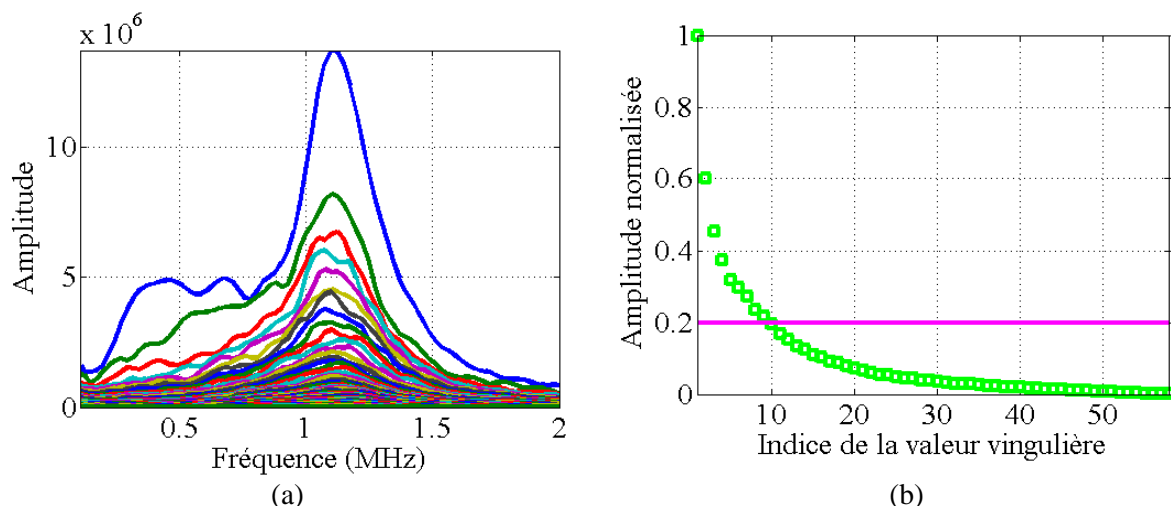


Figure 3-44 : Distribution des valeurs singulières (a) dans la bande passante du capteur, (b) courbe de décroissance des valeurs à la fréquence centrale (1,1 MHz). La ligne horizontale rose indique le seuil en amplitude séparant les sous-espaces signal et bruit.

Ici encore, les valeurs singulières forment un continuum caractéristique du fond de pièce et l'identification des trois différents sous-espaces (entaille, fond, bruit) est difficile. Pour simplifier le problème, on cherchera à filtrer uniquement le sous-espace lié au bruit. Le sous-espace du fond et de l'entaille forment le sous-espace signal qui sera conservé.

Puisque la courbe de décroissance des valeurs singulières à la fréquence centrale n'est pas caractérisée par une nette rupture de pente, nous choisissons un seuil en amplitude pour déterminer la valeur de P . Ce seuil est fixé à 0,2 car c'est pour cette amplitude qu'on observe un changement de courbure sur la Figure 3-44(b) ; P vaut alors 10.

Nous appliquons le filtrage DORT à la matrice de transfert calculée entre 0,5 MHz et 1,5 MHz. En utilisant la valeur de P trouvée à l'amplitude seuil ($P=10$), on obtient l'image sur la Figure 3-45(b).

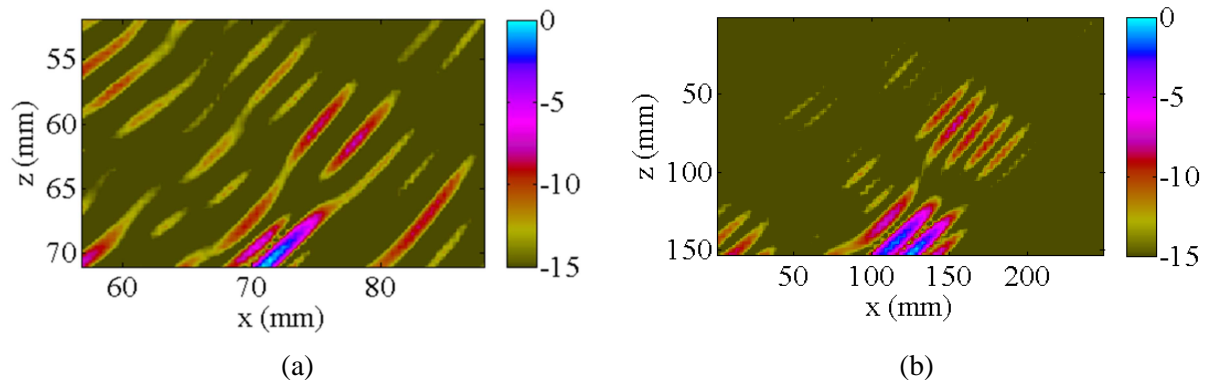


Figure 3-45 : Images FTP de l'entaille : (a) avant filtrage DORT, (b) après filtrage DORT.

Pour $P=10$, l'image FTP de l'entaille après filtrage DORT (Figure 3-45(b)) est nettement améliorée. On obtient une image sur laquelle l'écho de diffraction du haut de l'entaille est clairement identifiable, ce qui n'était pas le cas sans filtrage (Figure 3-45(a)) ou avec une échographie classique (Figure 3-43). La caractérisation du défaut est donc améliorée grâce au filtrage DORT

On le vérifie en superposant sur la Figure 3-46, la courbe échodynamique de l'image filtrée avec l'image de base. La différence entre les 2 courbes n'est pas aussi remarquable que pour un défaut volumique mais on constate tout de même que le niveau de bruit est abaissé après filtrage. Ce résultat s'explique par la séparation délicate et approximative des sous-espaces signal et bruit. Le choix de P nécessite donc un travail de recherche supplémentaire pour le déterminer de manière plus fiable et plus robuste.

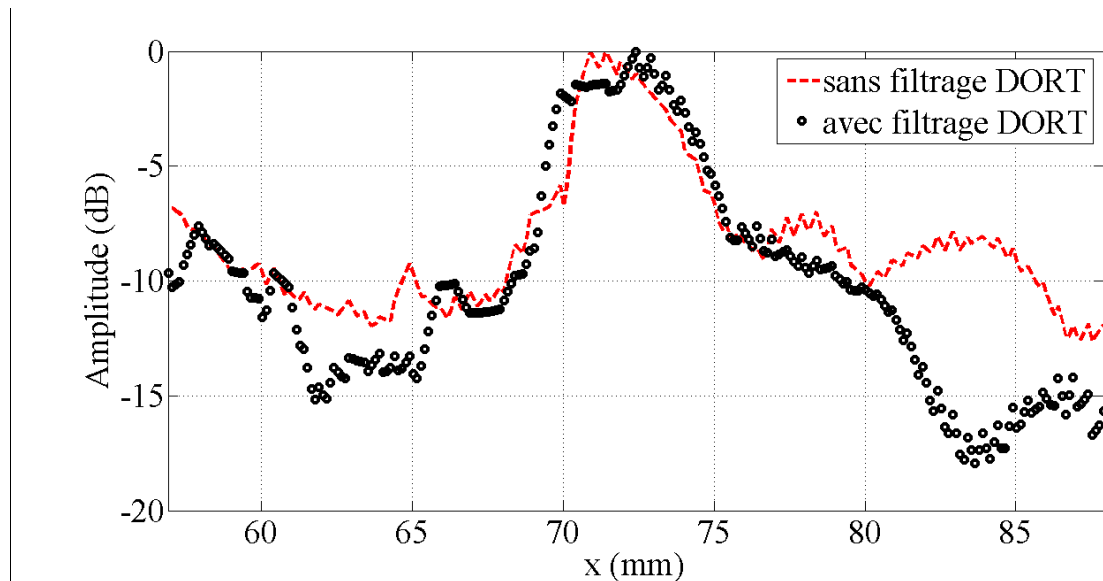


Figure 3-46 : Courbes échodynamiques des images FTP de la Figure 3-45.

6. Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons proposé une solution à un problème relativement fréquent, à savoir la détection et l'imagerie de défauts dans des pièces bruitées. La solution consiste à mettre en place une méthode de filtrage associant un nouveau concept de sources virtuelles et la méthode DORT.

L'acquisition FMC, avec ou sans sources virtuelles telles que définies dans la littérature, n'optimise pas la détection des défauts situés en dehors de l'ouverture du capteur. On constate que les images résultant de ces acquisitions sont de basse qualité (bruit plus important, écho mal reconstruit). Nous avons donc cherché à améliorer l'insonification de ces défauts en dirigeant, préférentiellement vers ces derniers, les ondes émises par chaque tir, introduisant ainsi le concept de sources virtuelles angulées. Ces sources virtuelles, du fait de l'application d'une loi de retards adaptée aux éléments la constituant, émettent une onde cylindrique (ou sphérique) se propageant selon une direction privilégiée. La détection des défauts localisés en dehors de l'ouverture du traducteur est alors nettement améliorée dans les matériaux non bruités. Ainsi, on mesure un RSB plus important sur les images FTP issues de telles acquisitions, et on améliore la caractérisation des défauts de type fissure (l'écho de diffraction du haut est mieux imagé). Cette amélioration de la détection se constate aussi pour la méthode DORT. En effet, en utilisant les sources virtuelles angulées, la distribution des valeurs singulières reflète de manière plus notable la présence d'un défaut volumique. Les valeurs singulières associées au défaut se détachent plus significativement de celles associées au bruit.

En présence d'un bruit de structure important, le recours aux sources virtuelles n'est plus suffisant. Il est alors nécessaire de filtrer le bruit pour améliorer la qualité de l'image FTP.

Pour cela, nous avons développé un procédé de filtrage du bruit basé sur l'utilisation de sources virtuelles et sur la méthode DORT (plus particulièrement la SVD). Le filtrage est effectué par réduction du rang de la matrice \mathbf{K} . Cette dernière peut se décomposer en deux matrices \mathbf{K}_S et \mathbf{K}_B estimant respectivement le sous-espace signal et le sous-espace bruit. Le filtrage consiste à supprimer le sous-espace bruit, associé aux valeurs singulières les plus faibles. Pour y parvenir, six étapes sont nécessaires auxquelles on peut ajouter deux autres étapes optionnelles en fonction la configuration expérimentale. Ces dernières consistent en des traitements de signaux originaux (optimisation du fenêtrage temporel et tri des valeurs singulières) qui permettent d'améliorer et de faciliter la séparation des sous-espaces signal et bruit. L'évaluation expérimentale de cette méthode a montré son efficacité, en améliorant de façon notable la qualité des images FTP de défauts situés en dehors de l'ouverture du capteur. Appliqué à l'imagerie d'un défaut volumique, le filtrage DORT s'est révélé être simple d'utilisation (séparation des sous-espaces aisée) et surtout très efficace. Il a alors permis d'augmenter le RSB de l'image de +40 dB. Même si plus délicat lorsque le défaut est de type fissure débouchant sur un fond de pièce, le filtrage DORT permet également d'améliorer, dans une moindre mesure, la qualité de l'image. La séparation des sous-espaces reste tout de même perfectible car elle demeure encore approximative et non optimale. Par conséquent, l'augmentation de RSB après filtrage est moindre. Il permet néanmoins de faire apparaître plus distinctement l'écho de diffraction sur l'image. Le filtrage DORT réussit à améliorer la caractérisation du défaut, là où les méthodes échographiques de balayage angulaire et d'imagerie FTP ne parviennent pas à la faire apparaître clairement.

Conclusion et Perspectives

Conclusion

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse visaient à développer et optimiser des méthodes d'imagerie synthétique pour le contrôle par ultrasons de composants industriels à géométries et/ou matériaux complexes.

La première partie de ce travail consistait à évaluer plusieurs méthodes de CND par ultrasons (méthodes échographiques, imagerie synthétique FTP, méthode DORT) sur leur capacité à détecter et imager des défauts dans une pièce représentative des problématiques rencontrées dans l'industrie. Les résultats obtenus ont montré la qualité de l'imagerie FTP sur les autres méthodes. En effet, l'algorithme FTP génère des images mieux résolues et les différents modes de reconstruction autorisés permettent d'affiner la caractérisation d'un défaut de type fissure. De plus, nous avons judicieusement exploité les avantages de l'imagerie FTP pour reconstruire la géométrie d'une pièce (surface et fond). Cette donnée, nécessaire à toutes les méthodes d'imagerie, peut être déterminée grâce à l'imagerie FTP. Appliquée sur une configuration en immersion, la méthode a montré une plus grande robustesse par rapport aux méthodes proposées dans la littérature. L'imagerie FTP devient alors adaptative puisqu'elle permet, à l'aide d'une même acquisition FMC (Full Matrix Capture), d'accéder à la connaissance du profil de la pièce, puis d'imager les éventuels défauts. Bien que cette méthode présente de nombreux avantages par rapport à l'imagerie conventionnelle, nous avons mis en évidence quelques inconvénients. La grande quantité de données à traiter pour obtenir une image FTP constitue une première difficulté pour son application industrielle car elle ne permet pas une implémentation temps-réel à haute cadence dans les appareils de contrôle. Par ailleurs, les images obtenues synthétiquement sont caractérisées par un faible rapport signal-sur-bruit (RSB), surtout lorsque le matériau présente un bruit de structure important. La suite de la thèse visait donc à trouver des solutions innovantes à ces problèmes.

L'objectif des travaux de la deuxième partie de ce travail de recherche était de réduire la quantité d'informations à traiter dans l'imagerie FTP en minimisant le nombre de tirs à effectuer sur une acquisition. Pour cela, nous avons proposé un algorithme qui permet de déterminer le nombre minimal et les positions optimales des éléments à activer en émission. En d'autres termes, l'algorithme permet de déterminer l'acquisition SMC (Sparse Matrix capture) optimale à effectuer. Les éléments émetteurs doivent être choisis avec soin car ils déterminent le diagramme de rayonnement (ou PSF) du traducteur et, par conséquent, la

qualité de l'image. L'algorithme, itératif, est basé sur la relation qui existe entre l'imagerie FTP et la PSF. Le nombre de tirs augmente jusqu'à ce que la PSF converge vers 3 critères d'optimisation appliqués aux caractéristiques physiques de la PSF de référence (c'est-à-dire la PSF d'un réseau complet) : largeur du lobe principal, le niveau maximal et l'énergie des lobes secondaires. Nous avons vérifié que, pour un matériau peu bruité, les images SMC-FTP étaient très proches des images FMC-FTP. Néanmoins, le RSB des images obtenues avec un capteur lacunaire est plus faible que celui des images issues d'une acquisition complète FMC. Cette différence s'explique par la réduction de l'énergie transmise dans le milieu. Bien que l'impact sur l'image finale soit négligeable pour une pièce peu bruitée, il ne l'est plus en présence d'un bruit de structure important. Pour compenser partiellement la diminution du RSB, nous avons eu recours aux sources virtuelles. Chacune d'elle est créée par le regroupement de plusieurs éléments adjacents auxquels on applique des retards pour qu'ils transmettent une onde cylindrique, plus puissante que celle émise par un seul élément. Les sources virtuelles ont permis d'augmenter le RSB des images FTP. Nous avons montré qu'il était possible avec une acquisition SMC et des sources virtuelles, de construire une image FTP identique à une image standard FMC-FTP. Cependant, même ainsi, il se peut que la qualité de l'image ne soit pas suffisante, surtout dans une pièce bruitée. C'est pourquoi, nous avons mis en œuvre, dans une troisième partie, une méthode de filtrage du bruit basée sur la méthode DORT et les sources virtuelles.

Le dernier chapitre s'est intéressé à un problème relativement fréquent en industrie : l'amélioration de la détection et de l'imagerie de défauts dans des pièces bruitées. La solution développée durant la thèse consiste à mettre en place une méthode filtrage du bruit basée sur l'emploi d'un nouveau concept de sources virtuelles et de la méthode DORT. Pour améliorer l'imagerie d'un défaut, il faut avant tout améliorer sa détection. Or, les défauts de type fissures nécessitent d'être détectés avec un angle qui peut nécessiter de les placer en dehors de l'ouverture du traducteur. Une acquisition FMC n'employant qu'un élément par tir, ou une source virtuelle conventionnelle, n'optimise pas la détection de défauts situés en dehors de l'ouverture du capteur. La région la plus insonifiée est située sous l'ouverture du capteur. Pour améliorer la détection de défauts situés, par exemple, autour de 45° , nous avons développé le concept de sources virtuelles angulées. Ces sources émettent une onde cylindrique avec une amplitude maximale dans la direction souhaitée, dans notre cas autour de 45° . Ce nouveau concept optimise la détection, avec la méthode DORT, de défauts situés en dehors de l'ouverture du capteur. Les valeurs singulières associées au défaut se détachent plus significativement de celles associées au bruit de structure. La méthode de filtrage que nous avons mis en œuvre, nommée « filtrage DORT », repose sur cette optimisation de la méthode DORT. Le filtrage consiste à décomposer dans le domaine fréquentiel, la matrice des données initiales \mathbf{K} en deux matrices \mathbf{K}_S et \mathbf{K}_B associées respectivement au sous-espace signal et au sous-espace bruit. L'élimination du bruit est effectuée en supprimant le sous-espace \mathbf{K}_B

associé aux valeurs singulières les plus faibles avant de repasser dans le domaine temporel. Pour améliorer la séparation des deux sous-espaces, nous avons mis au point des techniques de traitements de signaux originaux qui ont montré leur efficacité lors d'essais expérimentaux. Nous avons ainsi évalué la capacité du filtrage DORT à améliorer la qualité d'images FTP de défauts situés dans des matériaux bruités. Selon la nature du défaut (volumique ou de type fissure), le procédé de filtrage est plus ou moins délicat à appliquer. Cependant, il s'est toujours révélé efficace pour améliorer significativement le RSB des images et la caractérisation des défauts.

Perspectives

Les perspectives de ces travaux sont multiples et couvrent l'ensemble des développements et optimisations proposés durant la thèse.

Au commencement de la thèse, l'implémentation de l'algorithme d'imagerie FTP dans les systèmes d'acquisition MultiX++ (commercialisés par la société M2M) était un objectif majeur de mon laboratoire d'accueil. C'était aussi l'objectif de la thèse de Mickael Njiki, commencée quatre mois après la mienne, dans le même laboratoire. Pendant qu'il cherchait à mettre en adéquation l'architecture électronique du système avec l'algorithme FTP, mes travaux consistaient à trouver un moyen de réduire la quantité de données à traiter pour augmenter la cadence d'imagerie (*cf.* chapitre 2). A quelques mois de la fin de nos thèses respectives, le traitement FTP est désormais fonctionnel en temps réel, avec une cadence de 10 images/s (pour une image de 400x400 pixels). Cependant, seule la configuration mettant en scène un capteur linéaire standard a été traitée pour l'instant.

L'algorithme d'optimisation de SMC développé au cours de ma thèse est, lui aussi, uniquement valide pour ce type de configuration. Le calcul de champ (PSF) employé dans l'algorithme ne prend pas en compte la géométrie de la pièce. Or, comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, les capteurs linéaires standards ne sont pas adaptés à l'inspection de pièces irrégulières à cause des problèmes de couplage. Les contrôles en immersion et les capteurs flexibles permettent de contourner ce problème. Il serait donc intéressant d'étendre le domaine de validité de l'algorithme proposé dans cette thèse au cas de pièces à géométries complexes, contrôlées en immersion ou au contact avec des traducteurs contact intelligents.

Une autre perspective intéressante serait d'utiliser et d'étendre l'algorithme de détermination de SMC aux capteurs matriciels. Ces derniers permettent d'imager en 3D mais sont généralement constitué de beaucoup d'éléments. L'extension de l'algorithme d'optimisation aurait alors un grand intérêt pour ce genre de capteurs.

Quant au filtrage DORT, des travaux pourraient être menés pour définir une méthode, robuste et non empirique, améliorant la séparation des sous-espaces signal et bruit notamment lorsque le défaut à imager est une entaille débouchant sur le fond de la pièce. Il serait

également intéressant de comparer, dans les aciers testés au cours de la thèse, notre méthode et celle initiée par Alexandre Aubry qui sépare la contribution de la diffusion simple de celle de la diffusion multiple.

Enfin, une étude intéressante consisterait à confronter, dans le cadre l'amélioration de l'imagerie FTP et du filtrage DORT, les méthodes d'acquisition utilisant des codes de Golay [65] ou une base Hadamard [66], à celles des sources virtuelles..

Bibliographie

- [1] Daniel Royer and Eugène Dieulesaint, "Ondes élastiques dans les solides" Masson, 1996.
- [2] Orland Guedes, "Contribution au développement et à la modélisation d'un traducteur ultrasonore multiéléments conformable pour l'inspection au contact de composants à géométrie complexe 3D", Thèse de l'université Paris 6, 2005.
- [3] G. Toullelan and al., "Inspection of complex geometries using flexible phased-array transducers," in *17th World Conference on NonDestructive Testing*, Shanghai, 2008.
- [4] O. Casula, C. Poidevin, G. Cattiaux, Ph. Dumas, "Control of complex components with smart flexible phased arrays," in *QNDE, AIP Conference Proceedings*, vol. 820, pp. 829-836, 2006
- [5] M2M. M2M. [Online]. <http://www.m2m-ndt.com>
- [6] CEA. CIVA-aide contextuelle.
- [7] A. Lamarre and F. Mainguy, "Dynamic focusing of phased-arrays for non destructive testing: characterization and application," in *NDT.net*, vol. 4, n°9, 1999
- [8] Bercli. [Online]. http://www.bercli.net/documentation/article_ddf_illustrated.htm
- [9] M. Sutcliffe, M. Weston, B. Dutton, P. Charlton, and K. Donne, "Real-time full matrix capture for ultrasonic non-destructive testing with acceleration of post-processing through graphic hardware" in *NDT&E International*, vol. 51, pp. 16-23, 2012.
- [10] D. Lines, J. Wharrie, J. Hottenroth, J. Skramstad, R. Goodman and N. Wood, "Real-time ultrasonic array imaging using Full Matrix Capture and the Total Focusing Method," in *Proceedings of 2nd Aircraft Airworthiness & Sustainment Conference*, San Diego, 2011.
- [11] C. Holmes, B. W. Drinkwater and P. D. Wilcox, "Post-processing of the full matrix of ultrasonic transmit-receive array data for non-destructive evaluation" in *NDT&E International*, vol. 38, n° 8, pp. 701-711, 2005.
- [12] A. Fidahoussen, P. Calmon, M. Lambert, S. Paillard and S. Chatillon, "Imaging of defects in several complex configurations by simulation-helped processing of ultrasonic array data," in *QNDE, AIP Conference Proceedings*, vol. 1211, 2009, pp. 847-854.
- [13] P. D. Wilcox, C. Holmes and B. W. Drinkwater, "Enhanced defect detection and characterisation by signal processing of ultrasonic array data" in *9th ECNDT*, Berlin,

2006, <http://www.ndt.net/article/ecndt2006/doc/Fr.1.1.4.pdf>

- [14] C. Prada and M. Fink, "Eigenmodes of the time reversal operator: a solution to selective focusing in multiple-target media," *Wave motion*, vol. 20, n° 2, pp. 151-163, 1994.
- [15] C. Prada, S. Manneville, D. Spoliansky, and M. Fink, "Decomposition of the time reversal operator: Detection and selective focusing on two scatterers" in *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 99, n° 4, pp. 2067-2076, April 1996.
- [16] Institut Langevin - ondes et images. [Online]. <http://www.institut-langevin.espci.fr/page-methode-DORT>
- [17] E. Kerbrat, C. Prada, D. Cassereau, R.K. Ing and M. Fink, "Detection and imaging in complex media with the D.O.R.T method" in *Ultrasonics Symposium, IEEE*, vol. 1, pp 779-783, 2000.
- [18] E. Kerbrat, C. Prada, D. Cassereau, and M. Fink, "Imaging in the presence of grain noise using the decomposition of the time reversal operator," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 113, n° 3, pp. 1230-1240, March 2003.
- [19] N. Dominguez and V. Gibiat, "Non-destructive imaging using the time domain topological energy method" in *Ultrasonics*, vol. 50, n° 3, pp. 367-372, March 2010.
- [20] S. Robert, O. Casula, and E. Iakovleva, "Procédé de détermination d'une surface d'un objet par sondage échographique, programme d'ordinateur correspondant et dispositif de sondage à ultrasons," Procédé 1160399, Novembre 15, 2011.
- [21] F. Assouline, "Migration profondeur et démigration pour l'analyse de vitesse de migration 3D", Thèse de l'université de Pau et des pays de l'Adour, 2001.
- [22] S. Kidera, T. Sakamoto, and T. Sato, "A robust and fast imaging algorithm without derivative operations for uwb pulse radars," in *Proc. 'EuCAP 2006'*, Nice-France, 2006.
- [23] S. Robert and C. Prada, "Ultrasonic flaw detection using the 1-bit DORT method" in *QNDE, AIP Conference Proceedings*, vol. 1096, pp. 97-104, 2008
- [24] C. Prada, S. Manneville, D. Spoliansky and M. Fink "Decomposition of the time reversal operator: detection and selective focusing on two scatterers," in *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 99, n° 4, pp. 2067-2076, 1996.
- [25] S. Robert, J.-G. Minonzio, C. Prada, and D. Clorennec, "Characterization of small flaws in solids with the DORT method," in *QNDE, AIP Conference Proceedings*, vol. 975, pp. 778-785, 2008.
- [26] O. Oralkan, A.S. Ergun, J.A. Johnson, M. Karaman, U. Demirci, K. Kaviani, T.H. Lee and B.T. Khuri-Yacub "Capacitive micromachined ultrasonic transducers : next-generation arrays for acoustics imaging ?," *Ultrasonics, Ferroelectrics and*

- Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 49, n°11, pp. 1596-1610, 2002.
- [27] G. R. Lockwood, J. R. Talman, and S. S. Brunke, "Real-time 3-D ultrasound imaging using sparse synthetic aperture beamforming," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 45, n° 4, pp. 980-988, 1998.
- [28] S. Holm and B. Elgetun, "Properties of the beampattern of weight and layout optimized sparse arrays," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 44, n° 5, pp. 983-991, 1997.
- [29] F. Reverdy, G. Ithurralde, and N. Dominguez, "Advanced ultrasonic 2D phased-array probes," in *18th World Conference on Non Destructive Testing*, Durban-South Africa, 2012 http://www.ndt.net/article/wcndt2012/papers/309_wcndtfinal00309.pdf
- [30] R. Cook, "Stochastic sampling in computer graphics," *Journal ACM Transactions on Graphics*, vol. 5, n° 1, pp 51-72, 1986.
- [31] M. Gamito and S. Maddock, "Accurate Multidimensional Poisson-Disk Sampling," *Journal ACM Transactions on Graphics*, vol. 29, n° 1 , Article 8, 2009.
- [32] A. Velichko and P.D. Wilcox, "Quantitative characterisation of complex defects using two dimensional ultrasonic arrays," in *ECNDT*, 2010. http://www.ndt.net/article/ecndt2010/abstracts/1_03_18.pdf
- [33] L. Moreau, B.W. Drinkwater, and P.D Wilcox, "Ultrasonic imaging algorithms with limited transmission cycles for rapid nondestructive evaluation," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 56, n° 9, pp. 1932-1944, 2009.
- [34] G. R. Lockwood, Pai-Chi Li, M. O'Donnell and F.S. Foster, "Optimizing the radiation pattern of sparse periodic linear arrays," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 43, n° 1, pp. 7-14, 1996.
- [35] S. M. Gehlbach and R. E. Alvarez, "Digital ultrasound imaging techniques using vector sampling and raster line reconstruction," *Ultrasonic Imaging*, vol. 3, n° 1, pp. 83-107, 1981.
- [36] M. Nikolov and V. Behar, "Analysis and optimization of medical ultrasound imaging using the effective aperture approach," *Cybernetics and information technologies*, vol. 5, n° 2, pp. 53-68, 2005.
- [37] C. H. Frazier and W. D. O'Brien, "Synthetic aperture techniques with a virtual source element," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 45, n° 1, pp. 196-207, 1998.
- [38] G. R. Lockwood and F. S. Foster, "Design of sparse array imaging systems," *Ultrasonics Symposium, IEEE Proceedings*, pp. 1237-1243, 1995.
- [39] S. I. Nikolov and J. A. Jensen, "Application of different spatial sampling patterns

- for sparse array transducer design," *Ultrasonics*, vol. 37, n° 10, pp. 667-671, 2000.
- [40] V. Murino, A. Trucco, and C.S. Regazzoni, "Synthesis of unequally spaced arrays by simulated annealing," *Signal Processing, IEEE Transaction*, vol. 44, n° 1, pp. 119-122, 1996.
- [41] A. Austeng, S. Holm, P. K. Weber, N. Aakvaag, and K. Iranpour, "1D and 2D algorithmically optimized sparse arrays," in *Ultrasonics Symposium, IEEE*, vol.2, pp. 1683-1686, 1997.
- [42] R. M. Leahy and B. D. Jeffs, "On the design of maximally sparse beamforming arrays," *Antennas and propagation, IEEE Transactions*, vol. 39, n° 8, pp. 1178-1187, 1991.
- [43] P. Yang, B. Chen, and K.-R Shi, "A novel method to design sparse linear arrays for ultrasonic phased array," *Ultrasonics*, vol. 44, Suppelement, pp. 717-721, 2006.
- [44] V. Behar and D. Adam, "Optimization of sparse synthetic transmit aperture imaging with coded excitation and frequency division," *Ultrasonics*, vol. 43, n° 10, pp. 777-788, 2005.
- [45] J.-F. Hopperstad and S. Holm, "Optimization of sparse array by an improved simulated annealing algorithm",
<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.119.6218&rep=rep1&type=pdf>.
- [46] S Holm, A. Andreas, and I. Kamran, "Sparse sampling in array processing," 2009.
http://home.ifi.uio.no/sverre/papers/01_Sparse_array_Marvasti_chap19.pdf
- [47] R. Y. Chiao and L. J. Thomas, "Analytic evaluation of sampled aperture ultrasonic imaging techniques for NDE," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 41, n° 4, pp. 484-493, 1994.
- [48] M. Karaman, L. Pai-Chi, and M. O'Donnell, "Synthetic aperture imaging for small scale systems," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 42, n° 3, pp. 429-442, 1995.
- [49] F. Glangeaud and J.L. Mari, "Estimation de la matrice spectrale de signaux certains: Application à la séparation d'ondes en sismique," in *12ème colloque GRETSI*, Juan-les-pins, 1989, pp. 225-228.
<http://documents.irevues.inist.fr/handle/2042/11444>
- [50] J. Mars, N. Le Bihan, and V. Vrabie, "Extensions de la SVD aux données multidimensionnelles : Application à la séparation de sources," in *GRETSI Symposium on signal and image processing*, Paris, 2003, pp. 333-336.
<http://documents.irevues.inist.fr/bitstream/handle/2042/13547/A152.pdf?sequence=1?>
- [51] C. Paulus, "Filtrage de données sismiques multicomposantes et estimation de la polarisation," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, 2006.

- [52] F. Abujarad, G. Nadim, and A. Omar, "Clutter reduction and detection of landmine objects in ground penetrating radar data using singular value decomposition (SVD)," in *Advanced Ground Penetrating Radar. IWAGPR 2005. Proceedings of the 3rd International Workshop on*, 2005, pp. 37-42.
- [53] V. G. Stamatopoulos, D. A. Karras, and B. G. Mertzios, "On an efficient modification of singular value decomposition using independent component analysis for improved MRS denoising and quantification," *Measurement science & technology - Institute of Physics*, vol. 20, n° 10, pp. 104021-104030, September 2009.
- [54] V. D. Vrabie, J. I. Mars, and J.-L. Lacoume, "Modified singular value decomposition by means of independent component analysis," *Signal Processing*, vol. 84, n° 3, pp. 645-652, March 2004.
- [55] V. D. Vrabie and J. I. Mars, "SVD-ICA: A new tool to enhance the separation between signal and noise subspaces," in *European Association for Signal, Speech and Image*, Toulouse, 2002.
<http://www.urasip.org/Proceedings/Eusipco/2002/articles/paper127.pdf>
- [56] C. Paulus and J. I. Mars, "Filtrage matriciel multicomposante et estimation de la polarisation," in *GRETSI Symposium on signal and image processing*, Louvain La Neuve - Belgique, 2005.
<http://hal.inria.fr/docs/00/37/69/37/PDF/Paulus-GRETSI05.pdf>
- [57] C. Paulus, J. Mars, and P. Gounon, "Wideband spectral matrix filtering for multicomponent sensors array," *Signal processing*, vol. 85, n° 9, pp. 1723-1743, Septembre 2005.
- [58] C. Paulus and J. I. Mars, "New multicomponent filters for geophysical data processing," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 44, n° 8, pp. 2260-2270, August 2006.
- [59] C. Prada and J.L. Thomas, "Experimental subwavelength localization of scatterers by decomposition of the time reversal operator interpreted as a covariance matrix," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 114, n° 1, pp. 235-243, July 2003.
- [60] A. Al-Qaisi, W.L. Woo, and S.S. Dlay, "Filteration of multicomponent seismic wavefield data using frequency SVD," in *17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Glasgow (Scotland), pp. 681-685, 2009.
- [61] J.L. Robert, M. Burcher, C. Cohen-Bacrie, and M. Fink, "Time reversal operator decomposition with focused transmission and robustness to speckle noise: application to microcalcification defects," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 119, n° 6, June 2006.
- [62] A. Aubry, S. Shahjahan, F. Rupin, and A. Derode, "Separation of single and multiple scattering: Application to flaw detection in coarse grain steel," in *13èmes*

Journées de la Matière Condensée, Montpellier, France, 2012.

<http://hal.archives-ouvertes.fr/docs/00/81/08/31/PDF/hal-00810831.pdf>

- [63] S. Shahjahan, F. Rupin, B. Chassignole, A. Derode, and T. Fouquet, "Étude de la rétropropagation cohérente ultrasonore et séparation des contributions de diffusion simple et multiple: application expérimentale et numérique sur l'inconel 600," in *Journées COFREND*, Dunkerque, 2011.
- [64] A. Quinlan, J.-P. Barbot, and P. Larzabal, "Automatic determination of the number of targets present when using the time reversal operator," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 119, n° 4, pp. 2220-2225, Avril 2006.
- [65] R.Y. Chiao and J.L. Thomas, "Synthetic transmit aperture imaging using orthogonal Golay coded excitation," in *Ultrasonic Symposium, IEEE Proceedings*, pp. 1677-168, 2000.
- [66] R.Y. Chiao, J.L. Thomas, and S.D. Silverstein, "Sparse array imaging with spatially-encoded transmits," in *Ultrasonic Symposium, IEEE Proceedings*, vol. 2, pp. 1679-1682, 1997.
- [67] C. Prada, M. Tanter, and M. Fink, "Flaw detection in solid with the D.O.R.T. method," in *Ultrasonics Symposium, IEEE Proceedings*, pp. 679 - 683, 1997
- [68] A. Aubry and al., "Gaussian beams and Legendre polynomials as invariants of the time reversal operator for a large rigid cylinder," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 120, n° 5, pp. 2746-2754, 2006.

Développement et optimisation de méthodes d'imagerie synthétique pour le contrôle non-destructif par ultrasons de composants industriels complexes

Le but de cette thèse est, dans un premier temps, de faire un état des lieux des méthodes multiéléments de Contrôle Non-Destructif (CND) par ultrasons pour ensuite proposer des optimisations ou développer de nouvelles méthodes alternatives. En particulier, nous nous sommes intéressés aux problèmes de détection de défauts dans des pièces à géométries et/ou matériaux complexes.

L'imagerie synthétique par Focalisation en Tous Points (FTP) fournit des images de haute résolution et permet de représenter, de plusieurs manières, un même défaut grâce aux différents modes de reconstruction. Ces propriétés ont été judicieusement exploitées pour proposer une méthode d'imagerie adaptative pour les configurations en immersion. Nous avons montré que l'imagerie synthétique permet de caractériser plus finement les défauts. Cependant, elle présente deux inconvénients majeurs : la grande quantité de données à traiter et un faible rapport signal-à-bruit (RSB), en particulier pour les matériaux bruités. La suite des travaux consistait donc à proposer une solution à chacun de ces problèmes. Pour réduire la quantité de données, l'approche des réseaux lacunaires a été suivie et un algorithme a été développé pour définir au mieux ce type de réseaux. Quant au RSB, nous avons réussi à l'améliorer en développant une méthode de filtrage basée sur la méthode DORT (Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel) et le principe des réseaux de sources virtuelles.

Development and improvement of synthetic imaging methods for non-destructive ultrasonic testing of complex industrial components

The goal of this thesis was, initially, to evaluate phased array methods for ultrasonic Non Destructive Testing (NDT) in order to propose optimizations, or to develop new alternative methods. In particular, this work deals with the detection of defects in complex geometries and/or materials parts.

The TFM (Total Focusing Method) algorithm provides high resolution images and several representations of a same defect thanks to different reconstruction modes. These properties have been exploited judiciously in order to propose an adaptive imaging method in immersion configuration. We showed that TFM imaging can be used to characterize more precisely the defects. However, this method presents two major drawbacks: the large amount of data to be processed and a low signal-to-noise ratio (SNR), especially in noisy materials. We developed solutions to these two problems. To overcome the limitation caused by the large number of signals to be processed, we propose an algorithm that defines the sparse array to activate. As for the low SNR, it can be now improved by use of virtual sources and a new filtering method based on the DORT method (Decomposition of the Time Reversal Operator).