



HAL
open science

Développement d'une méthode de reconstruction ultrasonore pour la localisation et la caractérisation de défauts

Alex Fidahoussen

► **To cite this version:**

Alex Fidahoussen. Développement d'une méthode de reconstruction ultrasonore pour la localisation et la caractérisation de défauts. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Sud - Paris XI, 2012. Français. NNT : 2012PA112147 . tel-00746630

HAL Id: tel-00746630

<https://theses.hal.science/tel-00746630>

Submitted on 29 Oct 2012

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.

UNIVERSITÉ PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE : « Sciences et Technologies de l'Information
des Télécommunications et des Systèmes »

CEA-LIST / Laboratoire des Signaux et Systèmes UMR8506

DISCIPLINE : PHYSIQUE

THÈSE DE DOCTORAT

Soutenue le 21 Septembre 2012

par

Alex FIDAHOUSSEN

**Développement de méthodes de reconstruction
ultrasonore pour la localisation et la caractérisation de
défauts**

Composition du jury :

<i>Directeur de thèse :</i>	Marc LAMBERT	(Chargé de recherche, L2S-UMR8506 SUPELEC)
<i>Présidente du jury :</i>	Claire PRADA	(Directrice de recherche, LOA ESPCI ParisTech)
<i>Rapporteurs :</i>	Christophe ARISTÉGUI	(Professeur des universités, LMP Université Bordeaux I)
	Guillaume HAÏAT	(Chargé de recherche, LMSM Université Paris-Est)
<i>Examineurs :</i>	Pierre CALMON	(Ingénieur de recherche, CEA)
	Lionel PICHON	(Directeur de recherche, LGEP-UMR8507 SUPELEC)

Remerciements

Après avoir côtoyé tant de personnes au cours de cette thèse, chacune ayant contribué soit (très) directement soit indirectement à mes travaux, je ne pouvais pas déceimment faire l’impasse de les remercier après avoir clos un chapitre de ma vie, celui de la thèse.

Pour leurs soutiens et parce qu’ils ont assumé leur rôle d’encadrement bien plus qu’ils ne l’auraient dû, je tiens à exprimer ma plus profonde reconnaissance envers messieurs Pierre Calmon et Marc Lambert. Leurs expériences et conseils avisés m’ont été d’une grande aide et ont contribué très largement à la qualité de mon travail pendant la thèse, et même aujourd’hui.

J’adresse tous mes remerciements à messieurs Guillaume Haïat et Christophe Aristégui pour l’intérêt qu’ils ont porté à mon travail, d’avoir accepté de le juger et d’en être les rapporteurs.

Je remercie également madame Claire Prada, de m’avoir fait l’honneur de présider le jury et monsieur Lionel Pichon d’avoir accepté d’en faire partie aussi.

J’ai réalisé mes travaux en deux endroits, au service SYstème et Simulation pour la Surveillance et le Contrôle –SYSSC– (CEA), plus particulièrement au Laboratoire Simulation et Modélisation–LSM–, et, au Laboratoire des Signaux et Systèmes –L2S– (Supélec). Je remercie messieurs Philippe Benoist, Steve Mahaut et Silviu Nicolescu, respectivement chef, chef et directeur de ces trois entités, pour m’y avoir accueilli.

Merci à Arnaud, Sylvain, Michel D., Alain, Séverine, Guillemette, Thibaud, Christophe, Raphaële, Frédéric, Katia, Vincent D., Lili, Marie-Odile, Daniel, les occupants de la « passerelle », Amira, Bo, Benoit, Sophie, Guillaume, Vincent A., et à tous ceux qui m’ont accompagné au SSYSC. . . Un grand merci à Anthony et Karim, mes coachs sportifs, qui ont essayé (un moment) de me garder en forme.

Merci à Bernard, Christophe, Mohamed, Vincent, Rémi, Sandor que j’ai côtoyé lors de mon passage à Supélec.

Merci à Fabien, Meriem et Aurélie, qui n’ont pas grand chose à voir avec mes travaux de thèse mais qui m’ont soutenu jusqu’à la soutenance.

Merci aussi à ma famille, mes parents et mes frères, pour leur soutien de tous les instants.

The last but not the least, je remercie de tout mon cœur Nazma de m’avoir accompagné depuis si longtemps, encouragé et soutenu dans les moments difficiles. Merci à Hatim, notre petit bonhomme, qui a bouleversé notre existence et sans qui maintenant nous ne saurions plus vivre. Je leur dédie ce mémoire.

Table des matières

Remerciements	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux	ix
Liste des acronymes	xi
Introduction générale	xiii
1 Imagerie ultrasonore en CND : état de l'art	1
1.1 Généralités sur le CND par ultrasons	1
1.1.1 Caractéristiques d'un champ acoustique ultrasonore émis par un transducteur	2
1.1.2 Représentation des données ultrasonores	3
1.2 Les techniques multi-éléments	4
1.2.1 Techniques d'acquisitions multi-éléments	4
1.2.2 Types de transducteurs multi-éléments	5
1.2.3 Exploitation des voies élémentaires	6
1.2.4 Simulation multi-éléments	6
1.3 Les techniques d'imagerie	7
1.3.1 Les images redressées	8
1.3.2 Les images par ouverture synthétique	8
1.3.3 Méthodes s'appuyant sur une analyse de l'opérateur de Retournement Temporel	9
1.4 Conclusion	11
2 Algorithmes de reconstruction	13
2.1 Introduction	13
2.2 Modélisation directe	13
2.2.1 « Méthode écho »	14
2.2.1.1 Modélisation d'un écho dû à un diffracteur ponctuel	14
2.2.1.2 Extraction des temps de vol et des amplitudes	15
2.2.2 « Méthode rayon »	15
2.2.3 Grille de calcul et interpolation	16
2.3 Algorithmes de reconstruction : exploitation des données théoriques	16
2.3.1 Exploitation des temps de vol : <i>Focalisation en Tous Points</i> (FTP)	16
2.3.2 Exploitation des temps de vol et des amplitudes	17
2.3.2.1 Utilisation d'un seuillage	18
2.3.2.2 L'approche « BScan Vrai Généralisé »	19
2.3.2.3 FTP pondérée par la corrélation d'amplitude	21
2.3.3 Formalisme unifié des algorithmes	22
3 Mise en œuvre des algorithmes de reconstruction sur différents types d'acquisitions multi-éléments	25
3.1 Introduction	25

3.2	Acquisition à faisceau formé : exemple du balayage angulaire	26
3.2.1	Configurations de contrôle et imagerie BSV	26
3.2.2	Recalage temporel	29
3.2.3	Application de FTP	29
3.2.4	Bscan Vrai « Généralisé »	31
3.2.5	Utilisation de la corrélation d'amplitude	31
3.2.6	Erreur de localisation	33
3.3	Acquisitions à voies élémentaires	35
3.3.1	Application à l'acquisition « <i>Full Matrix Capture</i> »	35
3.3.1.1	Application de BSVG	36
3.3.1.2	Application de FTP et FTP+corrélacion	37
3.3.1.3	Comparaison de FTP avec les méthodes « écho » et « rayon »	39
3.3.1.4	Calcul des courbes échodynamiques et du RSB	41
3.3.2	Application à l'acquisition « Émission Large Champ » (ELC)	41
3.4	Conclusion	43
4	Étude de l'algorithme FTP appliqué aux acquisitions « Full Matrix Capture » et dérivées	45
4.1	Introduction	45
4.2	Quantification de la performance de FTP vis-à-vis d'incertitude sur les paramètres du contrôle	45
4.2.1	Erreur sur la vitesse de propagation	46
4.2.1.1	Contrôle au contact sur pièce plane	46
4.2.1.2	Contrôle en immersion de pièces plane et complexe	49
4.2.2	Erreur sur le positionnement du traducteur	52
4.2.2.1	Contrôle en immersion d'une pièce de surface plane	52
4.2.2.2	Contrôle en immersion d'une pièce de géométrie complexe	56
4.2.3	Erreur sur la description de la surface	59
4.2.3.1	Erreur sur la longueur des flèches h_1 et/ou h_2	60
4.2.3.2	Erreur sur la longueur des arcs L_1 et/ou L_2	61
4.3	Quantification de la performance de FTP vis-à-vis du nombre de signaux acquis	62
4.3.1	Outils d'analyse	62
4.3.1.1	Image FTP et champ en émission-réception	62
4.3.1.2	Concept d'ouverture effective	68
4.3.2	Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments	69
4.3.2.1	Sous échantillonnage en émission et en réception	70
4.3.2.2	Réduction du nombre d'émetteurs à ouverture constante	74
4.3.2.3	Réduction du nombre d'émetteurs en les prenant consécutifs	78
4.3.3	Vérification de la réciprocité entre émission et réception	82
4.3.4	Comparaison des différentes techniques	83
4.4	Conclusion	84
5	Reconstruction de défaut étendu avec une acquisition FMC	85
5.1	Introduction	85
5.2	Reconstruction FTP sur un défaut étendu	85
5.2.1	Imagerie par réflexion spéculaire	86
5.2.2	Étude des amplitudes évaluées en un point du défaut étendu	88
5.2.2.1	Construction des signaux « portes »	90
5.2.2.2	Analyse des courbes d'amplitude	91
5.2.3	Vers une estimation de l'orientation du défaut	96
5.2.4	Vers une estimation de la taille du défaut	97

5.3	Reconstruction multimodale	103
5.3.1	Applications aux « échos de coin »	104
5.3.2	Compteur de réflexion	105
5.4	Résultats obtenus sur pièce plane	107
5.4.1	Défaut plan vertical débouchant sur le fond	110
5.4.1.1	Analyse des images reconstruites en mode direct	110
5.4.1.2	Analyse des images reconstruites en mode de coin	111
5.4.1.3	Discussion	117
5.4.2	Défaut plan vertical non débouchant	117
5.4.2.1	Analyse des images reconstruites en mode direct	117
5.4.2.2	Analyse des images reconstruites en mode de coin	119
5.4.2.3	Discussion	121
5.4.3	Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle obtu	124
5.4.3.1	Analyse des images reconstruites en mode direct	124
5.4.3.2	Analyse des images reconstruites en mode de coin	126
5.4.3.3	Discussion	129
5.4.4	Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu	131
5.4.4.1	Analyse des images reconstruites en mode direct	132
5.4.4.2	Analyse des images reconstruites en mode de coin	133
5.4.4.3	Discussion	136
5.5	Résultats obtenus sur pièce de géométrie complexe	138
5.5.1	Acquisition n° 1	140
5.5.1.1	Analyse des images reconstruites en mode direct	140
5.5.1.2	Analyse des images reconstruites en mode de coin	141
5.5.1.3	Discussion	145
5.5.2	Acquisition n° 2	145
5.5.2.1	Analyse des images reconstruites en mode direct	145
5.5.2.2	Analyse des images reconstruites en mode de coin	147
5.5.2.3	Discussion	150
5.6	Conclusion	150
	Conclusion générale	i
	A Signal analytique et enveloppe de Hilbert	1
	A.1 Déphasage	2
	A.2 Sensibilité du déphasage	3
	B Calcul d'une isochrone pour un écho de coin dans le cas d'un fond plan	5
	Résumé	11
	Abstract	13

Liste des figures

1.1	Principe du contrôle échographique.	1
1.2	Allure du champ ultrasonore produit par un transducteur plan.	2
1.3	Représentations des données ultrasonores de type B,C et D-scan.	3
1.4	Schémas de principe d'application de lois de retard.	5
1.5	Différents types de transducteurs multi-éléments.	5
1.6	Exemples de transducteurs flexibles en 2D et en 3D.	6
1.7	Principe du retournement temporel.	10
2.1	Données d'intérêt extraites à partir d'un signal écho théorique	15
2.2	Application de l'algorithme FTP en deux points de la ROI	17
2.3	Approche FTP vue par intersection d'isochrones	18
2.4	Schéma de principe de l'utilisation du seuil en amplitude	19
3.1	Profil de la pièce utilisée pour l'application des algorithmes de reconstruction	26
3.2	Configurations de contrôle en balayage angulaire.	26
3.3	Balayage angulaire. Représentations BScan, classique et « vrai »	27
3.4	Balayage angulaire. Cartographies de champ ultrasonore pour trois déviations angulaires. . .	28
3.5	Balayage angulaire. Cartographie de FTP (application au dessus d'une surface irrégulière) . . .	29
3.6	Balayage angulaire. Cartographies de FTP avec seuillage en amplitude	30
3.7	Balayage angulaire. Cartographie de BSVG	31
3.8	Balayage angulaire. Simulation avec deux positions différentes de défauts	32
3.9	Balayage angulaire. Cartographies de BSVG avec seuillage en amplitude	33
3.10	Balayage angulaire. Comparaison de BSV et BSVG dans les cas de surface plane et irrégulière .	34
3.11	Balayage angulaire. Cartographie de FTP couplé à la corrélation d'amplitude	34
3.12	Balayage angulaire. Erreur de localisation pour les différents algorithmes de reconstruction . .	35
3.13	Configuration de contrôle pour les acquisitions ELC et FMC	35
3.14	Schéma de principe d'une acquisition FMC	36
3.15	Scan voies-temps pour une séquence de l'acquisition FMC	36
3.16	Acquisition FMC. Cartographie BSVG	37
3.17	Acquisition FMC. Cartographies de FTP et FTP+corrélation	38
3.18	Acquisition FMC. Comparaison de localisation entre FTP et FTP+corrélation	38
3.19	Étude FTP/rayons. Résultats avec une variation de la largeur d'élément	40
3.20	Acquisition ELC. Cartographie du champ ultrasonore dans la ROI	41
3.21	Acquisition ELC. Cartographies de FTP et FTP+corrélation	42
3.22	Acquisition ELC. Comparaison de localisation entre FTP et FTP+corrélation	42
3.23	Acquisition ELC. Cartographie des temps de vol	43
4.1	Cas de la pièce plane. Configuration de contrôle FMC	46
4.2	Ellipses (isochrones) calculées pour une vitesse exacte et erronée	47
4.3	Cas de la pièce plane. Intensité maximale en fonction de l'erreur sur la vitesse de propagation.	47
4.4	Cas de la pièce plane. Écart de localisation en fonction de l'erreur sur la vitesse de propagation.	48
4.5	Cas de la pièce plane. Effet d'erreurs sur la vitesse sur les résultats FTP	49
4.6	Profil des pièces utilisées § 4.2.1.2	50

Liste des figures

4.7	Pièce de surface plane. Images FTP obtenues avec des erreurs sur la vitesse c_L	51
4.8	Pièce de surface complexe. Images FTP obtenues avec des erreurs sur la vitesse c_L	53
4.9	Pièce de surface plane. Image FTP obtenue avec les paramètres de référence	54
4.10	Pièce de surface plane. Images FTP obtenues avec des erreurs sur le positionnement du traducteur	55
4.11	Pièce de surface complexe. Image FTP obtenue avec les paramètres de référence	57
4.12	Pièce de surface complexe. Cartographies FTP obtenues avec des erreurs sur le positionnement du traducteur	58
4.13	Pièce de surface complexe. Images FTP obtenues avec des erreurs cumulées sur le positionnement du traducteur	59
4.14	Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Configuration de contrôle FMC	60
4.15	Écart de localisation du défaut avec une erreur sur le positionnement du traducteur.	61
4.16	Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Images FTP obtenues avec des erreurs sur la longueur des flèches	63
4.17	Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Images FTP obtenues avec des erreurs sur la longueur des cordes.	63
4.18	Configuration de contrôle FMC (§ 4.3.1.1)	66
4.19	Représentation d'une image instantanée d'un champ en émission-réception et d'une image FTP	66
4.20	Représentation d'un champ en émission et d'un champ en émission-réception	67
4.21	Système de coordonnées reliant la fonction d'ouverture $a(x)$ au champ rayonné $P(s)$	68
4.22	Interprétation matricielle de l'ouverture effective	70
4.23	Éléments actifs pour les acquisitions de type SE	70
4.24	Images FTP avec des acquisitions de type SE	72
4.25	Acquisitions de type SE. Courbes échodynamiques extraites des images FTP	73
4.26	Ouvertures effectives des acquisitions SE $M \times M$, $M = 33, 17, 9, 5$	74
4.27	Éléments actifs pour les acquisitions de type REOM	75
4.28	Images FTP avec des acquisitions de type REOM	76
4.29	Acquisition de type REOM. Courbes échodynamiques extraites des images FTP	77
4.30	Ouvertures effectives des acquisitions REOM $M \times 33$, $M = 33, 17, 9, 5, 3$	78
4.31	Éléments actifs pour les acquisitions de type REC	79
4.32	Images FTP avec des acquisitions de type REC	80
4.33	Acquisitions de type REC. Courbes échodynamiques extraites des images FTP	81
4.34	Ouvertures effectives des acquisitions REC $M \times 33$, $M = 33, 17, 9, 5, 3, 1$	82
4.35	SMC/FTP. Vérification de la réciprocité	83
4.36	Courbes de RSB pour les différentes acquisitions SMC en fonction du nombre de signaux traités 84	
5.1	Différents trajets de propagation des ondes pouvant être à l'origine d'échos	86
5.2	Les principaux échos issus de l'interaction entre une onde ultrasonore et un défaut plan	86
5.3	Illustration de la condition de Snell-Descartes (5.1)	87
5.4	Défaut plan vu comme l'enveloppe de courbes isochrones	87
5.5	Configuration de contrôle FMC (§ 5.2)	88
5.6	Image FTP d'un défaut plan horizontal.	89
5.7	Amplitudes extraites des signaux pour le point milieu du défaut horizontal	89
5.8	Cas d'un défaut plan horizontal. Scan voies-temps d'une séquence de l'acquisition FMC	90
5.9	Procédure d'obtention du signal « porte »	91
5.10	Schéma pour la détermination de la distance entre deux points d'un défaut ayant des temps de vol théoriques proches.	92
5.11	Trajets en réflexion sur un défaut horizontal	93
5.12	Estimation de l'orientation du défaut	94

5.13	Défaut plan horizontal supposé infini. Scan voies-temps pour une séquence de l'acquisition FMC	95
5.14	Défaut plan horizontal supposé infini. Amplitudes des signaux « portes »	95
5.15	Coefficient de réflexion R_{LL} pour une interface acier-vide	96
5.16	Défaut ponctuel et défauts plans de différentes tailles inclinés de 10°. Amplitudes des signaux « portes »	98
5.17	Configuration de contrôle FMC (§ 5.2.4)	99
5.18	Visualisation des trajets en réflexion sur un défaut plan	99
5.19	Courbe échodynamique extraite de l'image FTP en présence d'un défaut plan horizontal . . .	100
5.20	Défaut plan incliné. Cartographie FTP et sa courbe échodynamique associée	100
5.21	Visualisation des couples E-R en condition de réflexion sur un défaut plan	101
5.22	Configuration de contrôle FMC (activation partielle des éléments)	101
5.23	Visualisation des couples E-R en condition de réflexion (activation partielle des éléments) . .	102
5.24	Configuration de contrôle FMC (première moitié d'éléments actifs)	102
5.25	Visualisation des couples E-R en condition de réflexion (première moitié d'éléments actifs) . .	103
5.26	Liste des trajets en écho de coin	105
5.27	Directions incidente et réfléchie dans le repère local du défaut	106
5.28	Principe de détermination du défaut vu en réflexion	107
5.29	Vérification de la vitesse c_L . Scan « pulse-écho » sur une ligne du traducteur	108
5.30	Écart temporel entre les deux échos de géométrie	109
5.31	Vérification de la réciprocité des signaux	109
5.32	Configuration FMC sur pièce plane dans le cas d'une entaille verticale débouchante	110
5.33	Entaille verticale débouchante. Images FTP avec trajets directs	111
5.34	Entaille verticale débouchante. Images FTP avec échos de coin $L^{rf}L^{dL}$, $L^{rf}L^{dT}$, $L^{rf}T^{dL}$, et $L^{rf}T^{dT}$.	112
5.35	Entaille verticale débouchante. Images FTP avec échos de coin $T^{rf}L^{dL}$, $T^{rf}L^{dT}$, $T^{rf}T^{dL}$, et $T^{rf}T^{dT}$.	113
5.36	Entaille verticale débouchante. Image reconstruite $T^{rf}L^{dL}$ (simulation seule des modes $T^{rf}L^{dL}$ et $L^{rf}L^{dT}$)	115
5.37	Entaille verticale débouchante. Échos combinés $T^{rf}L^{dL} + L^{dL}L^{rf}T$	116
5.38	Configuration FMC sur pièce plane dans le cas d'une entaille verticale à cœur	117
5.39	Entaille verticale à cœur. Images FTP avec trajets directs	118
5.40	Entaille verticale à cœur. Image reconstruite T^{dT} sans simulation des échos de géométrie . . .	119
5.41	Entaille verticale à cœur. Courbe échodynamique extraite de l'image FTP $T^{rf}T^{dT}$	120
5.42	Entaille verticale à cœur. Courbe échodynamique extraite de l'image FTP $T^{rf}L^{dL}$	121
5.43	Entaille verticale à cœur. Images FTP avec échos de coin $L^{rf}L^{dL}$, $L^{rf}L^{dT}$, $L^{rf}T^{dL}$, et $L^{rf}T^{dT}$	122
5.44	Entaille verticale à cœur. Images FTP avec échos de coin $T^{rf}L^{dL}$, $T^{rf}L^{dT}$, $T^{rf}T^{dL}$, et $T^{rf}T^{dT}$	123
5.45	Configuration FMC sur pièce plane dans le cas du défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle obtus avec le fond	124
5.46	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle obtus avec le fond). Images FTP avec trajets directs	125
5.47	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle obtus avec le fond). Images FTP avec échos de coin $L^{rf}L^{dL}$, $L^{rf}L^{dT}$, $L^{rf}T^{dL}$, et $L^{rf}T^{dT}$	127
5.48	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle obtus avec le fond). Images FTP avec échos de coin $T^{rf}L^{dL}$, $T^{rf}L^{dT}$, $T^{rf}T^{dL}$, et $T^{rf}T^{dT}$	128
5.49	Défaut incliné erroné (position I). Images FTP (simulées) avec échos de coin $L^{rf}L^{dL}$, $L^{rf}L^{dT}$, $L^{rf}T^{dL}$, et $L^{rf}T^{dT}$	130
5.50	Défaut incliné erroné (position I). Images FTP (simulées) avec échos de coin $T^{rf}L^{dL}$, $T^{rf}L^{dT}$, $T^{rf}T^{dL}$, et $T^{rf}T^{dT}$	131
5.51	Configuration FMC sur pièce plane dans le cas du défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu avec le fond	132
5.52	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle aigu avec le fond). Images FTP avec trajets directs	133

Liste des figures

5.53 Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle aigu avec le fond). Images FTP avec échos de coin L^fL^dL , L^fL^dT , $L^{rf}T^dL$, et $L^{rf}T^dT$	134
5.54 Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle aigu avec le fond). Images FTP avec échos de coin $T^{rf}L^dL$, $T^{rf}L^dT$, $T^{rf}T^dL$, et $T^{rf}T^dT$	135
5.55 Défaut incliné erroné (position II). Images FTP (simulées) avec échos de coin L^fL^dL , L^fL^dT , $L^{rf}T^dL$, et $L^{rf}T^dT$	137
5.56 Défaut incliné erroné (position II). Images FTP (simulées) avec échos de coin $T^{rf}L^dL$, $T^{rf}L^dT$, $T^{rf}T^dL$, et $T^{rf}T^dT$	138
5.57 Vérification de la réciprocité des signaux (acquisition avec le TCI)	139
5.58 Pièce complexe. Configuration de contrôle FMC (acquisition n° 1)	140
5.59 Pièce complexe (acquisition n° 1). Images FTP avec trajets directs	141
5.60 Pièce complexe (acquisition n° 1). Images FTP avec échos de coin L^fL^dL , L^fL^dT , $L^{rf}T^dL$ et $L^{rf}T^dT$	142
5.61 Pièce complexe (acquisition n° 1). Images FTP avec échos de coin $T^{rf}L^dL$, $T^{rf}L^dT$, $T^{rf}T^dL$, et $T^{rf}T^dT$	143
5.62 Pièce complexe. Configuration de contrôle FMC (acquisition n° 2)	145
5.63 Pièce complexe (acquisition n° 2). Images FTP avec trajets directs	146
5.64 Pièce complexe (acquisition n° 2). Images FTP avec échos de coin L^fL^dL , L^fL^dT , $L^{rf}T^dL$ et $L^{rf}T^dT$	148
5.65 Pièce complexe (acquisition n° 2). Images FTP avec échos de coin $T^{rf}L^dL$, $T^{rf}L^dT$, $T^{rf}T^dL$, et $T^{rf}T^dT$	149
B.1 Cas d'une pièce avec un fond plan incliné. Représentation d'une isochrone relative à un écho de coin	5

Liste des tableaux

2.1	Expression des différents poids mis en œuvre dans les algorithmes de reconstruction	23
3.1	Positions des défauts dans la pièce utilisée pour l'application des algorithmes de reconstruction	26
3.2	Caractéristiques du transducteur utilisé pour les acquisitions du chapitre CHAPITRE 3	26
3.3	paramètres d'étude pour FTP/rayon	39
3.4	Comparaison des écarts de localisation entre FTP/rayon et FTP/écho	39
4.1	Pièce de surface plane. Effet d'erreur sur la vitesse c_L	50
4.2	Pièce de surface complexe. Effet d'erreur sur la vitesse c_L	52
4.3	Pièce de surface plane. Effet d'erreur sur le positionnement du transducteur	54
4.4	Pièce de surface plane. Écarts de localisation donnés par les deux méthodes d'estimation . . .	56
4.5	Pièce de surface complexe. Effet d'erreur sur le positionnement du transducteur	56
4.6	Pièce de surface complexe. Effet d'erreur cumulée sur le positionnement du transducteur	57
4.7	Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Effet d'erreur sur la longueur des flèches	60
4.8	Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Effet d'erreur sur la longueur des cordes	62
4.9	Résultats obtenus avec les acquisitions SE pour un défaut à 20 mm	73
4.10	Résultats obtenus avec les acquisitions SE pour un défaut à 50 mm	73
4.11	Données sur les ouvertures effectives des acquisitions de type SE	74
4.12	Résultats obtenus avec les acquisitions REOM pour le défaut à 20 mm	75
4.13	Résultats obtenus avec les acquisitions REOM pour le défaut à 50 mm	75
4.14	Données sur les ouvertures effectives des acquisitions de type REOM	77
4.15	Résultats obtenus avec les acquisitions REC pour le défaut à 20 mm	79
4.16	Résultats obtenus avec les acquisitions REC pour le défaut à 50 mm	79
4.17	Données sur les ouvertures effectives des acquisitions de type REC	81
5.1	Paramètres de l'acquisition FMC (§ 5.2)	88
5.2	Caractéristiques du transducteur multi-éléments utilisé au CHAPITRE 5	88
5.3	Couples E-R en réflexion sur le point milieu d'un défaut plan horizontal	91
5.4	Estimation de l'orientation de défauts de différente taille	97
5.5	Caractéristiques du transducteur matriciel utilisé § 5.4	108
5.6	Entaille verticale débouchante. Estimations des extrémités avec trajets directs	110
5.7	Entaille verticale débouchante. Résultats de reconstruction avec échos de coin	114
5.8	Entaille verticale à cœur. Estimations des extrémités avec trajets directs	119
5.9	Entaille verticale à cœur. Résultats de reconstruction avec échos de coin	120
5.10	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle obtus avec le fond). Estimations des extrémités par trajets directs	124
5.11	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle obtus avec le fond). Résultats de reconstruction avec échos de coin	126
5.12	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle aigu avec le fond). Estimations des extrémités par trajets directs	132
5.13	Entaille inclinée débouchante (dièdre d'angle aigu avec le fond). Résultats de reconstruction avec échos de coin	136
5.14	Caractéristiques du TCI	139

Liste des tableaux

5.15 Pièce complexe (acquisition n° 1). Estimations des extrémités du défaut par trajets directs . . .	140
5.16 Pièce complexe (acquisition n° 1). Résultats de reconstruction avec échos de coin	144
5.17 Pièce complexe (acquisition n° 2). Estimations des extrémités du défaut par trajets directs . . .	145
5.18 Pièce complexe (acquisition n° 2). Résultats de reconstruction avec échos de coin	147

Liste des acronymes

BSV	BScan Vrai
BSVG	BScan Vrai Généralisé
CND	Contrôle Non Destructif
DDF	Dynamic Depth Focusing
DORT	Diagonalisation de l'Opérateur de Retournement Temporel
ELC	Émission Large Champ
FMC	Full Matrix Capture
FTP	Focalisation en Tous Points
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification
PSF	Point Spread Function
REC	Acquisition avec « Réduction du nombre d'Émetteurs en les prenant Consécutif » (type de SMC)
REOM	Acquisition avec « Réduction du nombre d'Émetteurs et conservation de l'Ouverture Maximale » (type de SMC)
ROI	Region of Interest
RSB	Rapport Signal sur Bruit (cf. SNR)
SAFT	Synthetic Aperture Focusing Technique
SAR	Synthetic Aperture Radar
SAS	Synthetic Aperture Sonar
SE	Acquisition en « Sous Échantillonnage » en émission-réception (type de SMC)
SMC	Sparse Matrix Capture
TCI	Traducteur Contact Intelligent
TFM	Total Focusing Method

Introduction générale

Le travail présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans le contexte général du Contrôle Non Destructif (CND). Le CND regroupe l'ensemble des examens et inspections réalisés en milieu industriel pour s'assurer de l'intégrité –sans les dégrader– de pièces manufacturées ou de diverses installations.

De nombreux secteurs industriels ont recours au CND afin de répondre à leur exigence en termes de sécurité ou de qualité. Les enjeux associés au CND sont particulièrement importants dans le domaine de l'énergie (notamment le nucléaire), les transports (automobile, ferroviaire, aéronautique,...), la pétrochimie, la sidérurgie, *etc.*

En règle générale le CND vise à rechercher des « défauts » (fissures, inclusions, porosités,...) remettant en cause les qualités attendues du produit inspecté. Cette recherche de défauts peut avoir lieu soit au cours du processus de fabrication soit lors de phase de maintenance (inspection en service).

Détecter un défaut se ramène à mettre en évidence une hétérogénéité ou une variation locale des propriétés physiques de la pièce jugée critique à son usage. Il existe une grande variété de méthodes de CND qui relèvent de différents domaines de la physique. Parmi les méthodes les plus importantes nous retrouvons les rayonnements ionisants (radiographie X et γ), les méthodes électromagnétiques (courants de Foucault, flux de fuite,...) et les méthodes ultrasonores. Ces dernières très utilisées combinent de multiples avantages et font l'objet de nombreuses innovations techniques, comme par exemple, le développement considérable ces dernières années des technologies de traducteur dits « multi-éléments » et dont le déploiement est de plus en plus important dans le domaine industriel.

Notre étude s'inscrit dans ce contexte particulier des contrôles par ultrasons multi-éléments. Ces techniques consistent à utiliser pour émettre et recevoir les ondes ultrasonores des traducteurs constitués d'un ensemble d'éléments pouvant chacun être piloté de manière indépendante. L'application de lois de retard (ou lois de phase) sur les éléments est mise en œuvre pour maîtriser les caractéristiques du faisceau scrutateur. Comparés aux méthodes conventionnelles utilisant des traducteurs monolithiques, les multi-éléments offrent une très grande versatilité (un même capteur peut fournir des faisceaux différents), et des performances accrues puisque le faisceau peut être optimisé pour s'adapter aux caractéristiques de la pièce contrôlée. Un autre avantage de ces techniques est constitué par le fait qu'elles donnent accès à des données souvent beaucoup plus riches et complètes que les données fournies par les techniques conventionnelles ce qui ouvre de nouvelles possibilités en terme de localisation et de caractérisation de défaut. Exploiter de façon optimale ces données dans cette perspective demande que soient mises en œuvre des méthodes d'imagerie et de reconstruction spécifiques qui font l'objet de cette thèse. Par reconstruction on entend ici la possibilité de remonter à partir d'une image aux caractéristiques géométriques du défaut.

L'objectif poursuivi ici est ainsi de proposer et d'évaluer des algorithmes adaptées aux techniques multi-éléments et permettant de s'appliquer à des configurations de contrôle complexes, en particulier pour ce qui concerne la géométrie de la pièce inspectée. L'enjeu industriel de ces travaux est important. En effet, c'est à partir des caractéristiques estimées du défaut (localisation, taille, *etc.*) que son degré de criticité peut être établi et donc que peut être prise une décision quant à la mise au rebut (ou la réparation) de la pièce inspectée. Les méthodes de reconstruction plus classiques fondées sur des hypothèses simples sont en effet limitées à des configurations canoniques. Répondre à notre objectif nécessite de s'appuyer sur une modéli-

sation directe de la propagation ultrasonore prenant en compte toute la complexité du contrôle.

Cette thèse s'inscrit dans le contexte du développement au CEA LIST de la plate-forme de simulation et de traitement de données CND CIVA. Ce logiciel comporte des modules dédiés aux ultrasons multi-éléments, à savoir la conception du contrôle (calcul des lois de retards), la simulation des signaux collectés sur les différents éléments ou enregistré après sommation, la visualisation et l'imagerie des échographies obtenues. Nos travaux se sont donc appuyés sur les modèles de propagation ultrasonores implémentés dans CIVA qui permettent la prise en compte de cas complexes (état de surface irrégulier, pièce hétérogène, anisotropie, etc.). Les algorithmes proposés dans cette thèse s'appuient principalement sur l'exploitation des temps de vol évalués théoriquement, mais peuvent également utiliser une information d'amplitude. Ces paramètres (temps de vol et amplitudes) sont calculés à partir de ces modèles.

Le manuscrit de thèse est organisé comme suit.

Le premier chapitre prolonge cette introduction en rappelant les principes du contrôle ultrasonore, en décrivant les techniques de contrôle par multi-éléments ainsi que les principales méthodes d'imagerie.

Le corps du travail fait l'objet des CHAPITRES 2 à 5. Les méthodes et algorithmes proposés dans la thèse sont décrits au CHAPITRE 2. Ils sont évalués au CHAPITRE 3 sur un ensemble de cas expérimentaux et simulés représentatifs des différentes familles d'acquisition. Ainsi on distinguera d'un côté des techniques par faisceau formé et des techniques faisant appel à l'acquisition des signaux élémentaires. Les différentes combinaisons acquisition-algorithme seront ainsi comparées.

Le CHAPITRE 4 se focalise sur la technique d'acquisition *Full Matrix Capture* couplée à un algorithme de focalisation synthétique dit de Focalisation en Tous Points (FTP). Cette combinaison acquisition-algorithme s'avère en effet particulièrement performante en termes de détection et de localisation. On rapporte une étude menée pour évaluer la sensibilité de la technique à une incertitude sur les paramètres décrivant la configuration de contrôle. Sont en particulier étudiés l'influence d'une erreur sur le positionnement du traducteur ou sur la description de la surface de la pièce. On s'intéresse également à évaluer la possibilité qu'il y a à réduire le nombre de signaux acquis afin d'optimiser les temps d'exécution de la méthode tout en conservant les performances de détection et de localisation. Différentes stratégies allant dans ce sens sont étudiées et les résultats sont interprétés à l'aide d'une analyse théorique visant à relier les images obtenues aux champs rayonnés par les traducteurs.

Le CHAPITRE 5 est consacré à la généralisation de l'algorithme au cas des défauts étendus et des parcours ultrasonores multiples. La méthode est ensuite appliquée à une configuration de CND particulièrement importante puisqu'il s'agit de la recherche de défauts de type fissure localisés à proximité d'une paroi de la pièce. On montre les performances remarquables de la technique dans une telle configuration.

1

Imagerie ultrasonore en CND : état de l'art

1.1 Généralités sur le CND par ultrasons

Parmi les différentes techniques CND exploitant les ultrasons, la méthode échographique est la plus utilisée. Le principe général (FIGURE 1.1) consiste à exciter la pièce contrôlée avec une onde ultrasonore qui au cours de sa propagation dans le matériau va interagir avec les éventuels défauts présents dans la région insonifiée et qui se traduira par la formation d'« échos ». Ces échos peuvent nous renseigner sur les localisations et éventuellement sur les caractéristiques des défauts qui en sont à l'origine.

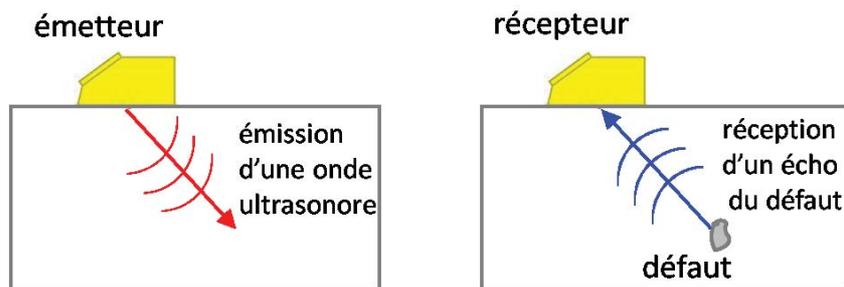


FIGURE 1.1 : Principe du contrôle échographique.

Les ultrasons sont des ondes de vibration mécanique correspondant à des fréquences supérieures à la limite audible pour l'oreille humaine (allant de 20 Hz à 20 kHz). La gamme de fréquence utilisée en CND est très étendue (≈ 100 kHz à 50 MHz). Le choix de la fréquence est issu d'un compromis entre résolution spatiale (de l'ordre de quelques longueurs d'onde) et pouvoir de pénétration. En effet, plus la fréquence augmente, plus la résolution sera fine mais plus l'atténuation dans le matériau sera forte. Dans les applications les plus courantes, et en particulier pour le contrôle des aciers, les fréquences typiques sont de l'ordre du MHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde de l'ordre du millimètre. C'est dans cette gamme de fréquence que nous nous placerons au cours de cette thèse.

En général un même appareil peut être utilisé comme émetteur et récepteur des ondes ultrasonores. On parle alors couramment de sonde, de capteur ou de transducteur. Le dispositif le plus courant s'appuie sur le phénomène de transduction piézoélectrique qui permet de transformer un signal électrique en vibration mécanique et *vice versa*. On distingue les sondes « mono-éléments » constituées d'un seul transducteur, et, les sondes « multi-éléments » réseaux de transducteurs élémentaires pouvant chacun être pilotés indépendamment et qui seront détaillés dans la suite. Différentes configurations de contrôle sont possibles : émetteur et récepteur peuvent être confondus (mode pulse-echo) ou bien séparés, en mode transmission

1.1.1 - Caractéristiques d'un champ acoustique ultrasonore émis par un transducteur

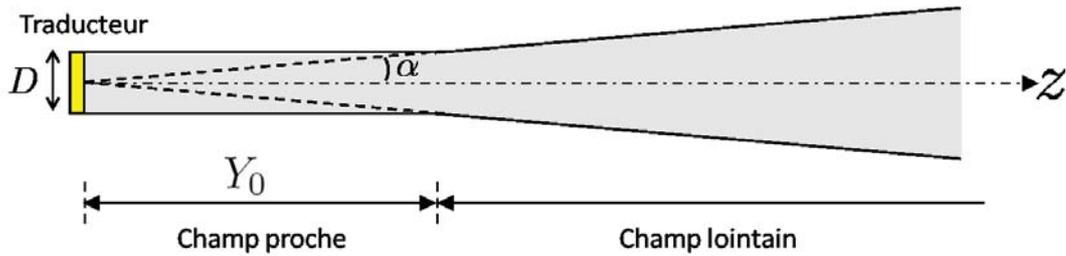


FIGURE 1.2 : Allure du champ ultrasonore produit par un transducteur plan.

(transducteurs situés de chaque côté de la pièce) ou en tandem (transducteurs situés du même côté de la pièce). On distingue également les contrôles en immersion pour lesquels le transducteur est situé à une certaine distance de la pièce immergé dans un liquide couplant (bien souvent de l'eau) et les contrôles au contact pour lesquels le transducteur se trouve posé sur la pièce, le couplage étant assuré en général par un gel aqueux.

On ne s'intéressera ici qu'aux techniques de contrôle utilisant les ondes de volume. Il existe également des méthodes de contrôle exploitant des ondes de surface (ondes de Rayleigh par exemple) ou des ondes guidées (ondes de Lamb par exemple). La polarisation des ondes de volume dans un solide isotrope peut être longitudinale (déplacement particulaire dans la direction de propagation) ou bien transversale (déplacement particulaire perpendiculaire à la propagation). Dans les liquides et les gaz, qui sont des milieux n'offrant aucune résistance au cisaillement, seules les ondes de polarisation longitudinale (ondes de compression-dilatation) se propagent. Les ondes transversales et longitudinales se propagent avec des célérités différentes, notées c_T et c_L . Dans les métaux ces deux célérités vérifient approximativement $c_T \approx c_L/2$. En CND nous parlerons d'un contrôle en L ou en T suivant que l'on utilise l'onde longitudinale ou transversale.

1.1.1 Caractéristiques d'un champ acoustique ultrasonore émis par un transducteur

Le champ acoustique émis en régime harmonique dans un milieu fluide homogène comporte deux régions particulières :

- la région de champ proche (ou zone de Fresnel) est la zone la plus près du transducteur, le champ de pression subit une succession de maxima et de minima d'amplitude rendant cette zone difficilement exploitable. La limite de cette zone, que l'on note Y_0 , correspond au dernier maxima d'amplitude et représente la distance de la focale naturelle du transducteur.
- la région de champ lointain (ou zone de Fraunhofer) est la zone au-delà de Y_0 , l'amplitude y décroît régulièrement et le faisceau devient divergent.

Dans le cas d'un transducteur plan circulaire de diamètre D (FIGURE 1.2) la limite Y_0 de champ proche est donnée par :

$$Y_0 = \frac{D^2}{4\lambda}, \quad (1.1)$$

où λ est la longueur d'onde dans le fluide. En champ lointain, la divergence du faisceau est caractérisé par l'angle α donné par :

$$\sin(\alpha) = 1,22 \frac{\lambda}{D}. \quad (1.2)$$

La détection des défauts est plus aisée en champ lointain où le faisceau est homogène. Or, la divergence du faisceau peut dégrader la résolution latérale (difficulté de séparer deux défauts proches) ou bien des défauts peu échogènes peuvent ne pas être détectés (faible amplitude), c'est pourquoi des transducteurs « focalisés » qui permettent de concentrer l'énergie du faisceau dans une région définie de l'espace sont utilisés.

La focalisation résulte de la mise en phase de l'ensemble des ondes ultrasonores générées par les sources composant la surface émettrice du traducteur. Elle peut être accomplie par différents moyens, citons par exemple, l'utilisation d'une lentille acoustique concave dont le rayon de courbure dépendra de la distance focale désirée, la mise en forme de la pastille ou bien avec des retards électroniques dans le cas de traducteurs multi-éléments comme on le verra § 1.2. La *tache focale* est définie comme la zone où la pression acoustique ne chute pas de plus de 6 dB par rapport à la valeur maximale. Pour un traducteur à vibration uniforme et harmonique (monochromatique) l'extension spatiale de la tache focale est fonction de la distance focale F , du diamètre D du traducteur et de la longueur d'onde. Dans le cas de traducteurs à faible ouverture ($F/D \ll 1$), la largeur $l_{-6\text{dB}}$ et la longueur $L_{-6\text{dB}}$ de la tache focale peuvent être approchées par (Saglio et Prot, 1985) :

$$l_{-6\text{dB}} = \lambda \frac{F}{D} \quad (1.3)$$

$$L_{-6\text{dB}} = 8\lambda \left(\frac{F}{D}\right)^2 \quad (1.4)$$

1.1.2 Représentation des données ultrasonores

Au cours d'un contrôle ultrasonore classique, le traducteur mono-élément se déplace suivant deux axes que l'on nomme « axe de balayage » et « axe d'incrément ». Afin de visualiser et interpréter les signaux mesurés (que l'on appelle A-scan) en chaque position du traducteur pour laquelle un tir ultrasonore a été effectué, différentes représentations de ces signaux peuvent être exploitées (FIGURE 1.3) :

- la représentation B-Scan regroupe l'ensemble des A-scans correspondant à une ligne de balayage, cette dernière représente l'abscisse et le temps représente l'ordonnée de cette image. L'amplitude du signal en chaque point du B-Scan est codé selon une échelle de couleur ou de gris. Le B-scan donne une « vue en coupe » de la pièce examinée.
- la représentation C-scan représente selon les 2 axes d'inspections (balayage en abscisse et incrément en ordonnée), l'amplitude maximale (codée selon une échelle de couleurs ou de gris) de l'A-scan reçu en chaque position du traducteur. Elle donne une vue en plan et de dessus en « en transparence » de la pièce dans la mesure où l'information temporelle, donc la profondeur, n'apparaît plus.
- la représentation D-scan est obtenue en codant en échelle de couleur ou de gris, pour un incrément (en ordonnée), l'amplitude maximale de l'A-scan pour un temps de vol au cours de la ligne de balayage. L'information sur la position en balayage n'apparaissant plus, on peut assimiler le D-scan à une vue latérale « en transparence » de la pièce.

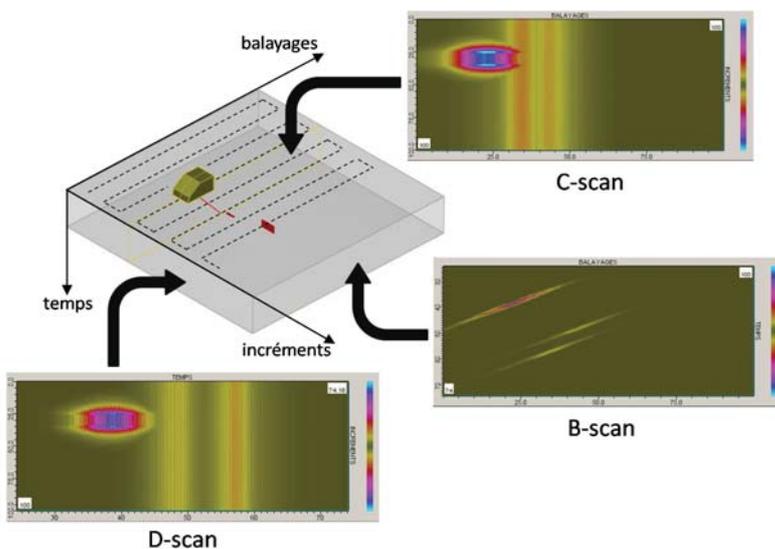


FIGURE 1.3 : Représentations des données ultrasonores de type B,C et D-scan.

1.2 Les techniques multi-éléments

Les premières techniques à ultrasons multi-éléments dans le domaine du contrôle industriel ont été introduites dans les années 80. Depuis quelques années, elles connaissent un essor important dans ce domaine (voir par exemple Song *et al.* (2002); Mahaut *et al.* (2002)) ; la levée de barrière technique (par exemple la réduction des modes de vibration parasites ou la réduction du couplage inter-éléments (Poguet *et al.*, 2001)) et les progrès des systèmes d'acquisition étant deux éléments y contribuant. Leurs avantages comparés aux techniques traditionnelles utilisant des mono-éléments sont nombreux :

- accélération des contrôles
- flexibilité –utilisation possible d'une même sonde pour contrôler différentes régions de la pièce–
- adaptabilité à des configurations complexes
- performance accrue en détection et nouvelles possibilités dans le domaine de l'imagerie comme nous le verrons par la suite.

1.2.1 Techniques d'acquisitions multi-éléments

Les applications classiques des multi-éléments font intervenir, d'une part, la commutation électronique, et d'autre part, l'application de retards électroniques (techniques « *phased array* ») permettant ainsi de maîtriser les caractéristiques focales du faisceau ultrasonore :

- **Le balayage électronique (ou par commutation)** consiste à déplacer spatialement un faisceau en activant séquentiellement un élément ou un groupe d'éléments. Il permet de remplacer électroniquement un axe de balayage (et/ou d'incrément) mécanique et de réaliser des acquisitions à grande vitesse.
- **La focalisation électronique** (FIGURE 1.4(a)) consiste à appliquer aux différents éléments des retards destinés à compenser les différences de temps de parcours des ultrasons entre un point de focalisation et chaque élément. Généralement, les mêmes lois de retard sont appliquées en émission et en réception, mais elles peuvent aussi être différentes et être appliquées en émission seule, en réception seule ou en émission-réception. Signalons aussi la technique de Focalisation Dynamique en Réception ou *Dynamic Depth Focusing (DDF)* au cours de laquelle une loi de focalisation est utilisée en émission et plusieurs en réception. Pour chaque loi de retard appliquée en réception, seule une petite fenêtre temporelle du signal centrée sur la profondeur de focalisation correspondante est conservée. Le signal « complet » est obtenu par concaténation de ces portions de signaux. Cette technique a pour but de maximiser la détection sur une plage de profondeur plus étendue.
- **La déflexion électronique** (FIGURE 1.4(b)) utilise comme la focalisation électronique des lois de retard. Ces dernières sont dans ce cas calculées pour dévier le faisceau à un angle donné. On appelle balayage angulaire ou balayage sectoriel l'opération qui consiste à appliquer successivement différentes lois de retard correspondantes à différents angles de sorte à insonifier un secteur angulaire de la pièce.

La possibilité d'appliquer des lois de retard indifféremment en émission (excitation des différents éléments suivant la loi de retard) et en réception (application des retards sur les signaux reçus par les éléments puis sommation), ajouté au fait que les différentes techniques (commutation, déflexion et focalisation) peuvent être couplées, permettent d'envisager diverses stratégies d'acquisition. Suivant la configuration de contrôle, le choix de la stratégie à adopter nécessite souvent le recours à la simulation.

Il est clair que les performances de ce type de méthode dépendent de la capacité des algorithmes de calcul des lois de retard à prendre en compte toute la complexité de la configuration de contrôle. Des algorithmes spécifiques assurant le calcul de lois dans des pièces de géométrie complexe (décrite par CAO) et des matériaux possiblement anisotropes et hétérogènes sont aujourd'hui disponibles sur les systèmes d'acquisition les plus sophistiqués.

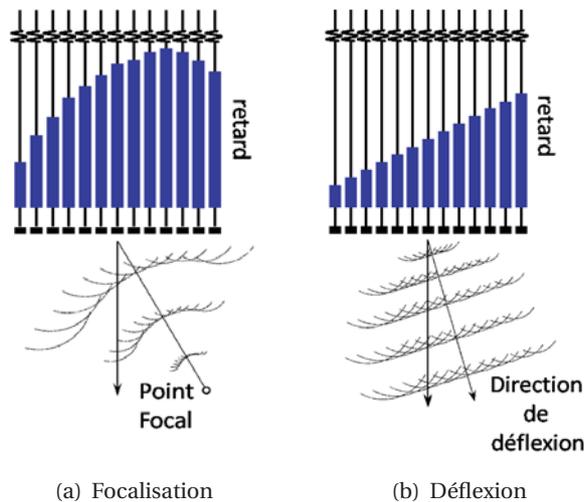


FIGURE 1.4 : Schémas de principe d'application de lois de retard.

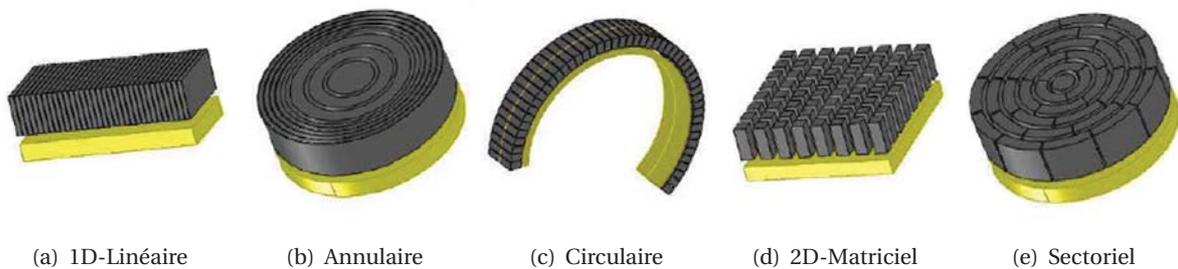


FIGURE 1.5 : Différents types de traducteurs multi-éléments.

1.2.2 Types de traducteurs multi-éléments

Afin de répondre à différentes exigences de contrôle, divers types de traducteurs multi-éléments ont été développés, les plus courants sont ceux organisés en réseau :

- linéaire (FIGURE 1.5(a)), les éléments sont alignés selon un axe. Ces traducteurs ne permettent, en général, que d'effectuer des contrôles dans le plan azimutal du traducteur.
- annulaire (FIGURE 1.5(b)), les éléments sont des anneaux concentriques. Ces traducteurs permettent de focaliser le faisceau à différentes profondeurs le long d'un axe. La surface des anneaux est dans la plupart des cas constante, ce qui implique une largeur différente pour chaque anneau.
- circulaire (FIGURE 1.5(c)), les éléments sont placés sur une couronne. Ces traducteurs sont généralement utilisés pour le contrôle de tube (par l'intérieur ou l'extérieur).
- matriciel, les éléments sont placés dans les deux dimensions, comme par exemple sous forme de damier (FIGURE 1.5(d)) ou d'anneaux sectorisés (FIGURE 1.5(e)). Ces traducteurs permettent d'effectuer des contrôles en 3D.

Dans le cadre d'inspection de pièces de surface variable (coude, piquage, bourrelet de soudure,...), les contrôles effectués au moyens de traducteurs au contact de la pièce peuvent ne pas être efficaces. En effet, malgré une mise en forme préalable de leurs pastilles, ces derniers ne peuvent épouser toute la surface inspectée de la pièce, et, le mauvais couplage entre le traducteur et la pièce peut alors entraîner une dégradation de la sensibilité de détection. Afin de remédier à ce problème et ainsi améliorer les contrôles, des traducteurs « conformables » à des pièces de géométrie quelconque (Chatillon, 1999; Casula *et al.*, 2006; Toullelan *et al.*, 2008) ont été développés. Des exemples de ce type de traducteurs, basés sur des techno-

1.2.4 - Simulation multi-éléments

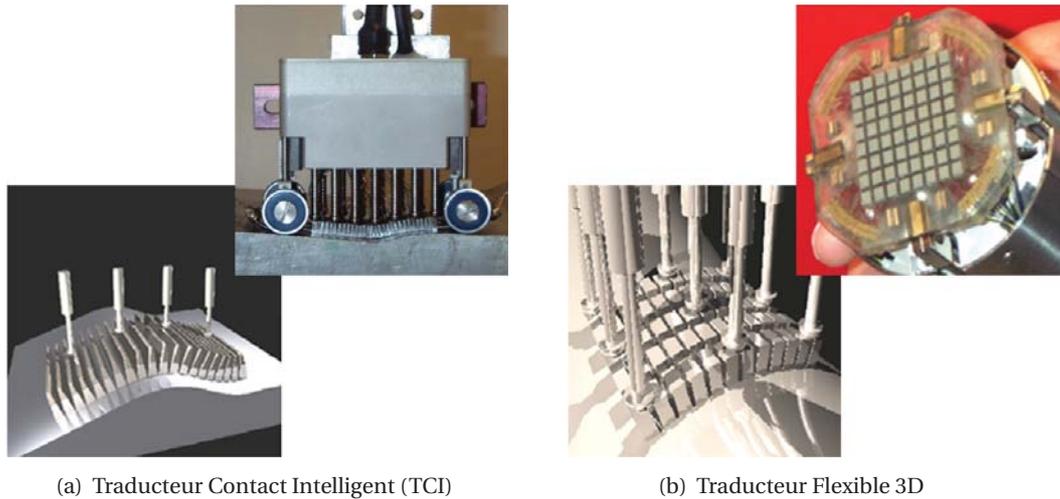


FIGURE 1.6 : Exemples de transducteurs flexibles en 2D et en 3D.

logies différentes, se trouvent FIGURE 1.6. Le premier repose sur un système mécanique articulé permettant de plaquer chacun des éléments sur la surface, il est adapté à des pièces 2D (ou 2.5D). Les éléments composant le second transducteur sont organisés en réseau matriciel et sont noyés dans une résine souple permettant à ce dernier d'effectuer des contrôles sur des pièces 3D.

1.2.3 Exploitation des voies élémentaires

L'acquisition et le stockage des signaux reçus sur les voies élémentaires en vue d'un post-traitement ultérieur est aujourd'hui relativement peu répandu dans l'industrie mais fait néanmoins l'objet de nombreuses études de laboratoire.

Les acquisitions multi-éléments qui viennent d'être décrites exploitent la possibilité d'appliquer différentes lois de retard prenant en compte la géométrie et la nature de la pièce inspectée afin de générer des faisceaux ultrasonores avec les caractéristiques souhaitées. Les multi-éléments offrent aussi la possibilité d'exploiter les signaux élémentaires fournissant ainsi des données plus riches et complètes que celles fournies par les techniques traditionnelles. Nous pouvons citer par exemple l'acquisition *Full Matrix Capture (FMC)* (Holmes *et al.*, 2005) avec laquelle on dispose de tous les signaux élémentaires correspondant à tous les couples émetteur-récepteur possibles.

Afin de les exploiter différents post-traitements (algorithmiques) peuvent être utilisés comme on le verra dans la suite, mais peuvent aussi être exploités au cours de l'acquisition afin de focaliser –sans connaissance *a priori* sur le milieu– sur un défaut détecté, ce que permet les techniques basées sur le « retournement temporel » proposé par Fink (1992). On peut trouver, par exemple, une application de cette méthode en CND par ultrasons dans Chakroun *et al.* (1995) où il a été réalisé une détection de défaut dans une billette de titane, matériau ayant un important bruit de structure.

1.2.4 Simulation multi-éléments

Dans le cadre de cette thèse, nous avons utilisé les outils de simulation implémentés dans la plateforme logicielle CIVA. Le calcul du champ rayonné par un transducteur dans la pièce inspectée ainsi que la prédiction de l'interaction de cette onde avec un défaut reposent sur des méthodes semi-analytiques.

Afin d'obtenir le champ ultrasonore en un point de la pièce, la surface du transducteur est discrétisée en un

ensemble de « points sources » et les contributions élémentaires de chacun sont calculées avec la méthode des « pinceaux » (Gengembre, 1999; Gengembre et Lhémy, 2000) afin de rendre compte de la propagation dans des matériaux pouvant être anisotropes et/ou hétérogènes. La réponse impulsionnelle du traducteur, au point considéré, est obtenue en sommant toutes ces contributions élémentaires. Dans le cas de traducteur multi-éléments, les réponses impulsionnelles de chacun des éléments sont calculées et enregistrées individuellement ce qui a pour avantage d'obtenir par post-traitement les champs ultrasonores correspondant à différentes lois de retard (Roy *et al.*, 1999).

Les défauts que nous considérerons dans ces travaux sont des défauts vides (trous ou fissures). La modélisation de l'interaction du champ incident avec ce type de défaut est basée sur la théorie de Kirchhoff appliquée à l'élastodynamique (Calmon *et al.*, 1998) puisqu'elle suppose qu'il n'y a pas de propagation dans les défauts. Cette théorie s'applique aussi dans le cas de conversion de modes et pour la prise en compte de l'effet de coin (Méphane, 1997). Ces derniers points sont intéressants dans le cas de défaut proche du fond comme on le verra au CHAPITRE 5. Nous nous sommes intéressé à un seul type de défauts, mais d'autres peuvent être considérés au travers de différents modèles d'interaction présents dans CIVA, comme par exemple le modèle GTD (*Geometrical Theory of Diffraction*) (Butin *et al.*, 1998) prédisant la diffraction par les arêtes des fissures et un modèle de Born modifié prenant en compte des inclusions solides (Darmon *et al.*, 2003).

Enfin un principe de réciprocité (Auld, 1979) est appliqué pour déterminer l'écho obtenu en réception. En un point de la pièce inspectée, le signal correspondant à une onde émise de ce point et mesuré sur le récepteur est proportionnel au champ ultrasonore en ce point dans le cas où le récepteur fonctionnerait en émission. La somme de tous les échos « diffractés » par les points de discrétisation du défaut nous donne alors le signal écho correspondant à la configuration en émission-réception.

Cette procédure de calcul peut être effectuée indépendamment pour chacun des modes de propagation possible (L ou T ; trajets directs, indirect ou en coin –cf. CHAPITRE 5– ; ...), par linéarité, la prise en compte de différents trajets consiste alors à sommer les signaux échos des modes considérés.

1.3 Les techniques d'imagerie

Bien que les multi-éléments permettent différents types d'acquisitions, les modes de représentation des données mesurées sont analogues à ceux rencontrés dans le cas de contrôle mono-élément (cf. (CO-FREND)).

En reprenant la définition du B-scan (§ 1.1.2), celle-ci peut être étendue aux acquisitions multi-éléments effectuant des balayages électroniques, que ce soit un balayage par commutation ou un balayage sectoriel, ainsi un A-scan correspond à un groupe d'éléments activés pour une séquence dans le premier cas, ou, à un tir avec une déflexion donnée pour le second. Dans ce dernier cas, on peut aussi parler de scan sectoriel (S-scan) linéaire.

La représentation des signaux sous forme d'image (B-scan) est une première étape à l'analyse des données, mais cette dernière peut être rendue difficile, comme par exemple du fait du très grand nombre de données que l'on peut avoir avec une acquisition exploitant les voies élémentaires. Des méthodes d'aide à l'examen des signaux mesurés doivent alors être mise en œuvre. Nous parlerons alors de techniques d'imagerie dès lors que des post-traitements sur les données recueillies sont appliqués de sorte à obtenir une image dont l'interprétation permet de localiser les défauts à l'origine des échos mesurés. Différentes méthodes, souvent liées au type d'acquisition effectuée, reposent sur des stratégies plus ou moins complexes. Dans ce paragraphe, nous présentons de façon non exhaustive certaines de ces méthodes.

1.3.1 Les images redressées

Sous ce terme on considère des fonctionnalités classiques en CND et en médical (Reid et Wild, 1957) qui visent à positionner, dans la pièce –ou le corps humain–, les signaux reçus le long de « rayons ». Ce type d'imagerie est applicable avec des acquisitions en balayage (au sens général) et par analogie avec le mode de représentation sous jacent, nous parlerons de « B-Scan Vrai », voire d'« image vraie ».

Le principe général de cette technique repose sur les hypothèses suivantes, i) le faisceau transmis au cours d'un tir donné se distribue autour d'un rayon et ii) le signal reçu provient d'un diffracteur situé sur ce rayon. Ainsi, connaissant la vitesse de propagation et les angles de réfraction des rayons dans le matériau, les signaux qui ont été mesurés peuvent être replacés le long de ces rayons.

Ce principe d'imagerie est utilisé dans le domaine médical pour former les célèbres images échographiques obtenues avec un balayage sectoriel. En CND, cette approche est aussi très utilisée dans le cas de contrôle par balayage mécanique d'un traducteur mono-élément ou dans le cas de balayage sectoriel avec un traducteur multi-éléments.

Cette visualisation, sous l'hypothèse de rayons rectilignes, n'est valable que pour des matériaux à structures homogènes. Néanmoins, cette dernière a été étendue en la couplant à un modèle rayon afin d'imager des milieux hétérogènes et anisotropes (Mahaut *et al.*, 2007). Par ailleurs, contrairement au domaine médical, en CND les inspections peuvent être effectuées en immersion, des algorithmes faisant intervenir une modélisation plus sophistiquée de la propagation ont été implémentés dans CIVA pour déterminer un rayon plus représentatif du faisceau transmis, notamment sur le calcul du point d'émergence (point par lequel « le faisceau ultrasonore » entre dans la pièce) (Porré *et al.*, 2005) qui est un des paramètres importants pour une localisation correcte des défauts.

1.3.2 Les images par ouverture synthétique

Le concept d'imagerie par ouverture synthétique a été introduit dans les années 50 dans le domaine du radar sous le terme de méthode SAR (*Synthetic Aperture Radar*) (Sherwin *et al.*, 1962; Wiley, 1954-1965; Cafforio *et al.*, 1991). Des méthodes identiques en substance (méthodes de « migration ») sont aussi utilisées en sismique (Berkhout, 1986; Gazdag et Sguazzero, 1984). Cette approche a été transposée dans différents domaines notamment, dans celui du sonar avec la méthode SAS (*Synthetic Aperture Sonar*) (Cutrona, 1975; Gough et Hawkins, 1997), dans celui de l'imagerie médicale ((Karaman *et al.*, 1995; Jensen *et al.*, 2006)), et, dans celui du CND par ultrasons avec la méthode SAFT (*Synthetic Aperture Focusing Technique*) (Seydel, 1982; Doctor *et al.*, 1986).

La méthode SAFT a été mise en œuvre dans le contexte de contrôle en balayage mécanique avec un traducteur mono-élément de grande acceptation angulaire (transducteur de petite dimension par exemple). Cette méthode consiste en une reconstruction de l'image *a posteriori* par sommation des signaux reçus en chaque position du traducteur et repose sur le fait que lorsque le traducteur insonifie un point diffractant, la position sur le signal reçu de l'écho renvoyé par ce point est fonction de la distance traducteur-défaut. Ainsi, pour obtenir un « point » de l'image, la sommation est effectuée sur les signaux sur lesquels ont été appliqués des retards associés à la position du traducteur et du point considéré. Si le point correspond à un point diffractant l'addition est constructive, elle est destructive dans le cas contraire. Cette technique revient à focaliser les signaux en chaque point de l'image par post-traitement.

Les hypothèses simplificatrices fortes pour le calcul des retards (transducteur ponctuel et fronts d'onde hyperboliques) ont rendu cette méthode, dans sa version première, facile à implémenter puisqu'elle ne fait intervenir qu'un schéma de type « *delay-and-sum* ». Cette méthode a fait l'objet de nombreux développements, notamment sur le modèle utilisé pour le calcul des retards. Ces évolutions ont été motivées pour prendre en compte des configurations plus complexes, comme par exemple le contrôle de matériaux

anisotropes et hétérogènes où la méthode a été couplée à un modèle « rayon » prenant en compte la propagation dans de tels milieux (Shlivinski et Langenberg, 2007; Connolly *et al.*, 2009). L'algorithme de base est mis en œuvre dans le domaine temporel, des versions fréquentielles exploitant à la fois une transformée de Fourier temporelle et une transformée de Fourier spatiale bidimensionnelle ont été développées (par exemple, la méthode FT-SAFT (Nagai, 1984; Mayer *et al.*, 1990)). Récemment des algorithmes avancés de migration opérant dans le domaine de Fourier, comme la méthode de Stolt (Stolt, 1978), ont été appliquées au CND par ultrasons (Chang et Chern, 2000; Stepinski, 2007; Hunter *et al.*, 2008). La méthode SAFT a été étendue aux acquisitions multi-éléments de type FMC également appelées *Sampling Phased Array*, les méthodes ainsi développées dans ce contexte ont pour dénomination *Total Focusing Method (TFM)* (Holmes *et al.*, 2005) ou *TomoSAFT* (Bulavinov *et al.*, 2006). Des versions fréquentielles s'appuyant sur la méthode de migration précitée et s'appliquant sur de telles acquisitions ont aussi été développés (par exemple (Hunter *et al.*, 2008)).

Classiquement, il est supposé un seul mode de propagation, en onde de volume longitudinal en général. Une autre voie de développements a porté sur la prise en compte de modes de propagation plus complexes, par exemple par ondes guidées (Kwon *et al.*, 2009; Catton *et al.*, 2009) ou avec des ondes de trajet direct, indirect ou de coin (Zhang *et al.*, 2009) (cf. CHAPITRE 5). Les algorithmes de reconstruction que nous avons développés sont basés sur cette approche. Ils ont été couplés à une modélisation complète du contrôle, permettant, entre autres, de prendre en compte des configurations complexes et différents types d'acquisitions multi-éléments.

1.3.3 Méthodes s'appuyant sur une analyse de l'opérateur de Retournement Temporel

Les techniques dites de Retournement Temporel (RT) sont fondées sur l'invariance temporelle de l'équation de propagation des ondes. Quelques soient les déformations subies dans un milieu de propagation complexe (voir par exemple Jeong *et al.* (2009)) par une onde rayonnée à partir d'une source donnée, il existe toujours, en théorie, une onde duale capable de parcourir en sens inverse tous les chemins complexes et qui converge exactement à la source. Le « miroir à retournement temporel » crée physiquement cette onde duale à partir d'un réseau d'éléments (émetteurs et récepteurs) et des mémoires électroniques, et est utilisé pour focaliser sur une cible une énergie ondulatoire sans connaissance *a priori* des milieux traversés. En pratique dans le contexte du CND et comme il est schématisé sur la FIGURE 1.7 :

1. Les éléments émettent une onde brève vers le solide à inspecter.
2. Si une hétérogénéité (défaut) est présente dans le volume insonifié, il recevra une partie de l'énergie incidente et se comportera comme une source acoustique renvoyant un écho qui sera mesuré par l'ensemble des éléments.
3. Tous les signaux mesurés sont réémis dans une chronologie inversée, et, l'onde ainsi créée se refocalise sur sa source initiale.

L'itération de cette procédure assure la convergence du faisceau ultrasonore sur le défaut le plus écho-gène optimisant ainsi sa détection.

La méthode DORT (Diagonalisation de l'Opérateur de Retournement Temporel) développée par Prada et Fink (1994) dérive de cette approche. Elle s'appuie sur l'analyse mathématique du processus itératif du retournement temporel et a pour avantage d'éviter d'effectuer physiquement toutes les itérations en se contentant d'une acquisition de la « matrice des réponses inter-éléments », autrement dit une acquisition FMC. Dans le domaine fréquentiel, la décomposition en valeurs singulières de cette matrice renseigne sur le nombre de diffuseurs présent dans le milieu. À chaque valeur singulière significative peut, en général, être associé un diffuseur et le vecteur singulier correspondant donne accès à la loi de phases permettant de focaliser sur ce même diffuseur. L'analyse de la matrice donne ainsi accès directement aux lois d'amplitude et de retard qui seraient obtenues lors d'une opération de focalisation itérative par RT.

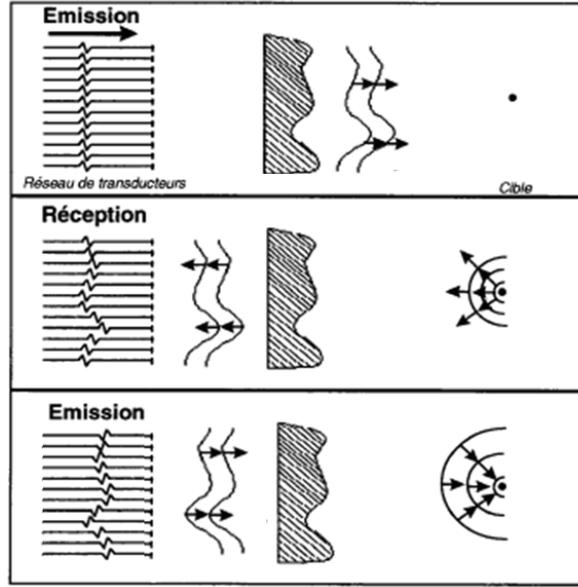


FIGURE 1.7 : Principe du retournement temporel.

La méthode DORT est ainsi une méthode de focalisation dynamique puissante qui permet d'optimiser la détection de défauts par un réseau multi-éléments sans connaissance *a priori* de la géométrie des interfaces et des caractéristiques des matériaux traversés. Lorsque l'on dispose de cette connaissance, la décomposition de l'opérateur retournement temporel peut être exploitée à des fins d'imagerie. Une première possibilité consiste à effectuer une rétro-propagation numérique des signaux (signaux déduits des « vecteurs singuliers »). Cette opération nécessite la mise en œuvre d'une modélisation de la propagation de l'onde dans la pièce inspectée (Prada *et al.*, 2002). La cartographie du champ ultrasonore dans la pièce fournit alors une image permettant de localiser le défaut détecté. La résolution obtenue par cette technique est fonction de la PSF (pour *Point Spread Function*, ou en français, fonction d'étalement du point) autrement dit de l'ordre des dimensions de la tache focale du réseau multi-éléments.

Afin d'obtenir une meilleure résolution plusieurs auteurs (Lehman et Devaney, 2003; Prada et Thomas, 2003; Devaney, 2005) ont proposé de coupler la méthode d'acquisition à des algorithmes de traitement issues des techniques de séparation de sources. Une attention particulière a été portée à l'algorithme MUSIC (*MUltiple Signal Classification*) (Cheney, 2001; Kirsch, 2002). Les fondements de l'application de cet algorithme à l'imagerie multi-éléments sont décrits pour le cas acoustique dans Lehman et Devaney (2003). L'algorithme MUSIC est basé sur une décomposition de l'espace des signaux mesurés en un sous espace signal et un sous espace bruit. Les vecteurs singuliers associés aux valeurs singulières les plus importantes forment une base du sous espace signal, ceux qui restent forment une base du sous espace bruit. En notant $h(x, r_j)$ le champ acoustique en un point x de la région d'intérêt rayonné par l'élément $j = 1 \dots N$ du réseau localisé en r_j , le principe de la méthode est le suivant :

- Si un diffuseur est présent en x , le vecteur $H(x) = [h(x, r_1), \dots, h(x, r_N)]^t$ est un vecteur singulier de la matrice et par construction appartient au sous espace signal.
- Les vecteurs singuliers étant orthogonaux, la projection d'un vecteur du sous espace signal sur le sous espace bruit est nul.

Par conséquent si l'on cartographie la quantité

$$E(x) = 1 / \|\mathcal{P}_{\text{bruit}}[H(x)]\|^2, \quad (1.5)$$

où $\mathcal{P}_{\text{bruit}}[H(x)]$ est la projection de $H(x)$ sur le sous-espace bruit alors on observera des maxima d'intensité au voisinage des défauts. La méthode consiste donc i) à calculer les champs rayonnés par les différents

éléments au moyen d'un modèle approprié ii) à effectuer la décomposition en valeurs singulières de la matrice inter-éléments pour une fréquence iii) à partir de la définition d'un seuil séparant sous-espace bruit et sous-espace signal de calculer l'estimateur $E(x)$ dans la région d'intérêt.

La méthode appliquée à la localisation de fils métalliques immergés (Prada et Thomas, 2003) ou à la détection de défaut a mis en évidence une résolution très inférieure à la PSF du réseau. Étendue au domaine élastique (Ammari *et al.*, 2008) elle a été implémentée dans la plate-forme CIVA et mise en œuvre (Calmon *et al.*, 2008) sur des configurations de contrôle par immersion de pièce métallique.

1.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principaux aspects du CND par ultrasons et notamment les techniques multi-éléments. L'utilisation conventionnelle de ces derniers permet une nette amélioration des performances de contrôle comparé aux méthodes utilisant des traducteurs mono-éléments. En fonctionnant en mode « avancé », en particulier avec l'acquisition des signaux élémentaires, de nouvelles possibilités d'inspection sont envisageables. Néanmoins, les données obtenues peuvent être complexes à analyser, ainsi des méthodes d'imagerie s'avèrent attractives pour aider à la localisation des défauts en présence.

Nous avons présentées différentes stratégies d'imagerie, notamment la focalisation synthétique et le retournement temporel. Cette dernière se montre très efficace en CND par ultrasons mais nécessite l'acquisition de la matrice inter-élément (la *Full Matrix Capture*). Afin de prendre en compte les divers modes d'acquisitions multi-éléments, nous proposons des méthodes d'imagerie « génériques » pouvant ainsi être appliquées avec tous types d'acquisition multi-éléments, qu'elle soit conventionnelle ou non. La description de ces différents algorithmes fera l'objet du chapitre suivant.

2

Algorithmes de reconstruction

2.1 Introduction

Nous appelons « reconstruction » un post-traitement que l'on applique aux signaux mesurés lors d'une acquisition de contrôle afin de localiser et, si possible, de caractériser les défauts à l'origine des échos. Les méthodes de reconstruction proposées ici reposent sur un principe « classique » d'identification de temps de vol. Elles exploitent des données issues de la modélisation (amplitude et temps de vol des échos) et peuvent s'appliquer, en principe, à tous types d'acquisition multi-éléments dès lors que l'on dispose d'un modèle direct adapté. Ainsi, dans ce chapitre, ces acquisitions sont considérées quelconques¹ et sont constituées d'une collection de M signaux notés $s_n(t)$, $n = 1, \dots, M$ se référant à des conditions d'émission et de réception définissant un tir ultrasonore.

De manière générale, la mise en œuvre d'une méthode de reconstruction permet d'obtenir une cartographie dans la pièce indiquant la position des éventuels diffracteurs en présence. Les algorithmes décrits dans la suite nécessitent tout d'abord la définition d'une région d'intérêt (ou *Region Of Interest (ROI)*) dans laquelle le ou les défauts détectés sont recherchés. Chaque algorithme s'appuyant sur différentes stratégies combinant les données théoriques (extraites d'un modèle direct) et les signaux acquis, vise à obtenir une grandeur scalaire dont la valeur est représentative de la « plausibilité » de présence de défaut. Dans la suite de ce document, on dénommera cette grandeur « indicateur de présence de défaut ». Sa cartographie permet la localisation d'éventuels défauts et est obtenue en évaluant cet indicateur en chacun des points de la ROI.

L'utilisation de la modélisation permet également d'envisager des configurations de contrôle complexes (pièces non canoniques, hétérogènes, anisotropes, ...). Après une brève discussion des deux modèles directs utilisés au cours de ces travaux, nous nous focaliserons sur les algorithmes développés.

2.2 Modélisation directe

Différents modèles, plus ou moins sophistiqués, peuvent être couplés aux algorithmes de reconstruction et utilisés pour fournir les données théoriques nécessaires. Dans cette étude nous avons considérés deux modèles différents. Le premier consiste à effectuer une modélisation complète d'un signal écho, alors que le deuxième, par analogie avec les rayons lumineux, utilise le concept de « rayon » pour décrire le trajet de l'onde ultrasonore entre l'émetteur et un point cible de la ROI et entre ce dernier et le récepteur.

Nous nous limitons ici à la propagation des ondes suivant des trajets directs, *i.e.* du type émetteur-défaut-récepteur, les réflexions sur les interfaces étant négligées. La prise en compte de trajets multiples incluant

1. L'application de ces algorithmes avec différents types d'acquisitions multi-éléments est abordée au CHAPITRE 3.

2.2.1 - « Méthode écho »

ces réflexions est discutée au CHAPITRE 5.

2.2.1 « Méthode écho »

Nous nommons « méthode écho », la méthode d'extraction des données théoriques basée sur une modélisation complète du signal écho. Cette dernière repose cependant sur l'hypothèse que le défaut est ponctuel (petit devant la longueur d'onde) et diffracte de manière isotrope, ce qui permet d'obtenir une modélisation simple de l'écho résultant de cette diffraction en négligeant les caractéristiques géométriques du défaut.

Nous verrons cependant comment les algorithmes de reconstruction utilisant cette modélisation peuvent s'appliquer à des défauts étendus au CHAPITRE 5.

2.2.1.1 Modélisation d'un écho dû à un diffracteur ponctuel

Dans cette partie seules les grandes lignes de la modélisation d'un écho dû à un diffracteur ponctuel seront rappelées, pour plus de détails le lecteur se référera notamment à Stepanishen (1971); Lhémercy (1991).

Considérons un tir n défini par les ensembles T et R des éléments actifs respectivement à l'émission et à la réception. Ces deux ensembles peuvent être différents. Afin d'avoir une formulation générale du signal écho, nous prenons aussi en compte les retards électroniques que l'on peut imposer en émission ($\{\tau_i^{\text{tr}}\}_{i \in T}$) et/ou en réception ($\{\tau_j^{\text{re}}\}_{j \in R}$).

On suppose ici qu'à chaque élément est associée une voie électronique. Le signal élémentaire $\varphi_{ij}^{\text{el}}(P, t)$, que l'on recevrait sur la voie $j \in R$ avec une émission par la voie $i \in T$ en présence d'un diffracteur supposé ponctuel en un point P de la pièce, peut être exprimé à l'aide du formalisme de la réponse impulsionnelle (Stepanishen, 1971; Lhémercy, 1991) par

$$\varphi_{ij}^{\text{el}}(P, t) = \{h_i^{\text{tr}}(P, t) \otimes h_{\text{ea}}(t) \otimes u(t)\} \otimes \{h_j^{\text{re}}(P, t) \otimes h_{\text{ae}}(t)\}. \quad (2.1)$$

\otimes représente le produit de convolution temporelle, $u(t)$ est le signal d'entrée que l'on considère identique pour tous les couples émetteur-récepteur, $h_{\text{ea}}(t)$ et $h_{\text{ae}}(t)$ sont respectivement les réponses impulsionnelles électro-acoustique et acousto-électrique du système. Ces dernières rendent compte du phénomène de transduction, c'est-à-dire la conversion de l'énergie électrique en énergie acoustique et vice versa. $h_i^{\text{tr}}(P, t)$ et $h_j^{\text{re}}(P, t)$ sont respectivement les réponses impulsionnelles acoustiques des éléments émetteur i et récepteur j , qui traduisent la propagation de l'onde de l'élément i vers le point P et du point P vers l'élément j .

En définissant $v(t)$ la réponse impulsionnelle électrique du système en émission-réception (Lingvall, 2004)

$$v(t) = h_{\text{ea}}(t) \otimes h_{\text{ae}}(t) \otimes u(t), \quad (2.2)$$

et en l'introduisant dans (2.1) nous obtenons

$$\varphi_{ij}^{\text{el}}(P, t) = v(t) \otimes h_i^{\text{tr}}(P, t) \otimes h_j^{\text{re}}(P, t). \quad (2.3)$$

Le signal reçu sur un élément $j \in R$ découlant du principe de superposition, la réponse impulsionnelle totale en émission est donc la somme de toutes les réponses impulsionnelles retardées $h_i^{\text{tr}}(P, t - \tau_i^{\text{tr}})$, $i \in T$.

Le signal $\varphi_n(P, t)$ correspondant au tir n est la somme des signaux reçus et retardés sur chacune des voies

$j \in R$,

$$\begin{aligned}\varphi_n(P, t) &= \sum_{j \in R} \left\{ \sum_{i \in T} v(t) \otimes h_i^{\text{tr}}(P, t - \tau_i^{\text{tr}}) \right\} \otimes h_j^{\text{re}}(P, t - \tau_j^{\text{re}}) \\ &= v(t) \otimes \sum_{j \in R} \sum_{i \in T} h_i^{\text{tr}}(P, t - \tau_i^{\text{tr}}) \otimes h_j^{\text{re}}(P, t - \tau_j^{\text{re}}),\end{aligned}\quad (2.4)$$

la forme d'onde $v(t)$ étant prise identique pour tous les couples émetteur-récepteur.

2.2.1.2 Extraction des temps de vol et des amplitudes

En tenant compte de la propagation réelle de l'onde entre les émetteurs, le point P et les récepteurs, le temps de l'écho du signal $\varphi_n(P, t)$, que l'on définit comme étant le temps où l'amplitude de son « enveloppe » est maximale, permet d'obtenir le temps de vol théorique pour le tir n et le point P , *i.e.* le temps d'écho que l'on aurait pour ce tir s'il existait un diffracteur en P . Nous avons fait le choix d'utiliser l'enveloppe de Hilbert (plutôt que le signal lui-même), celle-ci ayant pour avantage de fournir un temps de vol de référence puisqu'elle est unique quel que soit le déphasage appliqué au signal (cf. Annexe A). Ainsi, en notant $\Phi_n(P, t) = \text{Env}\{\varphi_n(P, t)\}$ l'enveloppe de Hilbert du signal $\varphi_n(P, t)$, les données théoriques correspondant au couple (n, P) , t_{nP} et Φ_{nP} respectivement le temps de vol et l'amplitude, sont donnés par :

$$t_{nP} = \underset{t}{\text{argmax}} \{\Phi_n(P, t)\}, \quad (2.5a)$$

$$\Phi_{nP} = \Phi_n(P, t_{nP}). \quad (2.5b)$$

La FIGURE 2.1 illustre l'extraction des données théoriques à partir de $\Phi_n(P, t)$.

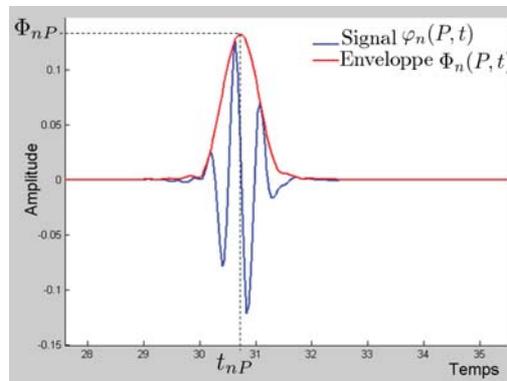


FIGURE 2.1 : Temps de vol t_{nP} et amplitude maximum de l'enveloppe Φ_{nP} extraits à partir d'un signal écho théorique $\varphi_n(P, t)$.

2.2.2 « Méthode rayon »

La « méthode rayon » permet de calculer le temps de parcours d'une onde à partir de son trajet géométrique à l'intérieur de la pièce. Elle a l'avantage de permettre un temps d'exécution plus rapide que la méthode « écho », rapidité qui se paye par une limitation puisque seuls les temps de vol sont accessibles.

Cette méthode est bien adaptée aux cas qui nous occupent où l'on considère l'émission et la réception indépendamment pour les différents éléments du traducteurs. En effet la taille de l'élément étant plus petite ou de l'ordre de la longueur d'onde il est justifié de considérer des temps de parcours calculés le long de rayon partant du centre de chaque élément. Dans le cas de traducteur mono-élément standard, ce calcul

2.3.1 - Exploitation des temps de vol : *Focalisation en Tous Points* (FTP)

connait des limitations du fait de la taille finie de la pastille et la nécessité de prendre en compte l'intégration sur sa surface. Au cours de cette étude nous avons utilisé le module de calcul de rayon CIVA.

2.2.3 Grille de calcul et interpolation

Afin d'être capable de fournir des images avec une bonne résolution tout en conservant des temps de traitement raisonnables, une méthode d'extraction faisant appel à un algorithme d'interpolation a été implémentée permettant de limiter le nombre de points en lesquels est effectué un calcul de temps de vol. Le principe de la méthode est le suivant. À partir de la ROI qui est échantillonnée en fonction de la résolution souhaitée de l'image, une grille de calcul est générée aussi lâche que possible. Sur cette grille « grossière » sont effectués les calculs de temps de vol (et le cas échéant d'amplitude) proprement dits par la méthode écho ou la méthode rayons. Les temps de vol (et le cas échéant les amplitudes) sur les noeuds de la ROI n'appartenant pas à cette grille sont ensuite calculés par interpolation. Une étude paramétrique non reportée ici a conduit à retenir un pas d'échantillonnage de la grille de calcul égal à la longueur d'onde et a montré qu'une interpolation linéaire fournissait des résultats satisfaisants. Tous les exemples présentés dans ce manuscrit utilisent cette méthode.

2.3 Algorithmes de reconstruction : exploitation des données théoriques

Les algorithmes de reconstruction qui sont décrits dans cette section peuvent être appliqués à tous types d'acquisition multi-éléments. C'est pourquoi dans la suite la méthode écho est utilisée permettant d'obtenir les données théoriques extraites d'un signal $\varphi_n(P, t)$ (2.4), soit l'amplitude maximale de son enveloppe Φ_{nP} (2.5b) et le temps de vol correspondant t_{nP} (2.5a), sans restriction sur le type d'acquisition mise en œuvre.

2.3.1 Exploitation des temps de vol : *Focalisation en Tous Points* (FTP)

Le principe de l'algorithme de reconstruction que nous décrivons dans cette section découle de la méthode *Synthetic Aperture focusing Technique (SAFT)* (Doctor *et al.*, 1986) utilisée dans le cas de contrôle par balayage mécanique d'un traducteur divergent mono-élément et qui consiste à avoir une sommation cohérente des signaux reçus là où sont effectivement localisés les défauts. Cette approche peut aisément être transposée aux acquisitions multi-éléments, nous pouvons ainsi citer la méthode *Total Focusing Method (TFM)* décrite dans Holmes *et al.* (2005) qui est une méthode de focalisation synthétique qui s'applique sur un type d'acquisition particulier, la *FMC*. La méthode ne nécessite que le calcul des temps de vol qui, de manière classique, reposent sur des hypothèses simples (comme la propagation sphérique des ondes due à une source « ponctuelle ») si bien que ces derniers peuvent se déduire facilement à l'aide de la distance euclidienne entre le récepteur et le point cible et entre le point cible et le récepteur lorsque le traducteur est au contact sur une pièce homogène.

Les configurations de contrôle que nous envisageons dans ces travaux de thèse sont plus complexes, comme par exemple des acquisitions en immersion au dessus de pièces de géométrie irrégulière. Dans ces cas, le calcul des temps de vol nécessite un recours à des modèles de propagation plus sophistiqués, comme ceux qui ont été décrits dans la section § 2.2. La méthode, que nous nommons « *Focalisation en Tous Points (FTP)* » et reposant sur les principes évoqués précédemment, ainsi couplée à ces modèles a pour avantage de pouvoir être mise en œuvre sur tous les types d'acquisitions multi-éléments.

En chaque point P de la ROI, l'expression de l'indicateur FTP, qui découle naturellement de celle de l'indicateur SAFT, est donnée par

$$E_{\text{FTP}}(P) = \sum_{n=1}^M \lambda_{nP}, \quad (2.6)$$

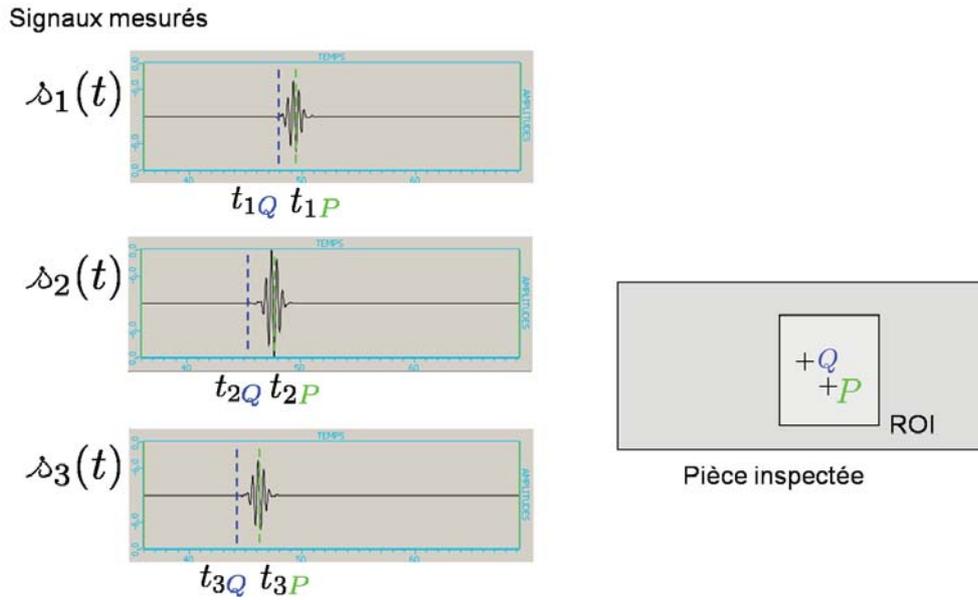


FIGURE 2.2 : Application de l'algorithme FTP en deux points de la ROI

où $\Delta_{nP} = \Delta_n(t_{nP})$ est l'amplitude du signal mesuré évaluée au temps de vol théorique correspondant au point P et au tir n .

L'expression (2.6) se justifie en considérant que l'amplitude du signal $\Delta_n(t)$ à l'instant t est susceptible de correspondre à la diffraction du champ incident par un diffracteur situé en un point P tel que $t = t_{nP}$. De ce fait, l'amplitude Δ_{nP} peut être vue comme une indication de la présence d'un diffracteur en P d'autant plus significative que Δ_{nP} est grand. La sommation permet alors de maximiser l'amplitude en les lieux de « plausibilité » maximale de présence d'un diffracteur. La FIGURE 2.2 illustre ce fait. Les temps de vol théoriques correspondant à deux points P et Q de la ROI sont repérés sur trois signaux que l'on a mesuré. Au point P pour lequel les temps de vol théoriques coïncident avec les échos mesurés sont extraites de fortes amplitudes, nous laissant ainsi supposer que le défaut réel est proche de ce point. En revanche, pour le point Q , l'absence de coïncidence entre les temps théoriques et les temps d'échos mesurés (qui se traduit par des amplitudes extraites faibles) permet de l'écarter pour la localisation du défaut.

Une autre façon de décrire le processus de reconstruction par FTP fait appel à la notion de « courbe isochrone ». Par définition, une courbe isochrone représente l'ensemble des points qui ont un temps de vol identique. En particulier, si le temps de vol théorique est égal au temps de l'écho mesuré sur le signal, le maximum de l'amplitude du signal est distribué le long de la courbe isochrone correspondante à ce temps. Cette dernière représente l'ensemble des lieux possibles des diffracteurs pouvant être à l'origine des échos mesurés (FIGURE 2.3). Le diffracteur recherché appartenant à chacune des isochrones, la sommation des amplitudes sur ces dernières est cohérente et permet alors de le localiser.

2.3.2 Exploitation des temps de vol et des amplitudes

Dans la suite, nous proposons différents indicateurs exploitant, en plus du temps de vol théorique, l'amplitude maximale de l'écho que l'on aurait en présence d'un diffracteur ponctuel (amplitude connue grâce à la modélisation du signal (2.4) telle que proposée § 2.2.1.1).

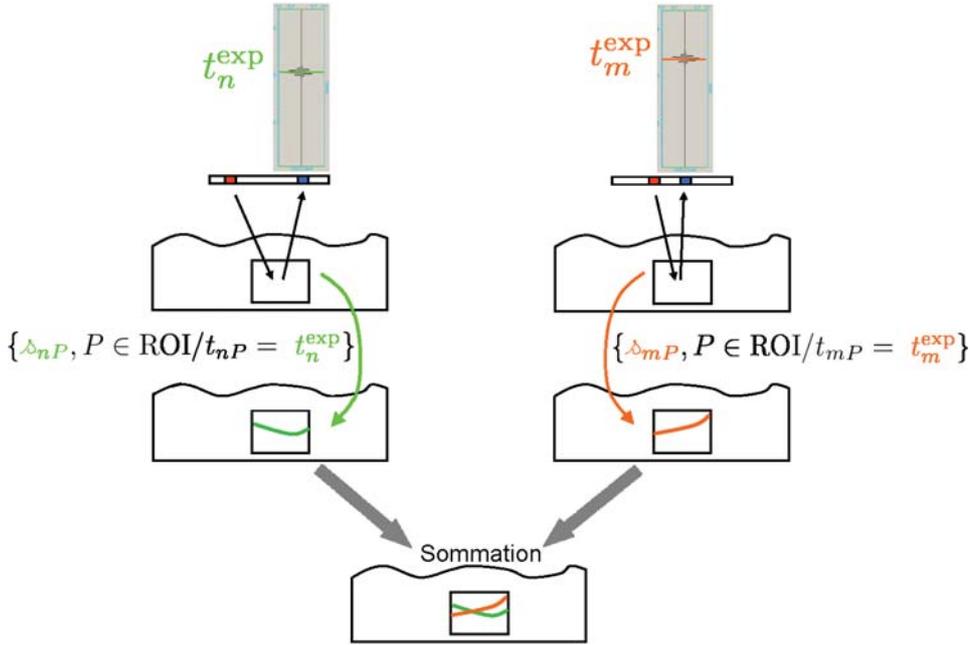


FIGURE 2.3 : Approche FTP vue par intersection d'isochrones

2.3.2.1 Utilisation d'un seuillage

Comme nous l'avons vu précédemment, l'algorithme FTP revient à privilégier les lieux d'intersection des courbes isochrones sur lesquelles sont distribuées les plus fortes amplitudes. Dans les situations les plus simples, leur intersection dessine une unique région permettant ainsi de localiser sans ambiguïté le défaut à l'origine des échos mesurés. Cependant, il peut arriver que, dans des situations plus complexes, les isochrones soient très différentes et se croisent de façon significative en des positions différentes de celle du diffracteur générant ainsi des taches « artefact » dans la cartographie reconstruite. Il est possible de remédier à ce type de situation en utilisant une analyse des amplitudes théoriques qui sont les amplitudes maximales des signaux échos (2.4) dans l'hypothèse où le défaut est localisé au point d'intérêt de la ROI.

L'idée principale est ici de replacer les amplitudes extraites des signaux sur les courbes isochrones en des lieux pouvant être réellement à l'origine d'échos et non sur la totalité de la courbe comme le fait l'algorithme FTP. Il s'agit, pour chaque tir, de prendre en compte uniquement les points les plus échogènes et donc susceptibles d'être à l'origine de l'écho mesuré. Ceci peut être obtenu grâce à l'introduction d'un seuillage s de la façon suivante :

1. Pour chaque tir, chercher l'amplitude maximale du point le plus échogène défini par

$$\forall n, \text{ chercher } \Phi_n = \max_P \{\Phi_{nP}\}.$$

2. Définir un seuil s (agissant sur la dimension de la zone à prendre en compte pour chaque tir).
3. La sommation s'effectue uniquement sur les points de la ROI ayant une amplitude théorique Φ_{nP} supérieure à $s\Phi_n$. L'expression de l'indicateur est alors donnée par

$$E_{\text{FTP}}^s(P) = \sum_n \omega_{nP} \delta_{nP}, \text{ où } \omega_{nP} = \begin{cases} 1 & \text{si } \Phi_{nP} \geq s\Phi_n \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}. \quad (2.7)$$

La FIGURE 2.4 montre la façon dont fonctionne le seuil sur l'amplitude pour un tir donné. La FIGURE 2.4(a) représente la courbe isochrone correspondante telle qu'utilisée par l'algorithme FTP. La FIGURE 2.4(b) représente une cartographie de l'amplitude Φ_{nP} des points de la ROI. Les points à l'intérieur

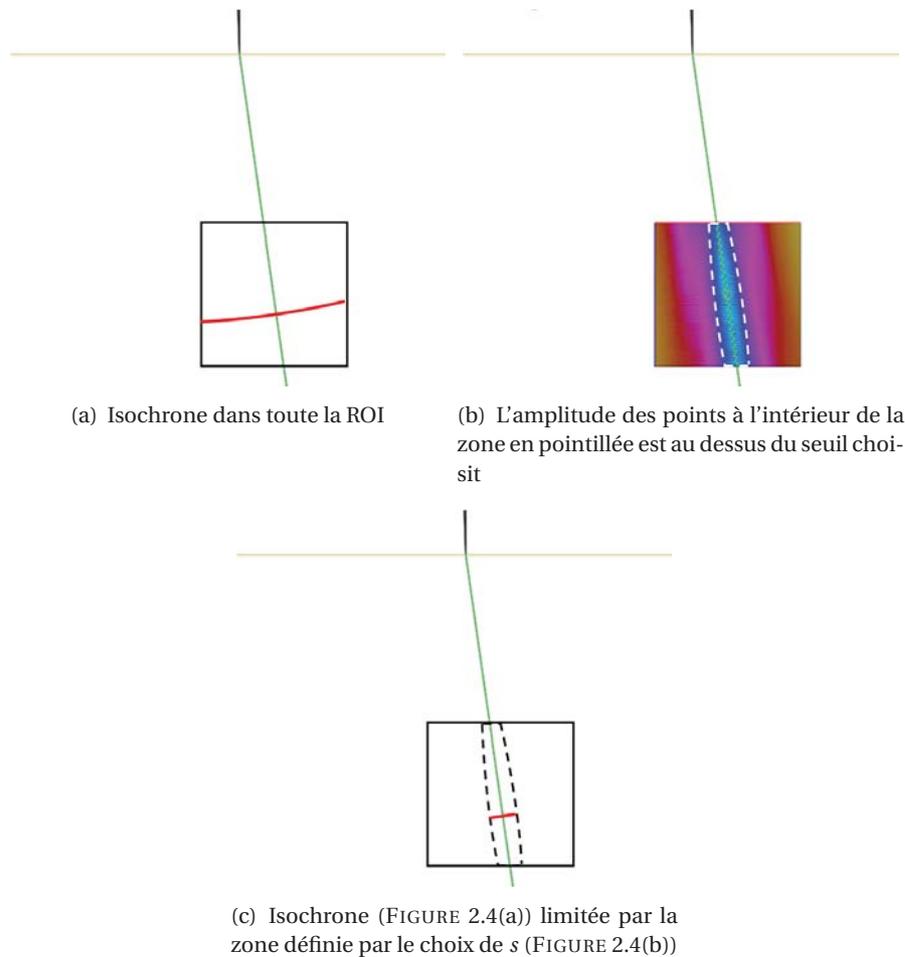


FIGURE 2.4 : Schéma de principe de l'utilisation du seuil en amplitude

de la zone délimitée par les pointillées correspondent aux points conservés avec l'application du seuil. Finalement, ne sont retenus que les points vérifiant simultanément les conditions en temps et en amplitude, ensemble de points décrit par l'intersection de l'isochrone et de la zone dépendante du seuil susmentionnée (FIGURE 2.4(c)).

Le seuil qui a été défini permet de restreindre, pour chaque tir, l'attribution de l'amplitude expérimentale aux points de l'isochrone qui peuvent effectivement être insonifiés. Un seuil global qui prendrait en compte tous les tirs semble être plus restrictif mais est à exclure. En effet pour deux tirs ultrasonores, l'amplitude du point le plus échogène n'est pas forcément du même ordre de grandeur. Dans ce cas, un seuil global risquerait d'éliminer les points qui, même s'ils pouvaient être détectés pour un certain tir, ne seraient pas pris en compte du fait d'une amplitude théorique trop faible par rapport à l'amplitude maximale sur tous les tirs et tous les points.

2.3.2.2 L'approche « BScan Vrai Généralisé »

Comme nous l'avons présentée au CHAPITRE 1, la technique dite BScan Vrai (BSV) peut être utilisée pour des acquisitions multi-éléments où sont effectués des balayages (au sens général). Cette méthode repose sur l'estimation du rayon –en général obtenu par post-traitement du champ ultrasonore (Porré, 2005)– le long

2.3.2 - Exploitation des temps de vol et des amplitudes

duquel on considérera que se propage l'onde et sur lequel est positionné l'écho mesuré (correspondant au défaut détecté).

Dans les cas simples, l'hypothèse du défaut se trouvant sur le rayon n'est vérifiée que pour le tir correspondant au maximum de l'écho, ce qui permet implicitement de localiser le défaut dans la pièce. En revanche, ne l'étant pas pour les autres tirs, ceux-ci n'ont pour fonction que « d'habiller » l'image et de fournir pour un écho une tache de localisation reflétant la résolution de cette méthode.

Dans des cas complexes, cette dernière hypothèse peut ne pas être vérifiée et mettre ainsi en défaut la technique d'image vraie. Cela peut se produire lorsque le faisceau varie de façon non continue d'un tir à l'autre comme par exemple dans le cas d'un balayage au dessus d'une surface irrégulière. Elle peut l'être également si le modèle géométrique conduit à une évaluation faussée du rayon ou encore plus généralement si la propagation dans le faisceau est mal décrite par un rayon (cas de faisceau présentant une courbure). Dans ces cas là, il apparaît nécessaire de mettre en œuvre des moyens de reconstruction plus sophistiqués afin de pallier les limitations du BSV. À la suite d'une réinterprétation du BSV, la méthode de BScan Vrai Généralisé (BSVG) est présentée. Elle suit une stratégie analogue à celle de BSV mais utilise les données théoriques extraites à partir de la méthode « écho » .

Réinterprétation du BSV Classiquement, le BSV apparaît comme une méthode permettant d'attribuer à un échantillon temporel dans l'espace de l'acquisition une position dans la pièce. Les méthodes de reconstruction consistent en général à faire l'inverse, en chaque point de la ROI un indicateur mesurant la « plausibilité » de la présence d'un diffracteur est calculé à partir des données mesurées. On peut réinterpréter le BSV en tant que méthode fournissant la cartographie d'un indicateur de présence de défaut en remarquant i) que le BSV revient à attribuer aux points de la ROI (décrivant un ensemble de rayons) l'amplitude d'un échantillon temporel et ii) que cet échantillon temporel est celui dont l'amplitude serait maximum si un diffracteur était présent au point considéré. Cet échantillon temporel est déterminé à partir des hypothèses « rayons » rappelées ci-dessus. Ce constat suggère le développement d'un algorithme de reconstruction qui s'appuie sur le même principe statistique mais qui s'affranchit des hypothèses rayons. La méthode que nous décrivons dans la suite reprend le même principe d'imagerie en l'appliquant de façon plus générale, c'est-à-dire en utilisant une modélisation écho ne se limitant pas aux points situés sur les rayons mais applicable à tous les points de la ROI. D'une certaine manière, cet algorithme que l'on a appelé « Bscan Vrai Généralisé » (BSVG) suit une logique « inversée » par rapport aux algorithmes précédents puisqu'il ne s'agit plus *a priori* de partir de l'ensemble des défauts potentiels (la ROI) pour déterminer un indicateur et sa cartographie mais plutôt de partir des signaux reçus $\delta_n(t)$ et de déterminer le lieu d'origine de chacun de leurs échantillons temporels, ce que réalise, par principe, le BSV.

Méthode BScan Vrai Généralisé Contrairement à la démarche adoptée de focalisation synthétique on ne va donc plus sommer des amplitudes (les $(\delta_{nP})_{N,ROI}$) plus ou moins importantes mais plutôt retenir parmi elles seulement la plus significative de la présence d'un diffracteur. L'algorithme BSVG se décompose en deux étapes,

1. Pour chaque point P de la ROI, on détermine théoriquement le tir $n(P)$ pour lequel l'amplitude du signal serait maximale si un diffracteur était présent en P (tir permettant une détection optimale), soit

$$n(P) = \underset{n}{\operatorname{argmax}} \{\Phi_{nP}\}.$$

2. S'il y a bien un défaut en P , le temps de vol théorique lié à ce point et au tir $n(P)$ doit coïncider avec le temps de l'écho du signal mesuré en ce tir, traduisant ainsi une forte amplitude extraite du signal correspondant à ces données. L'algorithme BSVG consiste à attribuer en un point P l'amplitude du signal $\delta_{n(P)}(t)$ évaluée au temps $t = t_{n(P)P}$, soit

$$E_{\text{BSVG}}(P) = \delta_{n(P)P}. \quad (2.8)$$

BSV versus BSVG En s'affranchissant des hypothèses rayons (propagation de l'onde le long d'un axe sur lequel se situe le diffracteur), le BSVG permet de corriger certaines limitations du BSV classique pouvant conduire à une localisation erronée des défauts, lorsque le modèle géométrique ne fournit pas une description correcte du champ ultrasonore ou lorsque le maximum de l'écho dû à un défaut est enregistré alors que l'axe focal ne passe pas par celui-ci. La localisation correcte des défauts avec le BSVG dans ces cas, par le fait que l'amplitude via la modélisation du signal (2.4) est prise en compte, permet de le considérer comme une référence dans la stratégie BSV. L'image BSVG est la « meilleure » image que l'on peut obtenir avec une stratégie statistique de type BSV (attribution d'un échantillon temporel à un point de la zone).

BSVG versus FTP L'algorithme FTP consiste à sommer en un point P de la ROI des échantillons temporels correspondant aux temps de vol théoriques en ce point et aux différents tirs. L'algorithme BSVG revient à limiter cette somme à un seul de ces termes. Cette remarque suggère de considérer FTP et BSVG comme deux cas particuliers d'un algorithme plus global qui est le suivant :

$$E_G^s(P) = \sum_{n=1}^M \omega_{nP} \delta_{nP}, \text{ où } \omega_{nP} = \begin{cases} 1 & \text{si } n \in N_P^s \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}, \quad (2.9)$$

avec N_P^s l'ensemble des tirs qui permettent une détection du diffracteur en P en accord avec le seuil s ,

$$N_P^s = \left\{ k / \Phi_{kP} \geq s \times \max_m \{ \Phi_{mP} \} \right\}. \quad (2.10)$$

Une valeur de $s = 1$ correspond à l'indicateur BSVG et un seuil $s = 0$ correspond à l'indicateur FTP (2.6). Le paramètre s permet de réduire la sommation FTP à un nombre limité de tirs. En ce sens il peut aussi être considéré comme un seuil en amplitude différent de celui proposé § 2.3.2.1 pour E_{FTP}^s .

2.3.2.3 FTP pondérée par la corrélation d'amplitude

Nous avons vu deux façons différentes de limiter la sommation FTP en exploitant des considérations liées aux amplitudes théoriques : les indicateurs E_{FTP}^s et E_G^s . Ces deux algorithmes s'appuient sur une comparaison des amplitudes théoriques $(\phi_{nP})_{N,ROI}$ à une amplitude de référence, elle même théorique ($\max_P \phi_{nP}$ pour le premier et $\max_n \phi_{nP}$ pour le deuxième). Dans ce qui suit, on se propose d'utiliser une mesure de la corrélation entre amplitude théorique et amplitude expérimentale. L'idée de l'algorithme proposé est ainsi d'exploiter les amplitudes maximales théoriques fournies par (2.5b) et de les comparer aux amplitudes des échos mesurés afin de localiser les éventuels défauts qui en sont à l'origine. Dans l'hypothèse où le défaut est quasi ponctuel et positionné en un certain point de la ROI, les amplitudes maximales théoriques pour ce point et pour chaque tir de l'acquisition sont identiques – à un coefficient multiplicatif près – aux amplitudes maximales des échos mesurés pour ces tirs. Ce coefficient, dépendant du gain à la réception, est supposé identique pour toute l'acquisition. Ainsi, la présence d'un défaut en un point de la ROI se traduit par des amplitudes théoriques et mesurées liées par une relation de proportionnalité.

Un coefficient basé sur cette propriété a été déterminé, mesurant, pour chaque points de la ROI, la « ressemblance » des amplitudes théoriques et des amplitudes extraites à partir des signaux mesurés. Il permet ainsi de déterminer si le point considéré est proche du défaut réel ou non.

Pour chaque point P de la ROI, notons $\Phi_P = [\Phi_{1P}, \dots, \Phi_{MP}]$ le vecteur contenant les amplitudes maximales des échos que l'on aurait pour chacun des tirs, en faisant l'hypothèse d'un diffracteur ponctuel en ce point. Afin d'effectuer une comparaison en amplitude, nous utilisons les enveloppes des signaux mesurés $\delta_n(t)$, $n = 1 \dots M$, qui permettent, par définition, d'obtenir les amplitudes instantanées en chaque instant,

2.3.3 - Formalisme unifié des algorithmes

et plus particulièrement aux temps de vol théoriques. De manière analogue à la notation du vecteur des amplitudes théoriques, notons $\mathbf{S}_P = [S_{1P}, \dots, S_{MP}]$ le vecteur des amplitudes instantanées évaluées aux temps de vol théoriques correspondant au point P et à chacun des tirs. Un défaut en P est équivalent au fait que ces deux vecteurs sont colinéaires. En effet,

- i si le diffracteur se trouve en P , alors les temps de vol théoriques pour chacun des tirs correspondent aux temps des maxima des enveloppes des signaux mesurés, les amplitudes maximales théoriques coïncident alors avec les amplitudes maximales mesurées.
- ii si le diffracteur ne se trouve pas en P , les amplitudes extraites des enveloppes des signaux ne correspondent pas aux amplitudes maximales, de ce fait l'existence d'une relation de proportionnalité les liant aux amplitudes maximales théoriques est peu probable.

La colinéarité des deux vecteurs Φ_P et \mathbf{S}_P peut aussi être vue comme le cas d'égalité dans l'inégalité de Cauchy-Schwarz, soit

$$\text{Le défaut se trouve en } P \iff \sum_{n=1}^M S_{nP} \Phi_{nP} = \sqrt{\sum_{n=1}^M S_{nP}^2} \sqrt{\sum_{n=1}^M \Phi_{nP}^2}. \quad (2.11)$$

Pour chaque point P de la ROI, un coefficient de corrélation se basant sur (2.11) peut être calculé, indiquant le degré de linéarité entre les deux vecteurs Φ_P et \mathbf{S}_P , synonyme d'une proximité plus ou moins grande de ce point avec le défaut réel. Ce coefficient, noté $C(P)$, est donné par

$$C(P) = \frac{\left(\sum_{n=1}^M S_{nP} \Phi_{nP} \right)^2}{\sum_{n=1}^M S_{nP}^2 \sum_{n=1}^M \Phi_{nP}^2}. \quad (2.12)$$

Le coefficient de corrélation associé à l'indicateur FTP permet d'en obtenir un nouveau qui se met sous la forme

$$E_C(P) = C(P) \sum_n \delta_n(t_{nP}) = C(P) E_{\text{FTP}}(P). \quad (2.13)$$

Le coefficient de corrélation $C(P)$ agit comme une pondération de l'image obtenue en appliquant l'algorithme FTP. Il permet ainsi une amélioration du contraste de l'image reconstruite vu que seules les zones où se trouvent les défauts peuvent être imagées. Les artefacts liés à une défaillance de la focalisation sont, de ce fait, éliminés. Un autre avantage de ce coefficient est qu'il est calculé automatiquement en prenant en compte les amplitudes théoriques et mesurées, il n'y a donc pas besoin de l'intervention de l'utilisateur par le biais d'un paramètre de type seuil.

L'utilisation de la corrélation n'est valable qu'à la condition que les hypothèses à la base de la méthode « écho » (§ 2.2.1) soient vérifiées : en particulier que le défaut soit quasi ponctuel et que dans le cas de plusieurs défauts ils soient assez éloignés les uns des autres pour ne pas interagir.

2.3.3 Formalisme unifié des algorithmes

Tous les algorithmes présentés peuvent se mettre sous la forme générale d'une sommation pondérée par un poids prenant en compte l'amplitude maximale théorique. Les indicateurs proposés se mettent sous la forme générique :

$$E(P) = \sum_n \omega_{nP} \delta_{nP}.$$

Les expressions des différents poids ω_{nP} sont rappelées dans le TABLEAU 2.1.

TABLEAU 2.1 : Expression des différents poids mis en œuvre dans les algorithmes de reconstruction

Algorithme	Poids ω_{nP}	Condition
FTP	$\omega_{nP} = 1, \forall (n, P)$	aucune
FTP seuillé	$\omega_{nP} = \begin{cases} 1 & \text{si } \Phi_{nP} \geq s\Phi_n \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$	définition d'un seuil
BSVG	$\omega_{nP} = \begin{cases} 1 & \text{si } n = \operatorname{argmax}_m \{\Phi_{mP}\} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$	aucune
G	$\omega_{nP} = \begin{cases} 1 & \text{si } n \in N_P^s = \left\{ k / \Phi_{kP} \geq s \times \max_m \{\Phi_{mP}\} \right\} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$	définition d'un seuil
FTP + Corrélation en amplitude	$\omega_{nP} = \frac{\left(\sum_n S_{nP} \Phi_{nP} \right)^2}{\sum_n S_{nP}^2 \sum_n \Phi_{nP}^2}$	aucune

3

Mise en œuvre des algorithmes de reconstruction sur différents types d'acquisitions multi-éléments

3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de mettre en évidence les avantages et les performances respectives des différents algorithmes présentés au CHAPITRE 2 sur des cas d'applications simulées ou expérimentaux. Nous avons déjà indiqué que ces algorithmes sont génériques, qu'ils relèvent d'un même formalisme et qu'ils peuvent, en principe, s'appliquer à toutes acquisitions multi-éléments.

D'un point de vue pratique cependant, il nous faut distinguer entre deux types d'acquisitions (cf. CHAPITRE 1) :

- les acquisitions de type *phased array* appliquant un principe de « formation de faisceau ». L'acquisition est constituée par un ensemble de tirs correspondant au balayage de la zone inspectée par un faisceau plus ou moins bien focalisé.
- les acquisitions « à voies élémentaires » qui exploitent l'ensemble des signaux acquis par les éléments récepteurs ayant de très grande acceptance angulaire.

On peut s'attendre à ce que la stratégie BSV-BSVG soit bien adaptée au premier type et que celle basée sur une sommation de type FTP le soit pour le second. Par ailleurs aux différents algorithmes sont associés des volumes de calcul différents suivant, en particulier, qu'ils nécessitent le calcul d'un temps de vol unique ou bien du couple amplitude/temps de vol. Il est donc important d'évaluer la pertinence de l'apport de cette donnée supplémentaire.

Nous présentons dans ce qui suit des résultats obtenus par simulation et expérience pour différents types d'acquisition dans deux configurations, l'une canonique (surface de la pièce plane) et l'autre complexe. Pour ce faire nous avons utilisé une pièce en acier, supposée homogène et isotrope, présentant une partie plane et une partie irrégulière. La géométrie de cette pièce est représentative de certaines problématiques industrielles. Elle comporte deux séries de 4 trous « génératrices » de 2 mm de diamètre, l'une se trouvant sous la partie plane et l'autre sous la partie complexe de la surface (FIGURE 3.1). Les centres de ces différents défauts sont donnés au TABLEAU 3.1.

Un traducteur multi-éléments, dont les caractéristiques se trouvent TABLEAU 3.2, a été utilisé pour les différentes acquisitions décrites dans la suite du chapitre.

3.2.1 - Configurations de contrôle et imagerie BSV

Partie plane		Partie complexe	
Défaut	Centre	Défaut	Centre
T_1	(100,5; 20)	T_5	(200; 20)
T_2	(97; 30)	T_6	(196,5; 30)
T_3	(93,5; 40)	T_7	(193; 40)
T_4	(90; 50)	T_8	(189,5; 50)

TABLEAU 3.1 : Coordonnées des centres des différents défauts (trous génératrices de 2 mm de diamètre).

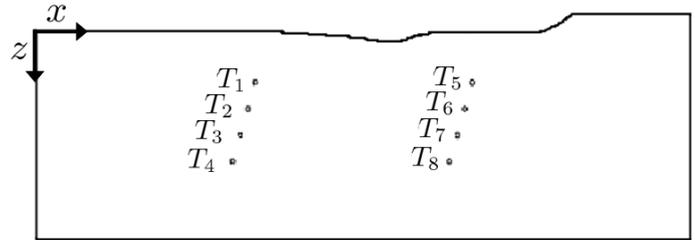


FIGURE 3.1 : Profil de la pièce inspectée.

TABLEAU 3.2 : Caractéristiques du traducteur multi-éléments

Type	Nombre d'élément	Dimension élément	Espace inter-élément ²	Pas inter-élément ³	Fréq. centrale
Linéaire	64	1,2 mm × 25 mm	0,2 mm	1,4 mm	2 MHz

3.2 Acquisition à faisceau formé : exemple du balayage angulaire

Nous avons retenu l'exemple du balayage angulaire comme cas représentatif d'une acquisition multi-éléments de type *phased array*. Une telle acquisition est obtenue en appliquant des retards en émission et en réception afin de dévier le faisceau ultrasonore suivant l'angle désiré. Ainsi, en effectuant des tirs ultrasonores pour différents angles, un secteur angulaire de la pièce est insonifié. Ce type de balayage utilise les mêmes éléments en émission et en réception.

3.2.1 Configurations de contrôle et imagerie BSV

Un balayage angulaire en onde longitudinale (de vitesse $c_L = 5900$ m/s) est effectué au dessus des deux zones d'intérêt de la pièce. Aux deux positions, nous effectuons une déviation angulaire allant de 0° à 60° –par rapport à l'axe vertical z – par pas de 1° . Nous obtenons ainsi les signaux $\delta_n(t)$, $n = 0, \dots, 60$ correspondant aux $M = 61$ tirs réalisés.

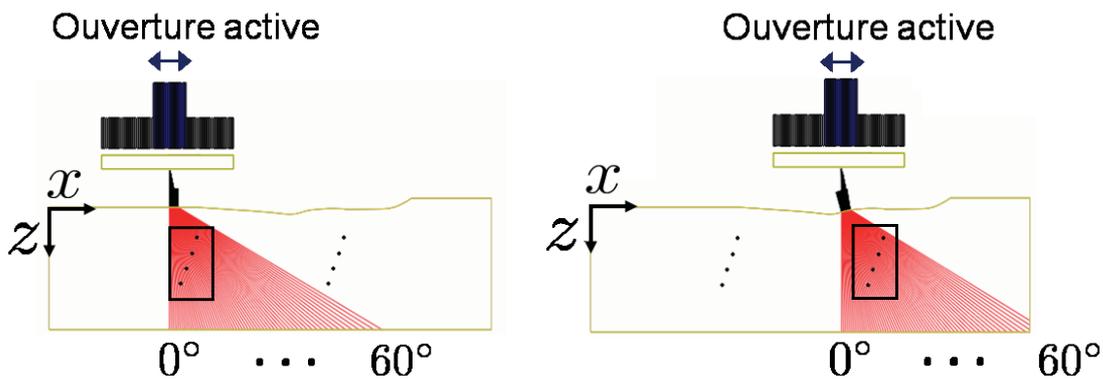
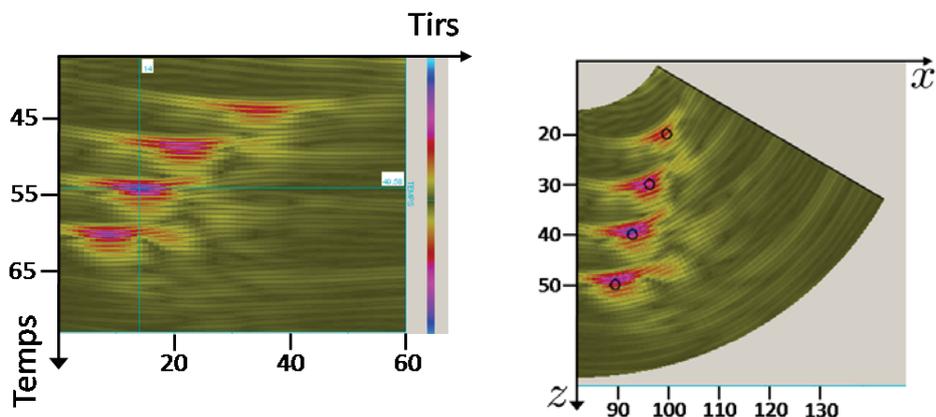


FIGURE 3.2 : Configurations de contrôle en balayage angulaire au dessus de la surface plane (à gauche) et de la surface irrégulière (à droite).

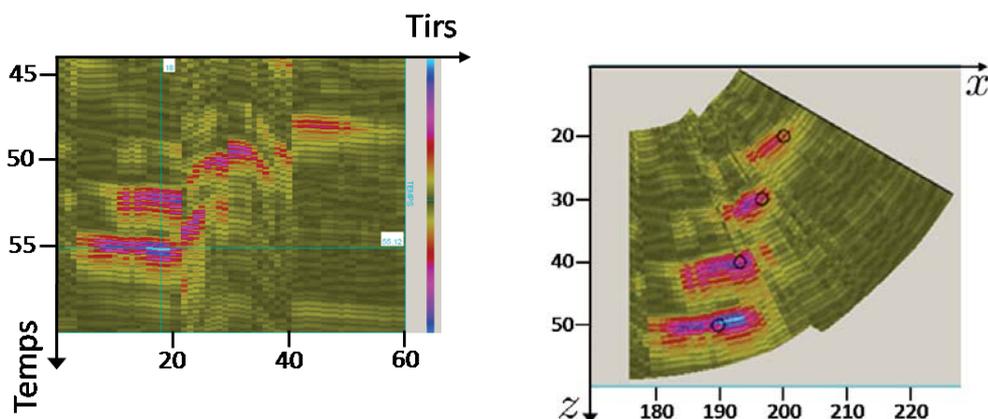
En prenant comme origine du repère le coin en haut à gauche de la pièce le milieu du traducteur a respectivement pour abscisse $x = 80$ mm et $x = 170$ mm, et, pour ordonnée $z = -25$ mm, ce qui correspond à une hauteur d'eau $h_e = 25$ mm au dessus de la surface plane et une hauteur d'eau $h_e \approx 25 \pm 5$ mm variable au dessus de la surface complexe (FIGURE 3.2).

2. Distance entre les 2 bords proches de 2 éléments voisins.
3. Distance entre les 2 même bords de 2 éléments voisins.

Pour ces deux acquisitions, sont donnés FIGURE 3.3, à gauche, les BScans qui représentent, avec un code couleur, les amplitudes des signaux mesurés expérimentalement (en abscisse) en fonction du temps (en ordonnée), et, à droite, les BScans Vrais correspondants calculés par CIVA. Les rayons sur lesquels sont positionnés les signaux sont calculés en prenant en compte l'état de surface (ils sont représentés –en rouge– FIGURE 3.2).



(a) Au dessus de la surface plane



(b) Au dessus de la surface complexe

FIGURE 3.3 : Scan tirs-temps (à gauche) et images « vraies » (à droite) pour le contrôle en balayage angulaire, au dessus de la surface plane (a) et au dessus de la surface complexe (b).

Cet exemple a été retenu car il met en évidence les limitations de l'algorithme BSV : on constate FIGURE 3.3 que le défaut le plus profond est mal positionné sous la surface complexe. On a déjà indiqué qu'une localisation correcte à partir d'une image BSV suppose que le maximum de l'écho est obtenu lorsque le défaut intercepte l'axe du faisceau. C'est cette hypothèse qui est mise en défaut ici comme nous allons le montrer en analysant les faisceaux transmis. Ces faisceaux ont été obtenus par le module de calcul de champ de CIVA. FIGURE 3.4(a) sont représentées les cartographies de champ et visualisées en code couleur le module du champ de déplacement. On constate que le rayon est bien représentatif de la propagation de l'onde. On constate FIGURE 3.4(b) que ce n'est plus le cas sous la surface complexe. La déviation de 15° est celle dont l'axe intercepte en théorie le défaut, or, l'amplitude du champ au niveau du défaut est bien plus faible que pour la première ou dernière déviation pour lesquelles les axes théoriques n'interceptent pas les défauts. L'image vraie faisant l'hypothèse que le défaut, à l'origine de l'écho, se trouve sur l'axe du faisceau,

3.2.1 - Configurations de contrôle et imagerie BSV

est alors mise en défaut dans ce cas. La FIGURE 3.4(b) et la FIGURE 3.4(c) montrant en parallèle le champ transmis dans la pièce et le trajet pris en compte lors de la construction de l'image vraie (données simulées) permettent alors d'expliquer les deux taches de part et d'autre de la position réelle du défaut.

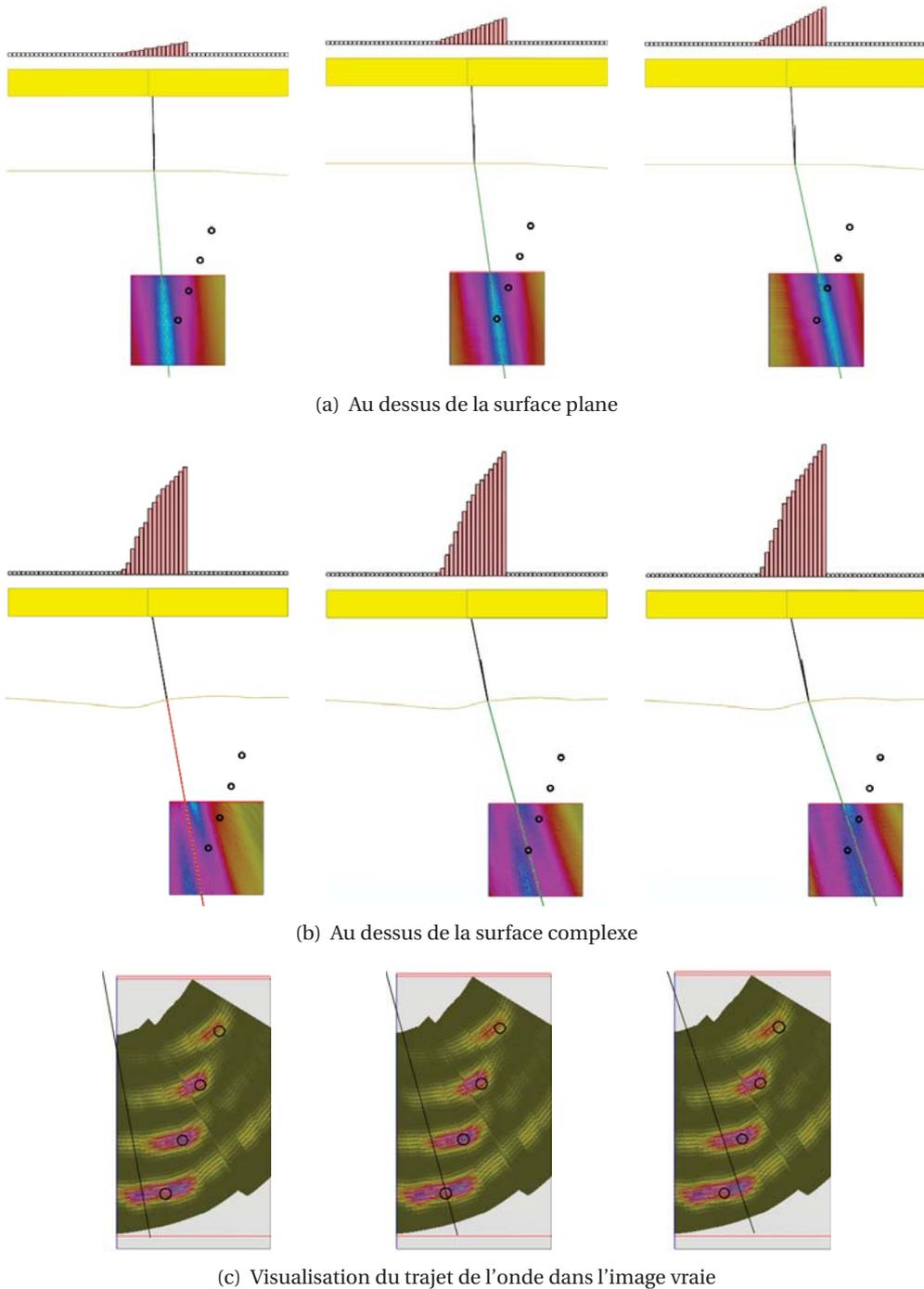


FIGURE 3.4 : Cartographies du champ ultrasonore en émission obtenues pour trois déviations angulaires, 4° (à gauche), 8° (au milieu) et 12° (à droite) au dessus de la surface plane (a), et, 10° (à gauche), 15° (au milieu) et 18° (à droite) au dessus de la surface irrégulière (b). Visualisation du trajet ultrasonore dans l'image vraie (sous la surface irrégulière) (c).

Nous nous trouvons donc ici dans un cas où il peut être intéressant d'appliquer les algorithmes de reconstruction plus évolués utilisant les données extraites d'une modélisation de signal écho (2.4) prenant

en compte la forme réelle du champ ultrasonore, ce que nous allons maintenant évaluer en nous limitant dorénavant au cas de la surface complexe.

3.2.2 Recalage temporel

Afin d'effectuer des comparaisons entre les données issues de simulation et celles issues d'acquisitions expérimentales, il est nécessaire d'effectuer au préalable un « recalage en temps » (l'*offset* temporel), l'origine des temps pouvant être différente entre la simulation et la mesure. Une raison pouvant expliquer ce décalage est le retard à la numérisation que l'on peut avoir au cours de l'acquisition.

Ainsi, pour une acquisition donnée, il faut tout d'abord rechercher cet écart temporel. Pour ce faire, on choisit un écho de référence, sur un défaut dont on connaît la position, l'*offset* Δ correspond simplement à la différence du temps de cet écho mesuré ($T_{\text{ref}}^{\text{exp}}$) avec celui de l'écho simulé ($T_{\text{ref}}^{\text{sim}}$),

$$\Delta = T_{\text{ref}}^{\text{exp}} - T_{\text{ref}}^{\text{sim}}. \quad (3.1)$$

Cet *offset* étant calculé pour une acquisition donnée, il ne sert qu'à recaler les signaux expérimentaux et simulés de sorte à avoir la même origine temporelle. En pratique, les algorithmes de reconstruction sont mis en œuvre sur les signaux expérimentaux décalés de Δ .

Ce recalage temporel est calculé pour toutes les acquisitions mais par simplification il n'y sera plus fait allusion dans la suite de ce manuscrit. Les signaux mesurés utilisés dans la suite seront implicitement décalés de cet *offset*.

3.2.3 Application de FTP

L'algorithme FTP est appliqué sur une ROI de taille 30 mm \times 50 mm centrée sur les défauts (le pas de la grille de visualisation est de 0,25 mm dans les deux directions). Les cartographies obtenues à partir des données simulées et mesurées sont représentées FIGURE 3.5. Les images semblent globalement plus dégradées par rapport à l'image vraie (FIGURE 3.3(b)), en raison, notamment, à l'étalement des taches de plus forte amplitude et par la présence de nombreuses taches artefacts. Ces dernières sont liés au processus de sommation qui attribue l'amplitude de l'écho mesuré pour un tir à tous les points de la courbe isochrone correspondante à ce tir et au temps d'écho (cf. § 2.3.1). Du fait de la focalisation du faisceau, la sommation ne se fait que sur un petit nombre de tir et ne permet donc pas la suppression de ces taches par le jeu des interférences destructives.

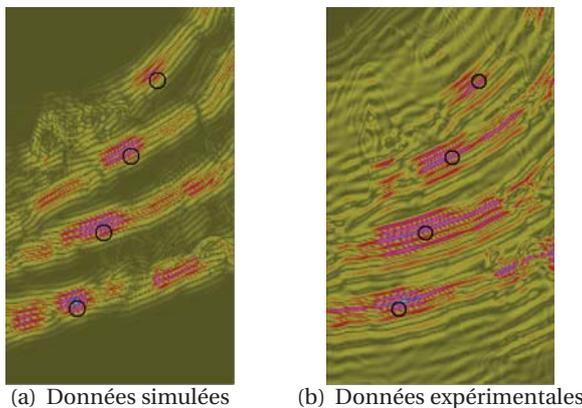


FIGURE 3.5 : Cartographie de l'estimateur FTP pour le cas du balayage angulaire au dessus de la surface irrégulière. Application avec des données simulées (a) et des données expérimentales (b).

En revanche, on peut noter que les taches principales (*i.e.* de plus fortes intensités) sont localisées aux positions réelles des défauts. Ceci traduit le fait que l'algorithme FTP est non biaisé et que les temps de vol sont

3.2.3 - Application de FTP

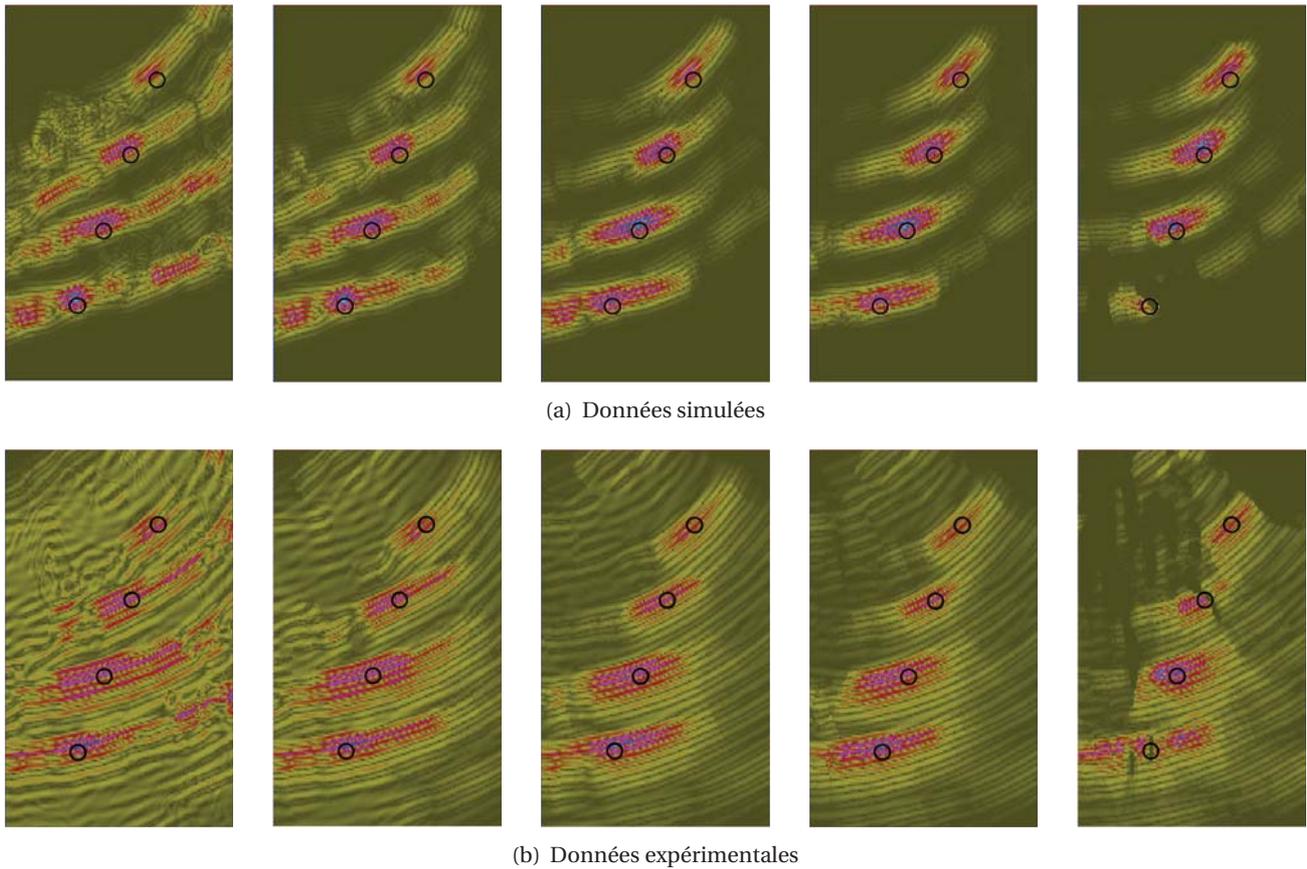


FIGURE 3.6 : Cartographies de l'estimateur FTP avec différents seuils en amplitude (0 ; 0,1 ; 0,3 ; 0,5 et 0,7) pour le cas du balayage angulaire au dessus de la surface complexe. Application avec des données simulées (a) et des données expérimentales (b).

calculés de manière correcte. On notera ici que ce calcul des temps de vol théorique fait appel à la méthode écho, seule à même de prendre en compte la taille non négligeable de la surface émettrice/réceptrice.

Afin de réduire, voire d'éliminer, les artefacts observés, il nous faut non plus seulement exploiter les temps de vol mais également les amplitudes théoriques comme il a été expliqué au CHAPITRE 2. Nous avons ainsi appliqué FTP seuillé (tel que défini § 2.3.2.1). La FIGURE 3.6 représente des cartographies suivant différentes valeurs de seuil. On constate comme prévu la disparition des taches artefacts au fur et à mesure que la valeur de seuil augmente.

La valeur du seuil $s = 0,5$ semble un bon compromis entre un seuil trop bas qui fait encore apparaître des artefacts (prise en compte d'une zone trop grande) et un seuil trop haut qui ne permettrait plus d'imager les éventuels défauts (ces derniers n'étant plus dans la zone focale du champ, comme on peut le voir pour le cas $s = 0,7$). Un seuil de 0,5 définit une zone à -6 dB par rapport à l'amplitude théorique maximale donnée pour ce tir.

On montre donc que l'application d'un seuil peut permettre d'éliminer les artefacts liés à la sommation et d'améliorer ainsi la résolution de l'algorithme FTP initial.

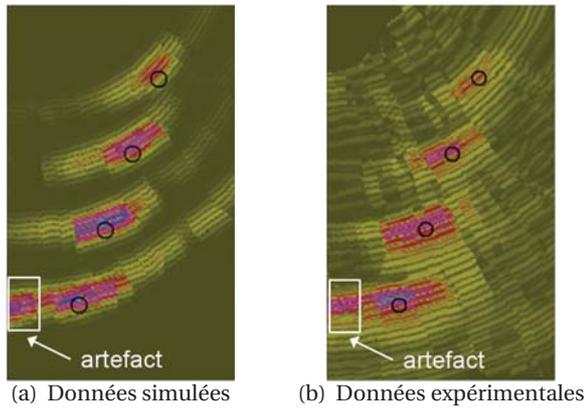


FIGURE 3.7 : Cartographie de l'estimateur BSVG pour le cas du balayage angulaire au dessus de la surface complexe. Application avec des données simulées (a) et des données expérimentales (b).

3.2.4 Bscan Vrai « Généralisé »

Les résultats obtenus avec l'algorithme BSVG (cf. § 2.3.2.2) sont présentés FIGURE 3.7. On constate une nette amélioration par rapport l'image BSV FIGURE 3.3(b). En particulier ici, le défaut le plus profond est correctement positionné. Ceci s'explique par le fait que les échantillons temporels correspondant aux différents points ont été déterminés à partir d'une modélisation complète et non plus à partir d'une approximation rayon qui défaille dans ce cas.

Néanmoins, on observe tout de même un artefact pour ce défaut (encadrée FIGURE 3.7). L'apparition de cet artefact traduit le fait que deux défauts de positions différentes peuvent donner lieu à des échos quasiment identiques. Cette explication est illustrée FIGURE 3.8 où sont représentés les bscans (simulés) obtenus pour deux positions du défaut T_8 , une correspondante à la position réelle, et l'autre, à celle donnée par l'artefact. Les signaux Ascans correspondent, pour ces deux simulations, au tir n° 10 et ils montrent des échos arrivant au même instant avec quasiment la même amplitude (ce qui s'explique par la forme du champ ultrasonore FIGURE 3.4(b)). Ainsi, si ce tir est optimal pour le point artefact, alors l'amplitude de l'écho mesuré (dû au défaut réel) lui est attribuée.

On a vu lors de l'analyse de l'algorithme FTP que la sommation des différentes contributions favorise la défocalisation et donc l'étalement des taches de reconstruction. On peut cependant imaginer qu'une sommation limitée à quelques tirs optimaux pourrait conserver le caractère résolu des taches tout en atténuant l'amplitude de l'artefact observé.

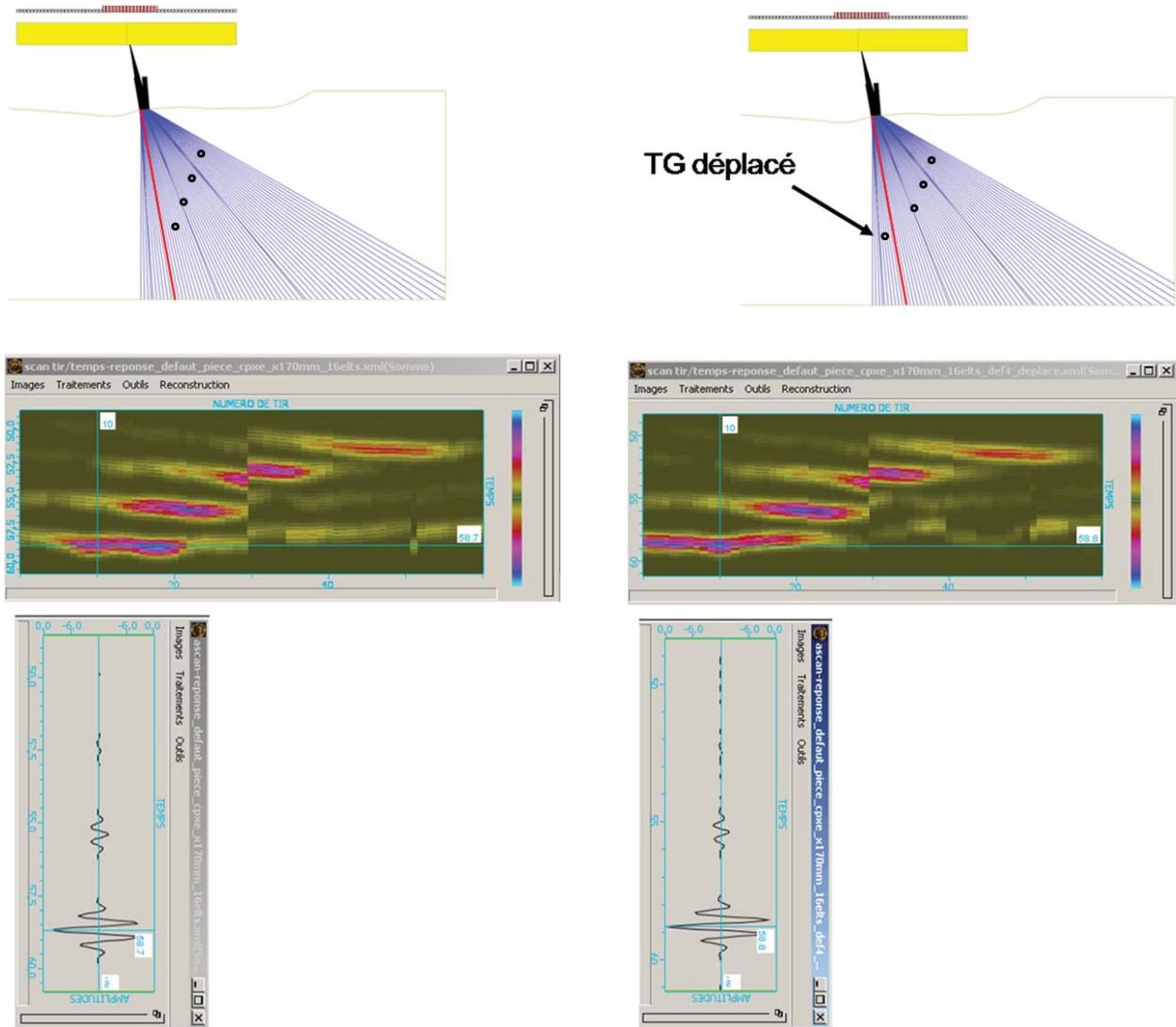
Nous avons montré § 2.3.2.2 que l'on pouvait passer continuellement de l'algorithme BSVG à FTP en faisant varier un paramètre régissant le nombre de tirs pris en compte. La FIGURE 3.9 représente les cartographies obtenues avec différentes valeurs de ce paramètre. On constate effectivement que pour une valeur de s de 0,5 à 0,7 l'image est légèrement améliorée.

Sur la FIGURE 3.10 on peut visualiser l'amélioration apportée par l'algorithme BSVG par rapport à l'image BSV. Dans le cas où les faisceaux ultrasonores suivent les trajets attendus, comme dans le cas du balayage angulaire au dessus de la partie plane, il y a équivalence entre les images vraies et celles obtenues avec le BSVG (pour un point donné de la ROI, le tir optimal est celui dont le trajet intercepte le point).

3.2.5 Utilisation de la corrélation d'amplitude

Pour terminer nous présentons FIGURE 3.11 l'image FTP pondérée par la corrélation d'amplitude. On confirme que cet algorithme est le plus performant. Les artefacts présents FIGURE 3.5 ont été éliminés car la valeur du coefficient de corrélation en amplitude est nulle à grande distance des défauts.

3.2.5 - Utilisation de la corrélation d'amplitude



(a) Balayage angulaire avec les défauts correctement positionnés et signal correspondant au tir 10.

(b) Balayage angulaire avec le défaut le plus profond positionné à la place de l'artefact et signal correspondant au tir 10.

FIGURE 3.8 : Simulation du balayage angulaire, avec les défauts bien positionnés (a) et avec le défaut le plus profond repositionné à la place de l'artefact (b).

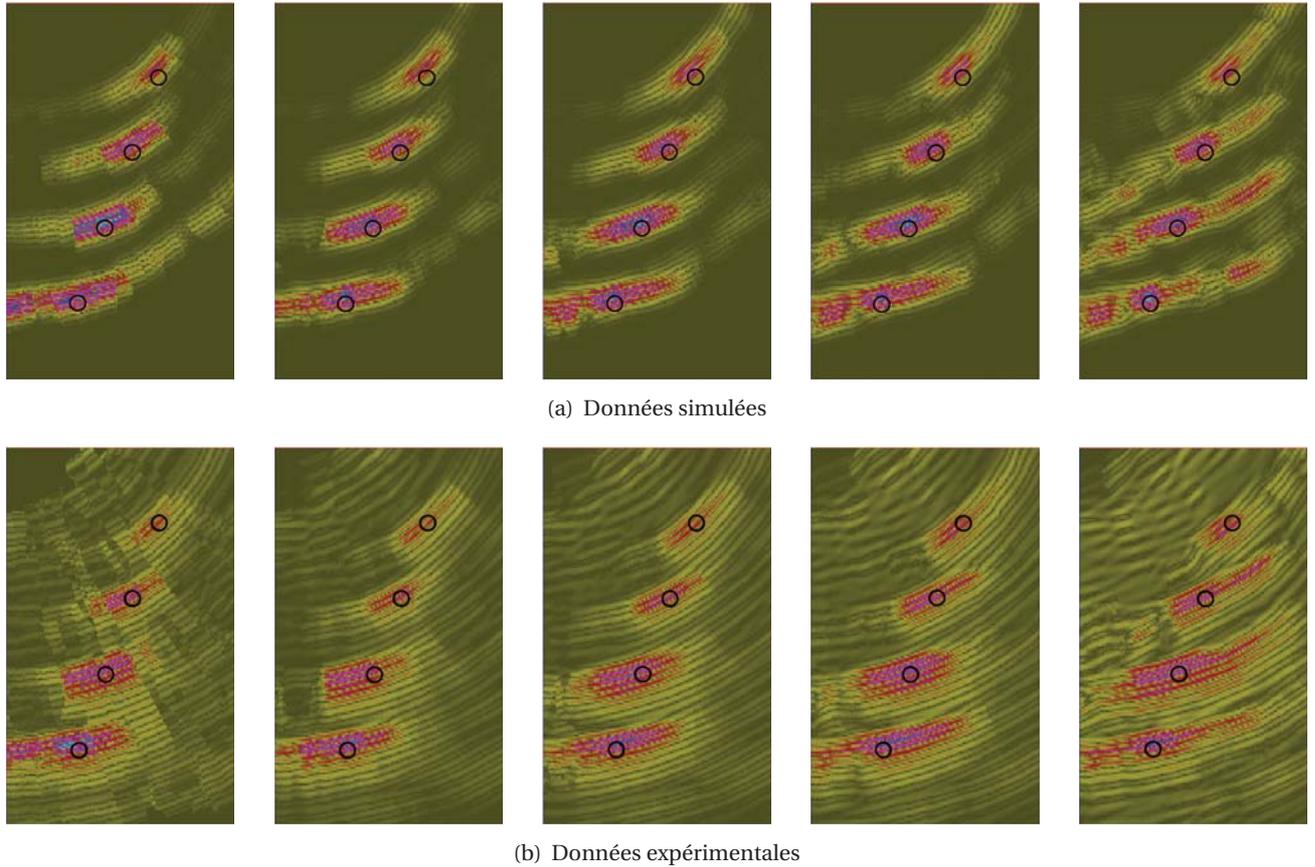


FIGURE 3.9 : Cartographies de l'estimateur BSVG avec différents seuils (1 ; 0,7 ; 0,5 ; 0,3 et 0,1) pour le cas du balayage angulaire au dessus de la surface complexe. Application avec des données simulées (a) et des données expérimentales (b).

3.2.6 Erreur de localisation

Afin de quantifier les performances de localisation des différents algorithmes, l'écart err de positionnement entre le défaut et le point brillant (point de plus forte intensité) obtenu pour chaque algorithme, est calculé. Les défauts présents étant des trous génératrices de rayon $r = 1$ mm, cet écart est donné par

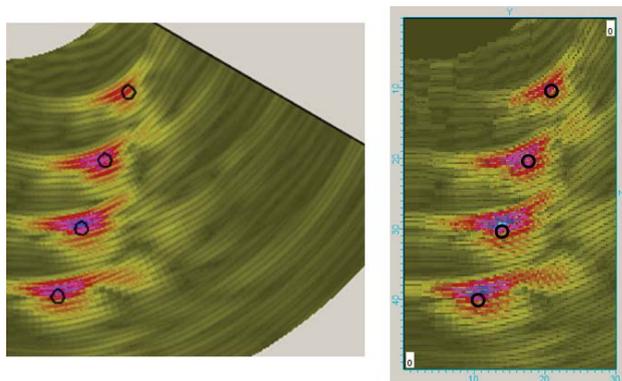
$$err = |d(P_B, O) - r|, \quad (3.2)$$

où O correspond à la position vraie du centre du défaut (cf. TABLEAU 3.1) et le point P_B est le point de la ROI échantillonnée contenue dans la tache localisant le défaut et correspondant à la valeur maximale de l'indicateur.

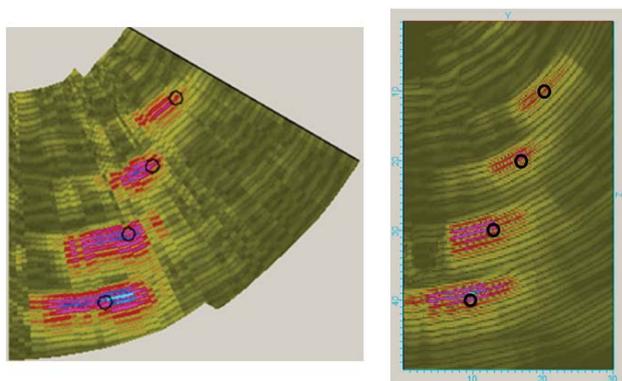
Par construction, les algorithmes de reconstruction sont non biaisés, les points brillants sont théoriquement sur les défauts détectés, le fait de leur appliquer un seuillage ne modifie pas leurs positions. Si bien que prendre en compte l'algorithme FTP avec ou sans seuillage à des fins de localisation est équivalent. Il en est de même pour l'algorithme BSVG avec ou sans seuillage.

La FIGURE 3.12 représente les écarts obtenus à partir des données expérimentales pour les défauts se trouvant sous la surface complexe pour les différents algorithmes de reconstruction. On peut noter que les écarts obtenus avec les algorithmes de reconstruction (FTP, FTP+corrélacion, BSVG) sont inférieurs à 0,6 mm et sont plus faibles que ceux obtenus avec l'image BSV, notamment pour le trou T_8 , pour les raisons vues précédemment (FIGURE 3.4(b)). Les écarts obtenus avec les algorithmes FTP et FTP+corrélacion sont quasiment identiques. En effet, l'utilisation du facteur de corrélacion ne fait que privilégier les zones

3.2.6 - Erreur de localisation

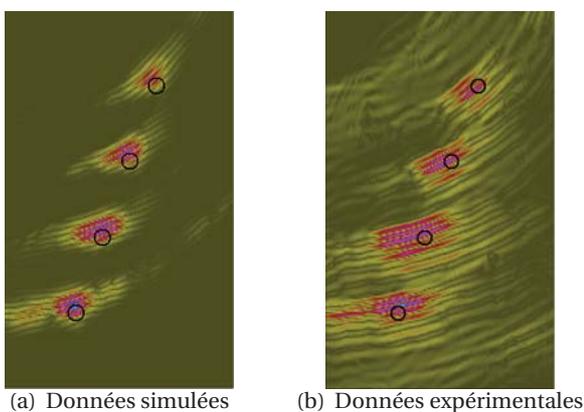


(a) Au dessus de la surface plane



(b) Au dessus de la surface irrégulière

FIGURE 3.10 : Images BSV (à gauche) et BSVG (à droite) pour les balayages angulaires au dessus de la surface plane (a) et de la surface complexe (b) (données expérimentales). Un seuil de 0,7 a été appliqué pour l'estimateur BSVG dans le cas de la surface complexe.



(a) Données simulées

(b) Données expérimentales

FIGURE 3.11 : Cartographie de l'estimateur de corrélation d'amplitude pour le cas du balayage angulaire au dessus de la surface complexe. Application avec des données simulées (a) et des données expérimentales (b).

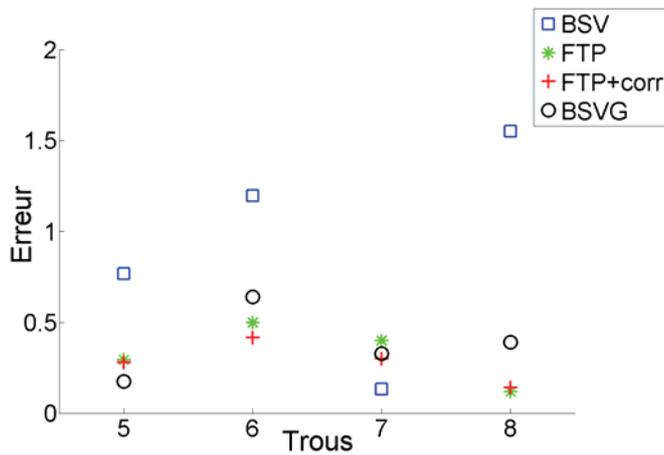


FIGURE 3.12 : Erreur, en mm, entre les localisations des défauts réels (T_5 à T_8) et celles des points brillants, estimées avec les différents algorithmes de reconstruction, pour le cas du balayage angulaire au-dessus de la surface irrégulière (données expérimentales).

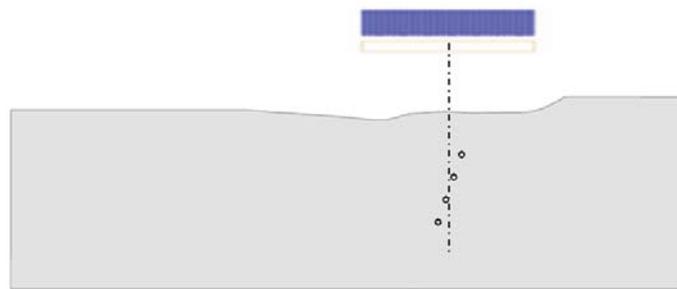


FIGURE 3.13 : Configuration de contrôle pour les acquisitions ELC et FMC au-dessus de la surface irrégulière.

susceptibles de contenir les éventuels défauts, la localisation en elle-même est peu modifiée. L'algorithme BSVG qui, en s'appuyant sur une stratégie proche de l'imagerie vraie (BSV), permet de localiser plus précisément les défauts que cette dernière. Néanmoins, les écarts de localisation obtenus avec cette méthode sont du même ordre de grandeur que ceux obtenus avec les méthodes basées sur FTP.

3.3 Acquisitions à voies élémentaires

Dans cette section, deux exemples d'acquisition exploitant les signaux élémentaires sont proposés :

- l'acquisition dite « Full Matrix Capture » (FMC) (ou Acquisition de la Matrice Inter-élément) qui consiste à acquérir les signaux de toutes les paires possibles d'éléments émetteur et récepteur.
- l'acquisition dite « Émission Large Champ » (ELC) qui consiste à émettre simultanément avec tous les éléments, la réception se faisant sur chacun des éléments.

Nous présentons dans ce qui suit des résultats obtenus avec le même transducteur que celui utilisé précédemment (ses caractéristiques sont données au TABLEAU 3.2). Dans les deux cas, le capteur est positionné au-dessus de la série de trous se trouvant sous la surface complexe (FIGURE 3.13), les coordonnées du centre étant $(x, z) = (195 \text{ mm}; -25 \text{ mm})$. La hauteur d'eau $h_e \approx 25 \pm 5 \text{ mm}$ est variable pour chacun des éléments.

3.3.1 Application à l'acquisition « Full Matrix Capture »

Cette acquisition correspond au maximum d'information que l'on peut obtenir avec un transducteur donné. En effet, elle consiste à acquérir les $M = N \times N$ signaux correspondant à toutes les paires d'émetteur-récepteur N étant le nombre d'éléments du transducteur. Afin d'obtenir ces signaux, autant de séquences d'acquisitions que de nombre d'éléments du transducteur sont effectuées, une séquence correspondant à

3.3.1 - Application à l'acquisition « Full Matrix Capture »

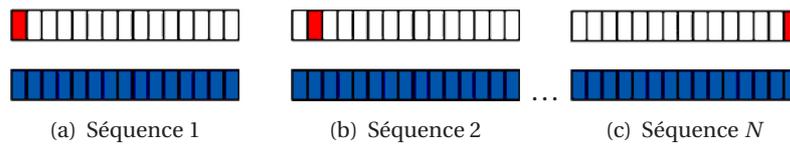


FIGURE 3.14 : Schéma de principe de l'acquisition FMC. Pour une séquence, l'élément rouge est en émission et les éléments bleus (tous) en réception.

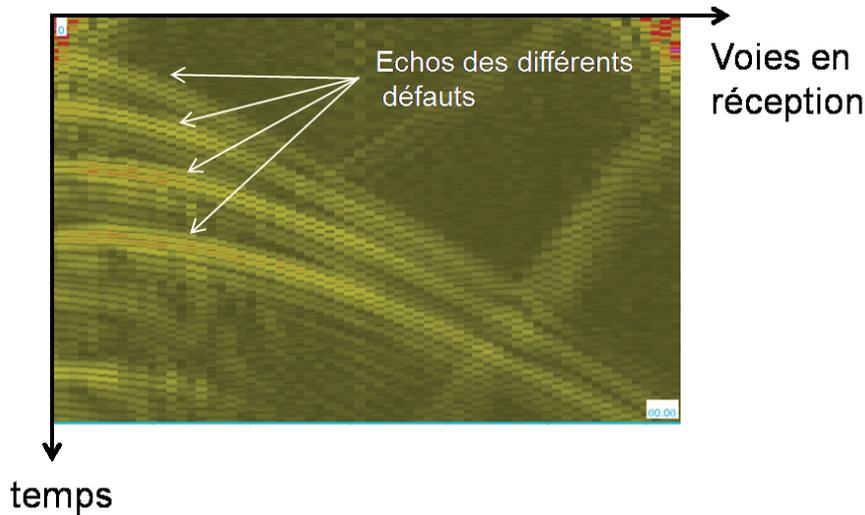


FIGURE 3.15 : Scan voies-temps pour la première séquence de l'acquisition FMC (émission avec l'élément n° 1).

l'émission par un seul élément et la réception sur tous (FIGURE 3.14).

Un avantage de cette technique est qu'elle permet de simuler *a posteriori* n'importe quel type d'acquisitions multi-éléments (balayage angulaire, ELC, focalisation en un point en émission et/ou en réception, etc.) en sommant les signaux élémentaires décalés temporellement de manière adéquate. En particulier, la méthode FTP appliquée à une FMC revient par post-traitement à focaliser en émission et en réception en chacun des points de la ROI échantillonnée. On a représenté FIGURE 3.15 le scan « voies-temps » obtenu expérimentalement pour la séquence n° 1. Cette image permet de visualiser l'amplitude des signaux reçus sur les différentes voies au moyen d'un code de couleur.

Ce scan permet de comprendre pourquoi la FMC est très bien adaptée aux algorithmes basés sur la focalisation synthétique et *a contrario* très mal adaptée aux stratégies de type BSV. En effet, la grande acceptation angulaire d'un élément permet à un défaut de pouvoir être détecté par un très grand nombre d'éléments en réception. Cela est très avantageux pour la focalisation synthétique, dans le sens où plus le nombre de tirs ultrasonores intervenant dans la sommation est important, meilleure est la focalisation. En contrepartie la notion de tir « optimal » sur laquelle est basée la stratégie BSV devient moins pertinente. Ces considérations ont pu être vérifiées expérimentalement et sont présentées dans la suite.

3.3.1.1 Application de BSVG

L'algorithme BSVG a été appliqué à l'acquisition FMC sur la pièce complexe. L'image obtenue est représentée FIGURE 3.16. On constate, comme attendu, que les aberrations dues à la surface complexe sont corrigées et que les maxima d'intensité sont correctement positionnés sur les positions réelles des défauts (l'algorithme n'est pas biaisé) mais que la résolution latérale est extrêmement mauvaise.

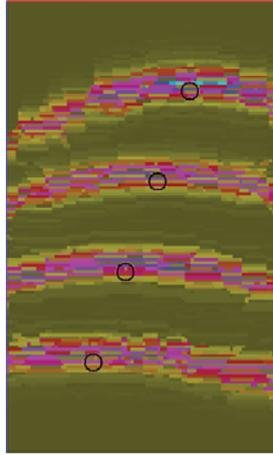


FIGURE 3.16 : Cartographie de l'estimateur de type BSVG pour l'acquisition FMC (données simulées).

3.3.1.2 Application de FTP et FTP+corrélation

Différents auteurs (Holmes *et al.*, 2005; Wilcox *et al.*, 2007) ont mis en évidence l'efficacité de l'imagerie par focalisation synthétique appliquée à des acquisitions FMC dans des configurations canoniques (pièce plane). Dans une telle configuration les temps de vol peuvent se déduire aisément à l'aide de la distance euclidienne entre le récepteur et le point cible et entre le point cible et le récepteur. La configuration de contrôle en immersion au dessus d'une interface complexe envisagée dans cette section nécessite des méthodes de calcul de temps de vol plus sophistiquées. Nous rappelons que pour se faire nous disposons de deux méthodes : la méthode écho (§ 2.2.1) pour laquelle l'extraction des temps de vol se fait à partir des champs élémentaires et la méthode rayon (§ 2.2.2) pour laquelle les temps de vol sont obtenus à partir des rayons reliant les éléments aux points de la ROI. La méthode écho donne en outre accès à l'amplitude théorique.

Les résultats de reconstruction sur données simulées et expérimentales avec les estimateurs FTP et FTP + corrélation sont représentés FIGURE 3.17. Les temps de vol (et les amplitudes pour FTP + corrélation) ont été calculés par la méthode écho. On constate l'extrême efficacité de la méthode FTP. Les quatre défauts sont correctement localisés et la largeur latérale des taches reconstruites (à -6 dB) va de 1,8 mm pour le trou T_5 à 20 mm de profondeur à 2,2 mm pour le trou T_8 à 50 mm de profondeur. Ces valeurs sont à comparer avec les dimensions théoriques (d) des tâches focales que l'on obtiendrait avec la barrette (d'ouverture L) en focalisant en émission réception aux différentes profondeurs (F). Pour ce faire on peut appliquer la formule géométrique approchée classique :

$$d = \frac{\lambda(F + H_e c_{\text{eau}} / c_L)}{L}. \quad (3.3)$$

On obtient à une profondeur de 50 mm une largeur de tache de 1,9 mm tandis qu'à 20 mm on a atteint la limite théorique de résolution de l'ordre de $\lambda/2 = 1,5$ mm.

Cet exemple montre que l'information des temps de vol est suffisante, la localisation est inchangée en prenant en compte la corrélation (FIGURE 3.18), de plus le RSB (sa procédure de calcul est expliquée § 3.3.1.4) ne passe que de 21 dB à 25 dB. De ce fait, on peut envisager d'utiliser la méthode rayon pour la modélisation directe et s'affranchir ainsi des calculs de champs. Il nous faut cependant vérifier la validité de cette méthode d'extraction des temps de vol.

3.3.1 - Application à l'acquisition « Full Matrix Capture »

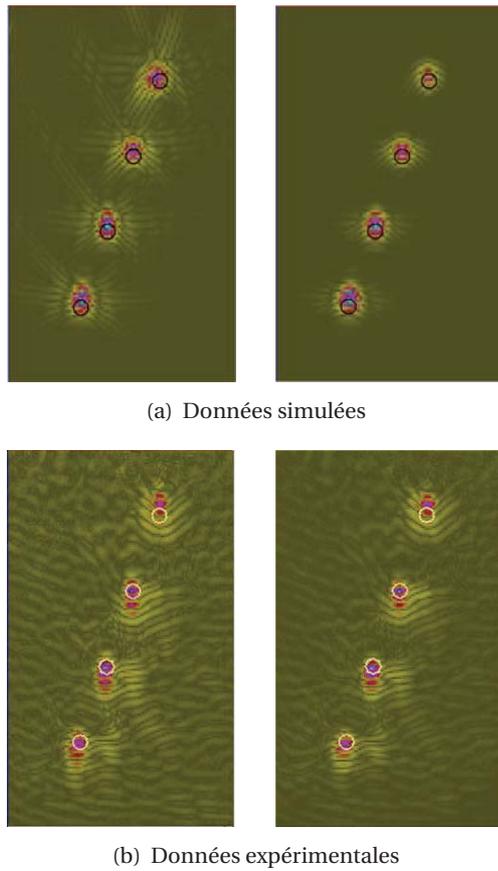


FIGURE 3.17 : Cartographies des estimateurs FTP (à gauche) et FTP+corrélation (à droite) pour l'acquisition FMC. Application avec des données simulées (a) et des données expérimentales (b).

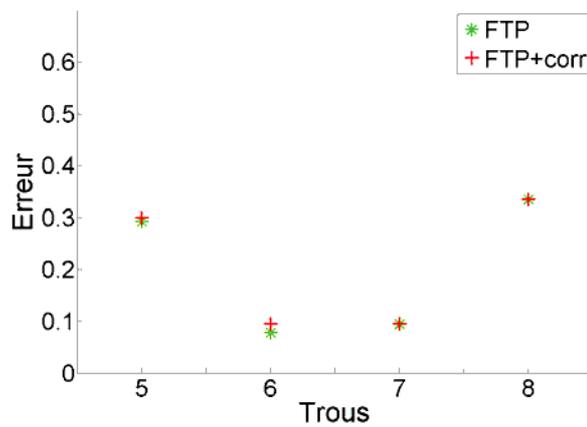


FIGURE 3.18 : Erreurs, en mm, entre les localisations des défauts réels (T_5 à T_8) et celles des points brillants, estimées avec les algorithmes FTP et FTP+corrélation, pour l'acquisition FMC au dessus de la surface irrégulière de la pièce (données expérimentales).

3.3.1.3 Comparaison de FTP avec les méthodes « écho » et « rayon »

Le calcul de temps de vol par la méthode rayon se justifie lorsque l'élément est de petite taille, ce qui permet de négliger les phénomènes de diffraction. Dans la configuration bidimensionnelle qui nous intéresse seule la dimension latérale des éléments est à prendre en compte, elle vaut ici $a = 1,2 \text{ mm} = 0,4\lambda$. L'approximation est ici totalement justifiée ce qui est vérifié par la comparaison entre les cartographies FTP obtenues avec les méthodes échos et rayons et qui sont tout à fait identiques. Afin d'évaluer la sensibilité de la méthode à la taille de l'élément, nous avons mené une étude paramétrique sur la même configuration FMC en faisant varier la largeur des éléments. L'ouverture L du traducteur est donnée par

$$L = N(a + e) - e, \quad (3.4)$$

avec, comme données de référence, $a = 1,2 \text{ mm}$ la largeur d'un élément, $e = 0,2 \text{ mm}$ l'espace inter-élément et $N = 64$ le nombre d'éléments, soit $L = 89,4 \text{ mm}$. Afin de conserver l'ouverture constante, on fait varier simultanément les variables a et N (e étant fixé). Les couples (a, N) retenus sont donnés TABLEAU 3.3.

TABLEAU 3.3 : Valeurs utilisés pour la largeur a d'un élément (et le nombre N d'éléments correspondant)

a	1,2 (0,4 λ)	1,4 (0,5 λ)	2,6 (0,9 λ)	3,0 (λ)	6,2 (2,1 λ)
N	64	56	32	28	14

On a comparé les deux algorithmes FTP/rayon et FTP/écho pour chacun des couples (a, N) sur une acquisition FMC simulée par CIVA. La pièce et le positionnement du capteur sont les mêmes que précédemment. Les algorithmes sont mis en œuvre dans la ROI de taille $30 \text{ mm} \times 50 \text{ mm}$ centrée sur la série de trous T_5 à T_8 (FIGURE 3.13) avec un pas d'échantillonnage de $0,25 \text{ mm}$ dans les deux directions. Les images obtenues par les deux méthodes apparaissent identiques et seules les cartographies obtenues avec FTP/rayon sont représentées FIGURE 3.19. Cependant, afin d'évaluer plus finement et quantitativement la méthode d'extraction des temps de vol, nous avons reporté dans le TABLEAU 3.4 les écarts de positionnement (en mm) relativement à la position vraie du défaut (définis § 3.2.6) obtenus avec chacune des deux méthodes.

A priori on s'attend à ce que l'écart mesuré pour la méthode écho soit indépendant de la taille des éléments. Les écarts observés avec cette méthode correspondent principalement 1) à l'échantillonnage de la ROI ($0,25 \text{ mm}$) 2) à l'échantillonnage temporel des signaux, ici à 20 MHz , l'écart entre deux échantillons temporels $\Delta t = 0,05 \mu\text{s}$ correspond à une distance de propagation de $0,3 \text{ mm}$. C'est ce que l'on observe dans le tableau avec des valeurs maximales ($0,3 \text{ mm}$) de l'ordre de la distance entre deux points de la grille. On notera que ce résultat confirme la validité de l'interpolation des temps de vol telle que décrite § 2.2.3. Les seuls écarts pouvant être considérés comme significatifs apparaissent avec la méthode rayon lorsque la taille de l'élément est supérieure ou égale à la longueur d'onde : on constate un écart supérieur à deux pas de la grille sur le défaut T_5 lorsque $a = 3 \text{ mm}$ et surtout un écart de 4 pas sur le défaut T_6 lorsque $a = 6,2 \text{ mm}$. Ces écarts restent cependant très faibles alors que l'on est dans un cas non réaliste où le pas inter-élément (*pitch*) du traducteur vaut deux fois la longueur d'onde. Cette étude confirme la validité de la méthode rayon dans les cas usuels (pas inter-éléments de l'ordre de $\lambda/2$).

TABLEAU 3.4 : Écarts (en mm) entre les points brillants obtenus avec FTP/rayon et FTP/écho par rapport aux défauts réels.

	Défaut T_5		Défaut T_6		Défaut T_7		Défaut T_8	
	Rayons	Échos	Rayons	Échos	Rayons	Échos	Rayons	Échos
$a = 1,2$	0,2	0,0	0,2	0,0	0,2	0,0	0,2	0,0
$a = 1,4$	0,2	0,2	0,3	0,2	0,2	0,2	0,2	0,0
$a = 2,6$	0,3	0,0	0,2	0,0	0,2	0,0	0,2	0,0
$a = 3,0$	0,5	0,2	0,2	0,2	0,0	0,0	0,3	0,0
$a = 6,2$	0,3	0,3	0,9	0,3	0,2	0,2	0,2	0,2

3.3.1 - Application à l'acquisition « Full Matrix Capture »

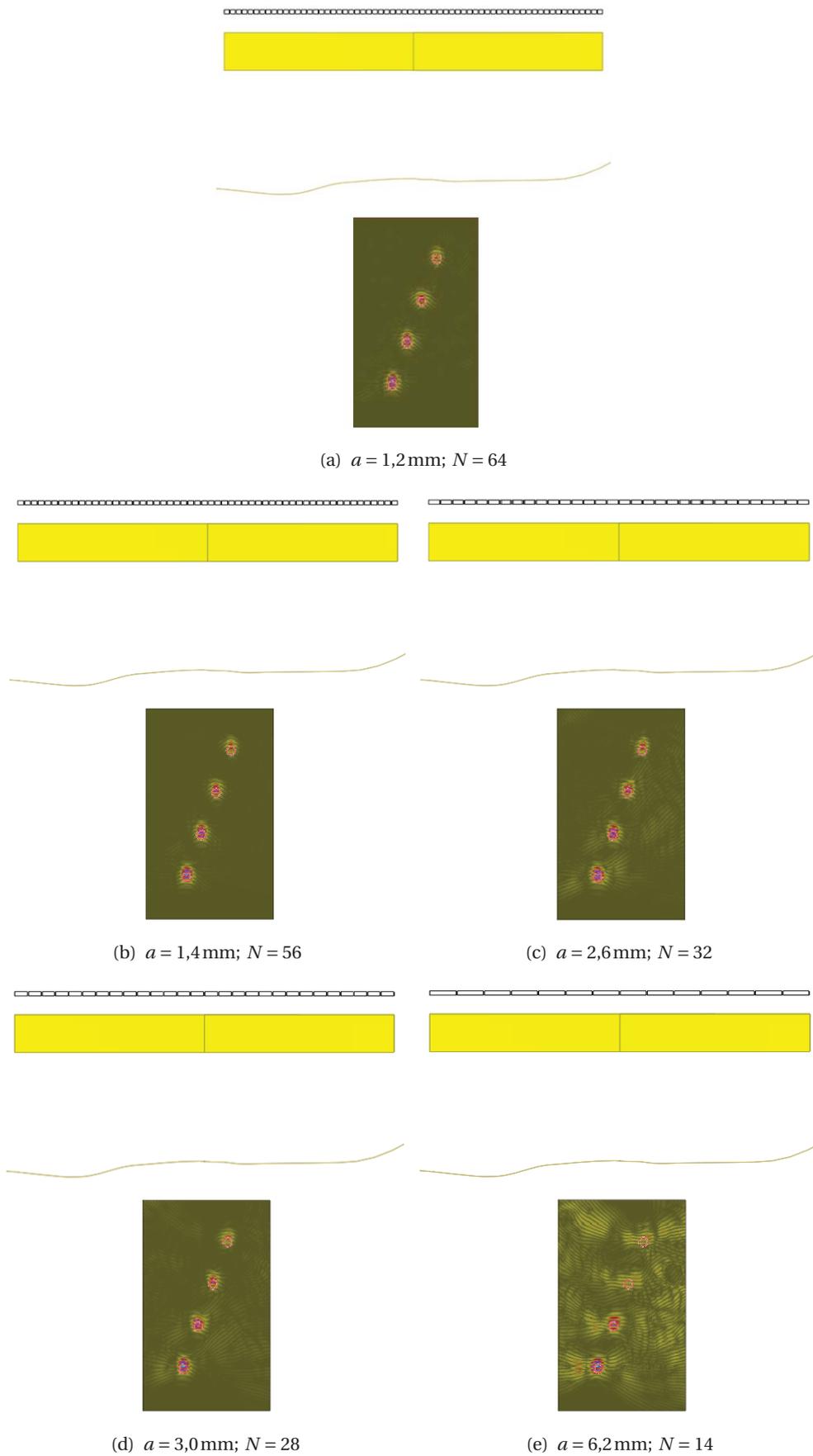


FIGURE 3.19 : Cartographies FTP/rayons obtenues avec des traducteurs linéaires de différentes largeurs d'élément.

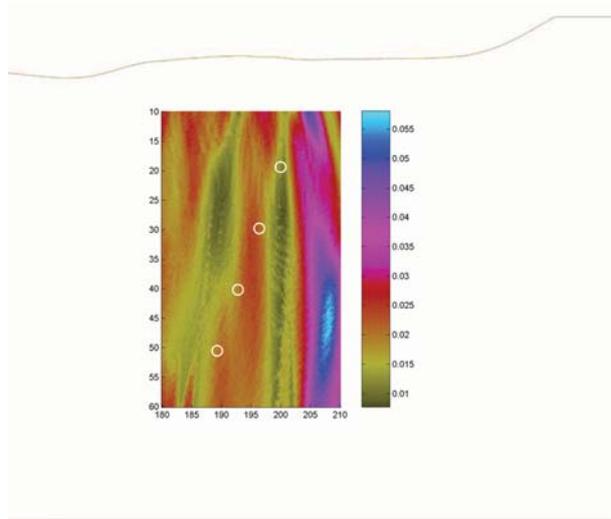


FIGURE 3.20 : Acquisition ELC. Cartographie du champ ultrasonore dans la ROI

3.3.1.4 Calcul des courbes échodynamiques et du RSB

Les différentes courbes échodynamiques correspondantes à un défaut sont obtenues à partir d'une sous partie de la ROI, choisie comme étant la bande horizontale englobant sa tache de résolution. Un point d'une de ces courbes C_x , d'abscisse X , représente le maximum de la valeur de l'indicateur E sur les points $P(x_p, y_p)$ de la zone considérée appartenant à la droite $x = X$,

$$C_x(X) = \max_{P/x_p=X} E(P). \quad (3.5)$$

De manière générale, ces courbes peuvent être séparées en trois parties, une qui correspond à la tache de résolution et les deux autres de part et d'autre. Une de ces deux dernières est utilisée pour le calcul du bruit moyen « à proximité » de la tache de résolution. Le RSB est alors donné par le rapport du maximum de l'intensité de la tache de résolution sur ce bruit moyen.

3.3.2 Application à l'acquisition « Émission Large Champ » (ELC)

Cette technique consiste à effectuer un tir en chaque position du capteur, tous les éléments fonctionnant en émission sans appliquer de loi de retards et à enregistrer tous les signaux élémentaires reçus. Le nombre de signaux à traiter correspond donc au nombre d'éléments actifs en réception, $N = 64$ dans la configuration expérimentale considérée ici. Il est clair que cette technique est mal adaptée à la détection des défauts dans notre cas puisque rien n'est fait pour corriger les effets aberrateurs de la surface. Ceci est illustré par la FIGURE 3.20 qui montre une cartographie du champ transmis dans la pièce calculée par le logiciel CIVA. Le capteur est positionné comme précédemment, en immersion au-dessus de la série de trous génératrices. On constate que le faisceau est très perturbé et les défauts peu insonifiés. L'exemple en est d'autant plus intéressant pour évaluer la capacité des algorithmes à repositionner les défauts.

Comme pour l'acquisition FMC la stratégie BSV ne peut être appliquée, en effet la notion de tir optimal n'a pas de sens du fait de la grande acceptation des éléments en réception et de l'absence de focalisation en émission. Ainsi, seuls FTP avec et sans la corrélation en amplitude sont employés ici. Il est à noter que dans ce cas l'extraction des temps de vol implique la mise en œuvre de la méthode écho du fait de la grande ouverture en émission. Les images obtenues avec ces deux algorithmes sur données simulées et expérimentales sont présentées FIGURE 3.21. Les écarts de positionnement tels que définis § 3.2.6 obtenus sur données expérimentales sont reportés FIGURE 3.22.

3.3.2 - Application à l'acquisition « Émission Large Champ » (ELC)

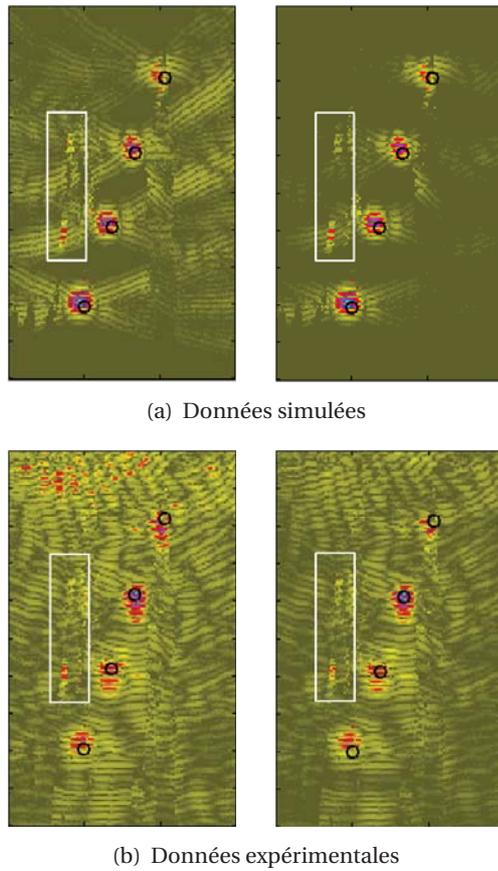


FIGURE 3.21 : Cartographies des estimateurs FTP (à gauche) et FTP+corrélation (à droite) pour l'acquisition ELC. Application avec des données simulées (a) et des données expérimentales (b).

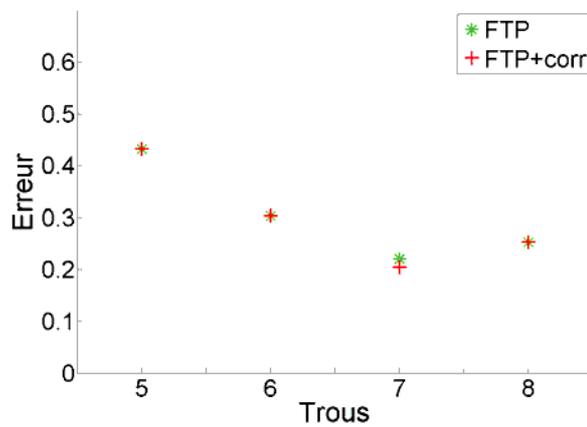


FIGURE 3.22 : Erreur, en mm, entre les défauts réels (T_5 à T_8) et les localisations des points brillants, estimés avec les algorithmes FTP et FTP+corrélation, pour l'acquisition ELC au dessus de la surface irrégulière de la pièce.

On constate que, malgré l'insonification perturbée, les défauts sont détectés et très bien positionnés par la technique FTP. Le RSB n'est cependant que de 7 dB. On constate également la présence d'artefacts sur les cartographies, signalés sur l'image par des rectangles.

La corrélation d'amplitude permet d'améliorer le RSB qui passe ainsi de 7 à 17 dB. Cependant les artefacts ne sont pas supprimés. Une analyse plus approfondie nous a permis d'interpréter ces artefacts qui traduisent en fait la difficulté qu'il y a à évaluer théoriquement des temps de vol lorsque le champ incident est aussi perturbé. Ces artefacts mettent en avant une limitation dans les hypothèses effectuées dans l'approche de reconstruction adoptée, à savoir le fait qu'un diffracteur ponctuel ne peut être à l'origine que d'un seul écho duquel sont extraits les données théoriques nécessaires à la mise en œuvre des algorithmes.

Ici le champ en émission est la somme des contributions de tous les éléments. Dans le cas d'une surface plane, la sommation conduit dans la zone insonifiée à la propagation d'un unique front d'onde. Ici, du fait de l'irrégularité de surface, le champ incident est perturbé et présente en certaines zones plusieurs contributions séparées temporellement. Dans ce cas et lorsque ces contributions sont du même ordre, l'extraction des temps de vol peut se faire d'un point à l'autre sur l'une ou l'autre des contributions. Un tel phénomène conduit alors à des discontinuités de temps de vol comme on peut le voir FIGURE 3.23. Cette cartographie représente en code de couleurs les temps de vol extraits du champ en émission. On constate deux zones de discontinuité correspondant à des régions faiblement insonifiées (cf. FIGURE 3.20). Cette cartographie permet ainsi de comprendre l'origine de l'artefact de plus forte intensité (positionné approximativement en (187;40)) localisé sur la zone de discontinuité. Le temps de vol en émission y est localement notablement plus important ce qui conduit à attribuer à cette région lors de la reconstruction l'amplitude des échos issus du défaut le plus profond T_8 .

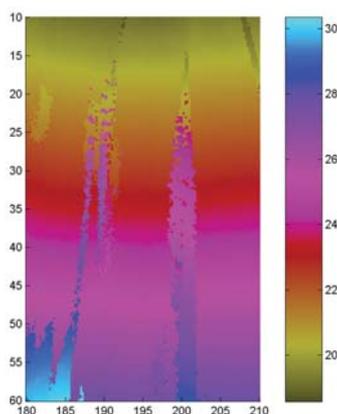


FIGURE 3.23 : Acquisition ELC. Cartographie des temps en émission (extraits à partir de la simulation du champ ultrasonore)

3.4 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'évaluer les performances des algorithmes présentés au chapitre précédent sur des contrôles de pièce de géométrie complexe. Les acquisitions qui ont été abordées ici sont des exemples représentatifs d'acquisitions multi-éléments i) dites à faisceaux formés et ii) à voies élémentaires. Dans tous les cas on supposait *a priori* connu le profil de surface de la pièce.

Les algorithmes de reconstruction s'appuient sur deux stratégies différentes, la stratégie de focalisation synthétique dont découlent en particulier les algorithmes FTP ou FTP+corrélacion, et la stratégie BSVG qui s'appuie sur la notion de tir optimal. Il a été confirmé que les algorithmes du premier type sont très bien adaptés aux acquisitions à voies élémentaires alors que ceux du second ne le sont que pour les acquisitions

3.3.2 - Application à l'acquisition « Émission Large Champ » (ELC)

à faisceaux formés.

Nous avons montré que, dans le cas des faisceaux formés, l'algorithme BSVG en s'affranchissant de l'hypothèse rayon permettait de corriger les artefacts, dus aux irrégularités de surface, présents dans l'image BSV. Néanmoins, cet algorithme puisqu'il nécessite d'effectuer un calcul de champ pour chaque tir implique des temps de traitement beaucoup plus important que le BSV classique.

Sur les acquisitions à voies élémentaires qui ont été envisagées, la FMC et l'ÉLC, nous avons pu constater les performances remarquables des algorithmes de focalisation synthétique pour détecter et localiser des défauts se trouvant sous une surface non canonique. Il a aussi été montré que, compte tenu des performances de l'algorithme FTP il n'y avait pas d'intérêt à calculer et exploiter des amplitudes théoriques. De plus, nous avons montré que, dans le cas de l'acquisition FMC pour laquelle un signal correspond à un élément émetteur et un élément récepteur, les temps de vol théoriques peuvent être calculés par la méthode rayon, plus rapide que la méthode écho qui implique un calcul complet des champs en émission-réception.

Au vu des résultats précédents, la technique d'acquisition FMC couplée à une imagerie FTP s'avère être une solution extrêmement attractive pour le contrôle industriel. Une telle technique est aujourd'hui rendue possible grâce aux avancées technologiques récentes réalisées sur les systèmes multi-éléments. Aussi dans la suite de cette thèse nous nous consacrons essentiellement à cette méthode.

4

Étude de l'algorithme FTP appliqué aux acquisitions « Full Matrix Capture » et dérivées

4.1 Introduction

Dans le CHAPITRE 3, nous avons mis en évidence les bonnes performances de l'algorithme FTP appliqué à une acquisition de type FMC pour la détection et la localisation des échos. Dans le présent chapitre, nous poussons plus loin l'étude de cette technique. Les bons résultats obtenus avec la technique FMC+FTP supposent implicitement parfaitement connus les paramètres influents du contrôle. Dans un premier temps nous cherchons à évaluer les performances de cette technique en présence d'incertitude ou d'erreur sur certains paramètres du modèle utilisé pour le calcul des temps de vol théoriques (§ 4.2). Un frein à l'utilisation couplée de FTP avec une FMC concerne les temps d'acquisition et de traitement qui peuvent s'avérer prohibitifs du fait du nombre important de signaux à considérer. Aussi, dans un second temps, nous nous sommes intéressés à évaluer la possibilité de réduire le nombre de signaux acquis (§ 4.3).

4.2 Quantification de la performance de FTP vis-à-vis d'incertitude sur les paramètres du contrôle

Comme il a été montré précédemment (§ 3.3.1), l'algorithme FTP appliqué à une acquisition FMC donne de bons résultats en matière de localisation et de résolution. Ces derniers supposent connus de façon précise les différents paramètres de l'acquisition ce qui, dans la réalité d'un contrôle, n'est pas toujours le cas. Le principe de l'étude réalisée ici consiste à simuler l'acquisition FMC qui sera dite de référence puis à appliquer l'algorithme de reconstruction FTP sur les données en faisant varier certains paramètres du modèle. L'étude s'est portée en particulier sur la vitesse de propagation dans le matériau, la description de la surface et le positionnement du transducteur.

Dans cette section, des configurations de contrôle sur pièce canonique (pièce plane) et sur des pièces de géométrie plus complexe sont simulées. Les pièces sont en acier homogène et isotrope, avec des vitesses de propagation prises égales à $c_T = 3230$ m/s pour les ondes transversales et $c_L = 5900$ m/s pour les ondes longitudinales. On considère ici des contrôles effectués avec le mode longitudinal. Dans le cas de contrôle en immersion, la vitesse de propagation des ondes dans l'eau vaut $c_{\text{eau}} = 1480$ m/s. Le transducteur multi-éléments avec lequel les simulations sont réalisées est identique à celui utilisé au CHAPITRE 3 (TABLEAU 3.2), il est constitué de 64 éléments et fonctionne à une fréquence centrale de 2 MHz.

4.2.1 - Erreur sur la vitesse de propagation

4.2.1 Erreur sur la vitesse de propagation

4.2.1.1 Contrôle au contact sur pièce plane

On s'intéresse tout d'abord au cas d'un capteur au contact d'une pièce plane ce qui va nous permettre une première analyse de l'effet d'une erreur de vitesse sur la reconstruction. La pièce considérée ici a pour longueur $L = 200$ mm et hauteur $H = 100$ mm. Les simulations de contrôle ont été effectuées en considérant deux défauts D_1 ou D_2 de type génératrice de diamètre 1 mm localisés respectivement en (100;30) et (120;27,9) (cf. FIGURE 4.1), nous reviendrons plus loin sur le choix de ces valeurs.

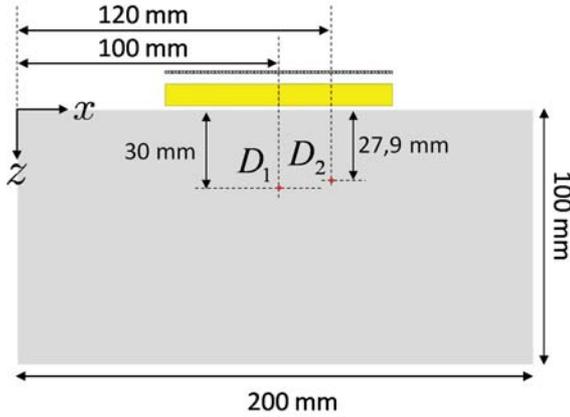


FIGURE 4.1 : Configuration de contrôle FMC sur la pièce plane.

Considérer un contrôle au contact permet de calculer facilement les courbes isochrones correspondant à un couple (i, j) émetteur-récepteur, $i, j = 1, \dots, N$, où N est le nombre d'éléments du traducteur. Notons t_{ij}^{exp} , le temps d'écho du signal $\Delta_{ij}(t)$, égal au temps de parcours de l'onde pour le trajet i -défaut- j . La courbe isochrone \mathcal{E}_{ij} relative au couple (i, j) représentant les points potentiellement à l'origine de l'écho mesuré, c'est-à-dire ayant un temps de vol théorique identique au temps de l'écho, vérifie dans le cas d'une vitesse de propagation c_L constante,

$$M \in \mathcal{E}_{ij} \Leftrightarrow d(i, M) + d(j, M) = 2a, \quad (4.1)$$

avec $d(X, Y)$ la distance entre les points X et Y , et, $a = c_L t_{ij}^{\text{exp}} / 2$. L'expression (4.1) constitue la définition bifocale (ou construction dite « du jardinier ») de l'ellipse de foyers i et j , et, de demi-grand axe a .

Soit Δc l'erreur commise sur la vitesse, la vitesse erronée est alors donnée par $c'_L = c_L + \Delta c$. Pour un couple (i, j) d'émetteur-récepteur, la courbe isochrone pour le temps d'écho mesuré est l'ellipse \mathcal{E}'_{ij} qui, d'après (4.1), est définie par :

$$M \in \mathcal{E}'_{ij} \Leftrightarrow d(i, M) + d(j, M) = 2a', \quad (4.2)$$

où son demi-grand axe $a' = c'_L \frac{t_{ij}^{\text{exp}}}{2} = \frac{c'_L}{c_L} a$.

Ainsi, pour un couple d'émetteur-récepteur donné, une erreur sur la vitesse de propagation entraînera une modification de la courbe isochrone. La FIGURE 4.2 représente, pour un exemple de couple (i, j) ($i = 1$, $j = 64$) et un même temps d'écho, les ellipses \mathcal{E}_{ij} et \mathcal{E}'_{ij} obtenues avec la valeur de vitesse correcte et celle erronée (erreur de 10%).

Lorsque la valeur de vitesse est exacte, toutes les isochrones correspondant au temps de l'écho du défaut s'intersectent en un même point qui est le lieu du défaut (supposé ponctuel). Ainsi une localisation précise de ce défaut est obtenue en mettant en œuvre l'algorithme FTP. En revanche, lorsque l'on introduit une erreur sur la vitesse, les isochrones ne s'intersectent plus en un point rendant de fait cette localisation moins

précise. Afin d'analyser cette perte de performance, l'algorithme FTP est appliqué aux signaux théoriques $\delta_{ij}(t)$ définis par :

$$\forall(i, j), \delta_{ij}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t = t_{ij}^{\text{exp}} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.3)$$

En pratique, ces signaux sont des signaux « portes » de largeur prise égale au pas de l'échantillonnage temporel et centrés sur le temps d'écho. Ce faisant, appliquer FTP sur les signaux $\delta_{ij}(t)$ plutôt que sur les signaux « bruts » $\Delta_{ij}(t)$ permet de compter le nombre d'isochrones intervenant dans la sommation. Dans cette section, les ROI considérées sont de taille 40 mm × 40 mm (avec un pas de 0,2 mm dans les deux directions) centrées sur les positions réelles des défauts D_1 et D_2 .

En fonction de l'erreur commise sur la vitesse, le « point brillant » (point ayant la plus grande intensité) est recherché afin d'obtenir l'écart de localisation du défaut et de quantifier la perte d'intensité. Cela a été effectué sur les défauts D_1 et D_2 dont la localisation a été choisie de tel sorte qu'ils appartiennent tous deux à une même isochrone, celle correspondant au couple (1;64) et représentée FIGURE 4.2 (\mathcal{E}_{164}). D_1 (100;30) est situé sur l'axe du capteur, tandis que D_2 (120;27,9) est décalé latéralement par rapport à cet axe.

L'étalement des taches s'accompagne d'une baisse d'intensité au point brillant. On a représenté FIGURE 4.3 l'intensité du point brillant en fonction de l'erreur sur la vitesse. Ces courbes sont quasiment identiques pour les deux défauts D_1 et D_2 . Une erreur sur la vitesse de l'ordre de 3% entraîne une baisse d'intensité de plus de la moitié par rapport au cas de référence ce qui signifie que plus de la moitié des isochrones ne passe plus par la position estimée du défaut.

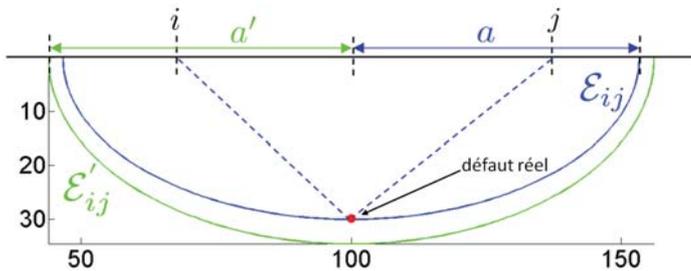
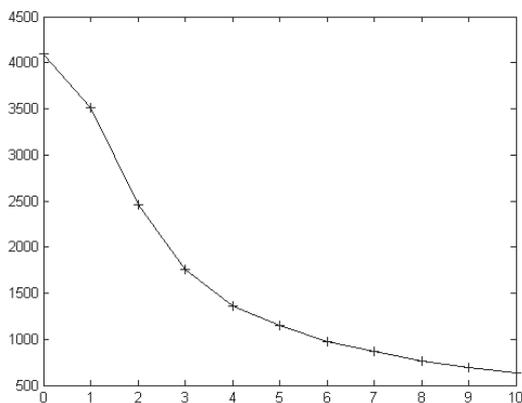
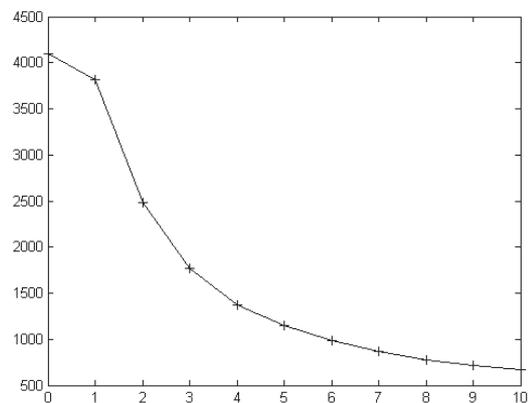


FIGURE 4.2 : Ellipses définissant les points ayant un temps de vol égal au temps d'écho mesuré, avec la bonne valeur de vitesse (\mathcal{E}_{ij}) et avec une valeur erronée (\mathcal{E}'_{ij}).



(a) Défaut D_1



(b) Défaut D_2

FIGURE 4.3 : Cas de la pièce plane. Intensité maximale en fonction de l'erreur sur la vitesse de propagation.

4.2.1 - Erreur sur la vitesse de propagation

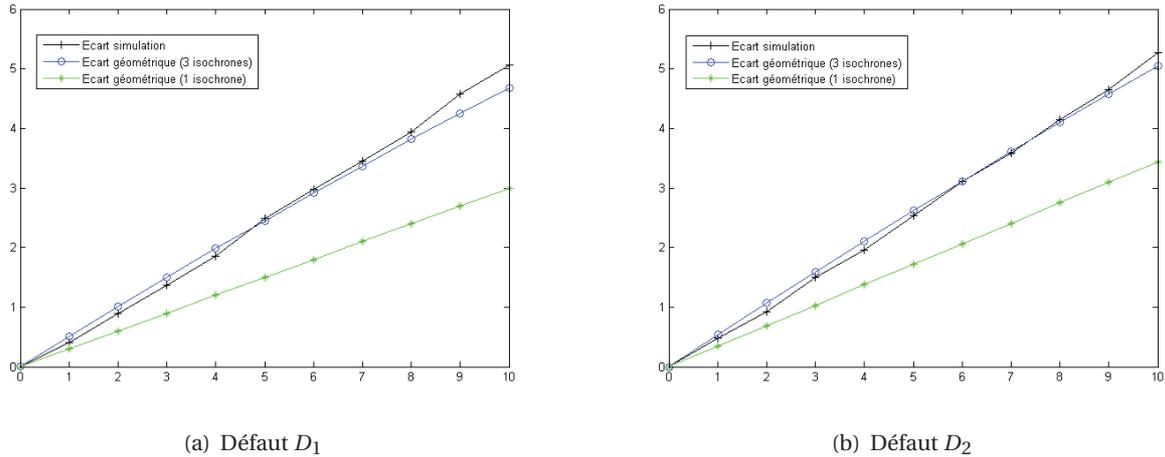


FIGURE 4.4 : Cas de la pièce plane. Écart de localisation en fonction de l'erreur sur la vitesse de propagation.

Estimation de l'écart de positionnement L'écart de positionnement entre le point brillant et la position vraie du défaut a été relevé pour les différentes valeurs de vitesse et représenté FIGURE 4.4 pour les deux défauts D_1 et D_2 . On constate que cet écart varie linéairement avec la variation relative de vitesse.

Une première idée pour évaluer simplement l'écart de positionnement pourrait être de ne considérer que le trajet correspondant à l'élément central (n° 32) fonctionnant en émission-réception. Dans ce cas, l'isochrone correspondant au temps d'écho t_{3232}^{exp} est un cercle de rayon $r_{32} = \frac{c_L t_{3232}^{\text{exp}}}{2}$ et de centre l'élément. L'écart est alors prédit par l'expression :

$$\Delta r = r_{32} \left(\frac{c'_L}{c_L} - 1 \right). \quad (4.4)$$

On retrouve bien un comportement linéaire mais dont la pente est inférieure à la pente correspondante aux écarts effectivement observés comme on peut le constater FIGURE 4.4. Cette sous-estimation de la pente reflète la sous-estimation de l'écart de positionnement et traduit le fait que de nombreux autres trajets sont plus affectés par l'erreur de vitesse (le trajet considéré est en effet le trajet le plus court sur l'ensemble de l'acquisition FMC pour le défaut D_1 et l'un des plus court pour le défaut D_2).

Afin de couvrir toute la plage des trajets, considérons maintenant non seulement l'élément central mais également les éléments extrêmes. Sur la FIGURE 4.5 on a représenté, superposées aux cartographies, les 3 courbes isochrones correspondant à chacun de ces trois éléments fonctionnant en émission-réception. Lorsque la valeur de la vitesse utilisée pour la reconstruction est exacte, les trois isochrones s'intersectent bien au point du défaut. Lorsque ce n'est plus le cas, les isochrones s'intersectent deux à deux, définissant ainsi approximativement une zone triangulaire dans laquelle est situé l'essentiel de la tache reconstruite.

On a représenté FIGURE 4.4 les écarts entre la position réelle du défaut et la position du centre de gravité de ce triangle dont les sommets sont les intersections des trois isochrones. On constate un bon accord avec les écarts de localisation effectivement observés sur la cartographie reconstruite. Cela traduit le fait que le centre de gravité de la « zone d'intersection » des trois isochrones est une bonne approximation de la position du point brillant sur la cartographie.

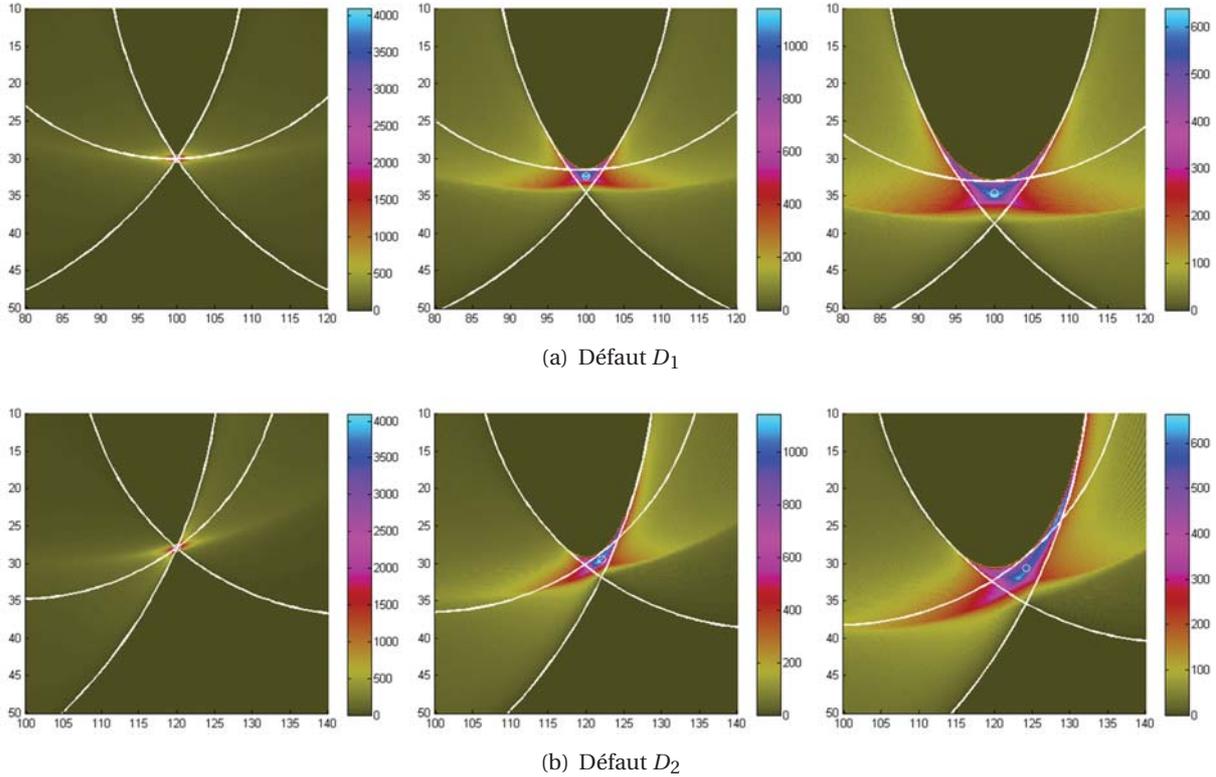


FIGURE 4.5 : Cartographies FTP obtenues dans le cas de la pièce plane avec différentes erreurs sur la vitesse : valeur exacte (à gauche), erreur de 5% (au milieu) et erreur de 10% (à droite). Les cercles isochrones liés aux éléments 1, 32 et 64 sont représentés en blanc, et, le petit cercle blanc localise le centre de gravité du triangle de sommet les points d'intersection de ces cercles isochrones.

4.2.1.2 Contrôle en immersion de pièces plane et complexe

Après l'analyse préliminaire qui s'attachait aux isochrones, nous nous intéressons ici à l'influence d'une erreur de vitesse dans le cas d'un contrôle en immersion. Dans ce cas, même pour une pièce plane, les isochrones ne sont plus des ellipses.

Le traducteur utilisé comporte 48 éléments de dimension et de caractéristiques identiques au cas précédent. Les pièces considérées sont une pièce plane et une pièce de surface complexe. Cette dernière, similaire à celle rencontrée au CHAPITRE 3, présente le même profil complexe mais la série de trous, T_5 à T_8 (FIGURE 3.1) a été décalée de 20 mm dans le sens des x décroissants, une position plus pénalisante au regard de la surface (FIGURE 4.6(a)). La même configuration de contrôle (même abscisse des défauts relativement à la position du traducteur) est considérée avec la pièce plane (FIGURE 4.6(b)).

Pièce de surface plane Quatre vitesses 5700 m/s, 6100 m/s et 5600 m/s, 6200 m/s, soit un écart $\Delta c/c_L$ de ∓ 3 et $\mp 5\%$ par rapport à celle de référence ($c_L = 5900$ m/s), sont utilisées. Les cartographies reconstruites avec ces valeurs erronées sont présentées FIGURE 4.7. Les écarts de localisation, $\Delta x, \Delta z$ (en mm) et les pertes d'intensité, ΔA (en dB), ont été calculés par rapport à la configuration de référence et reportés TABLEAU 4.1.

4.2.1 - Erreur sur la vitesse de propagation

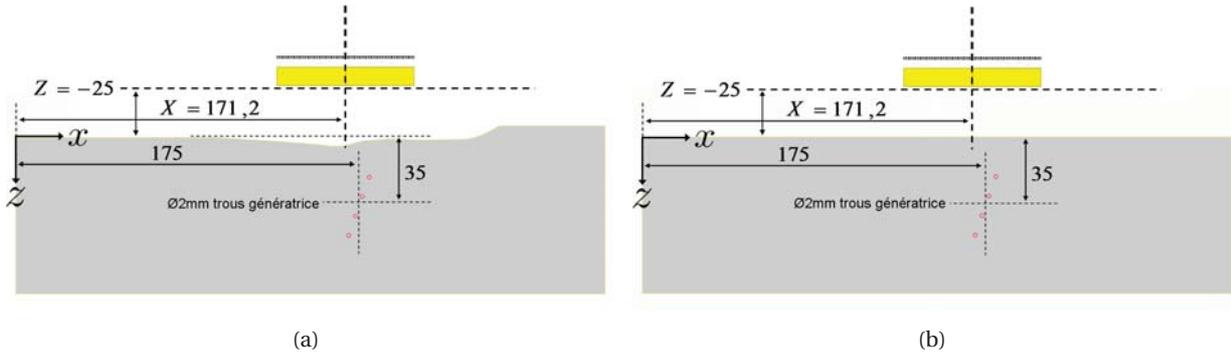


FIGURE 4.6 : Pièces de surface complexe (a) et plane (b) considérées pour l'étude de l'erreur sur la vitesse de propagation.

TABLEAU 4.1 : Pièce de surface plane. Écart de localisation et perte d'intensité, pour les différents défauts, en fonction d'erreurs sur la vitesse de propagation.

$\Delta c/c_L$	Défaut T_5			Défaut T_6			Défaut T_7			Défaut T_8		
	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA
-3% (5600 m/s)	0,0	-1,0	-5	-0,4	-1,4	-3	-0,2	-2,2	-4	0,0	-2,6	-3
-5% (5700 m/s)	0,0	-0,8	-4	-0,4	-1,0	-2	-0,2	-1,6	-2	0,0	-2,0	-2
+3% (6100 m/s)	0,4	1,0	-1	0,2	1,2	0	0,2	1,6	-1	0,0	2,2	-1
+5% (6200 m/s)	0,4	1,4	-1	0,2	1,6	0	0,2	2,4	-2	0,0	3,0	-2

Dans cette configuration, on peut constater que, comme attendu, i) les défauts étant dans l'ouverture du traducteur et proches de son axe, les écarts suivant x sont quasiment inexistant, ii) les écarts suivant z sont d'autant plus importants que le défaut est profond et iii) une erreur relative sur la vitesse négative (resp. positive) conduit à une sous-estimation (resp. surestimation) de la profondeur du défaut. Contrairement au cas du contrôle au contact, du fait de la non détermination analytique des isochrones, la méthode géométrique prédisant l'écart de positionnement ne peut être utilisée ici. Néanmoins, de la même manière que précédemment, en considérant l'élément se trouvant à la verticale des défauts, on peut donner une approximation de l'écart de positionnement :

$$\Delta r = r - r_0 = r_0 \left(\frac{c'_L}{c_L} - 1 \right), \quad (4.5)$$

avec r et r_0 les distances de parcours de l'onde dans l'acier (jusqu'au défaut) dans la situation de référence et dans celle de la vitesse erronée.

Cette évaluation approchée, pour les mêmes raisons que le cas contact, conduit à une sous-estimation de l'écart. Nous obtenons ainsi, pour les défauts T_5 à T_8 des écarts de :

- $\pm 0,7$, $\pm 1,0$, $\pm 1,3$ et $\pm 1,7$ mm pour une erreur de vitesse de $\pm 3\%$
- $\pm 1,0$, $\pm 1,5$, $\pm 2,0$ et $\pm 2,5$ mm pour une erreur de vitesse de $\pm 5\%$.

Les écarts Δz effectivement relevés sur les cartographies (TABLEAU 4.1) confirment bien cette sous-estimation.

Compte tenu de la précision de la grille de calcul (0,2 mm) et donc de la précision de la mesure du point brillant, on vérifie sur les valeurs relevées (TABLEAU 4.1) que l'écart (absolu) en profondeur $|\Delta z|$ est identique pour une même erreur relative de vitesse positive ou négative. De façon plus surprenante, on constate sur les cartographies FIGURE 4.7 une dissymétrie de l'influence d'une erreur relative sur la vitesse suivant qu'elle soit positive ou négative. Effectivement, on remarque un effet de défocalisation plus important pour une sous-estimation que pour une surestimation de la vitesse, l'effet étant d'autant plus prononcé que le défaut est peu profond. Nous reviendrons plus loin sur l'interprétation de ce phénomène (§ 4.3.1.1).

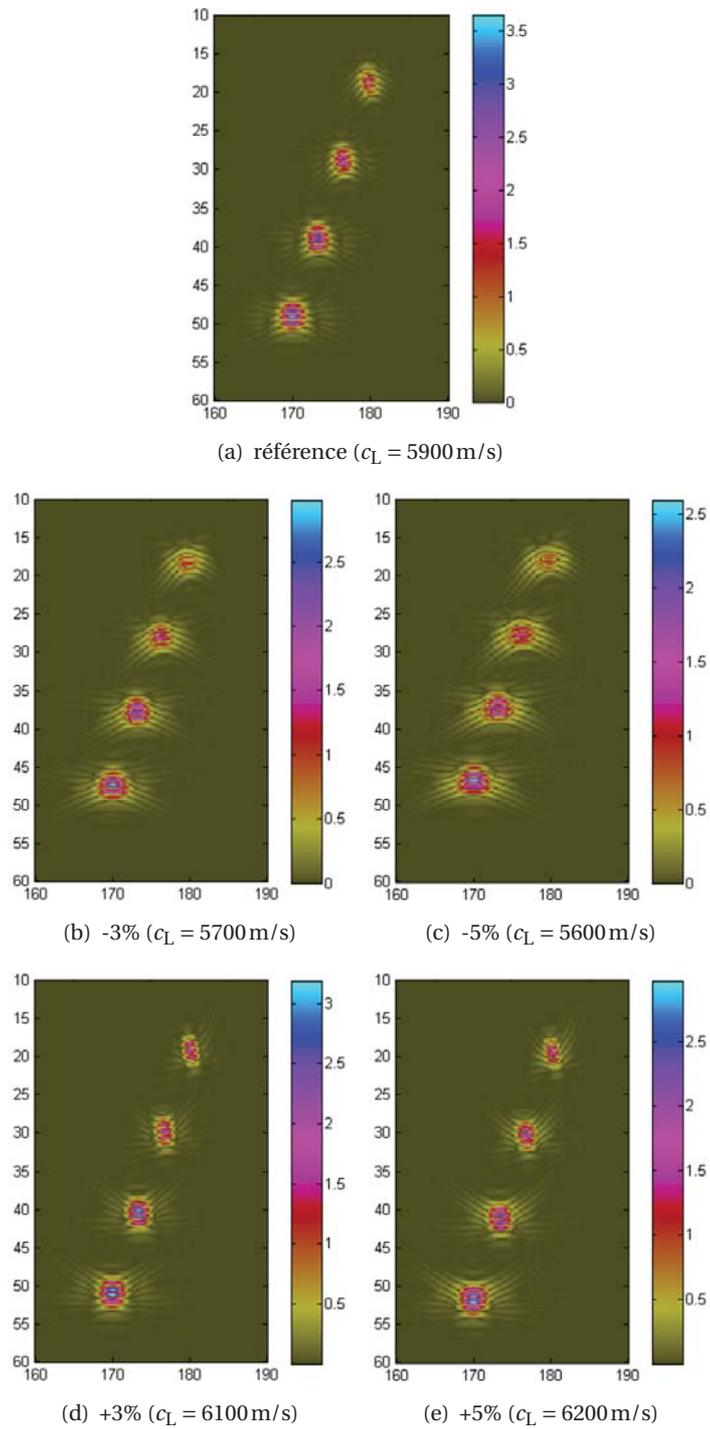


FIGURE 4.7 : Pièce de surface plane. Images FTP obtenues avec des erreurs sur la vitesse c_L

4.2.2 - Erreur sur le positionnement du traducteur

Pièce de surface de géométrie complexe Le même jeu de valeurs est appliqué dans le cas d'une pièce de géométrie complexe. Les cartographies reconstruites sont présentées FIGURE 4.8. Les écarts de localisation, $\Delta x, \Delta z$ (en mm) et les pertes d'intensité, ΔA (en dB) ont été reportés au TABLEAU 4.2.

TABLEAU 4.2 : Pièce de surface complexe. Écart de localisation et perte d'intensité, pour les différents défauts, en fonction d'erreurs sur la vitesse de propagation.

$\Delta c / c_L$	Défaut T_5			Défaut T_6			Défaut T_7			Défaut T_8		
	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA
-3% (5600 m/s)	0,2	-1,0	-6	0,2	-1,4	-6	0,0	-2,0	-4	0,2	-2,4	-4
-5% (5700 m/s)	0,2	-0,6	-4	0,0	-1,0	-3	0,0	-1,4	-2	0,2	-1,6	-2
+3% (6100 m/s)	0,4	0,0	0	0,2	0,4	0	0,2	0,8	-1	0,0	1,2	-1
+5% (6200 m/s)	0,4	0,4	0	0,4	0,8	-2	0,2	1,4	-2	-0,2	2,0	-3

L'influence de la surface ne peut être négligée, en effet les écarts de localisation relevés ici sont différents du cas plan précédent. La dissymétrie de comportement entre sous-estimation et surestimation de la vitesse est ici encore plus apparente.

4.2.2 Erreur sur le positionnement du traducteur

Intéressons nous maintenant à l'influence de l'incertitude sur la position du capteur et son orientation. Nous nous plaçons dans le cas de contrôle en immersion et considérons le cas d'une pièce plane et d'une pièce de surface complexe. Les configurations de contrôle sont identiques à celle de la § 4.2.1.2.

En suivant une démarche analogue à la précédente, une configuration dite de référence est utilisée pour la simulation des échos et les reconstructions sont réalisées en appliquant des écarts sur le positionnement du capteur –relativement à cette configuration de référence–. Dans les deux cas, pièce plane et complexe, dans la configuration de référence, le traducteur est parfaitement horizontal et sa position est repérée par les coordonnées $(X, Z) = (171,2; -25)$ de son centre, en ayant pris comme point d'origine le coin en haut et à gauche des pièces.

Nous introduisons trois paramètres qui sont :

- ΔX , l'écart sur la coordonnée X par rapport à sa valeur de référence,
- ΔZ , l'écart sur la coordonnée Z par rapport à sa valeur de référence,
- θ_t , la désorientation du capteur dans le plan (xOz) (angle entre l'axe du traducteur et la verticale).

4.2.2.1 Contrôle en immersion d'une pièce de surface plane

La FIGURE 4.9 montre la cartographie reconstruite avec les bons paramètres de positionnement du traducteur $(\Delta X, \Delta Z, \theta_t) = (0, 0, 0)$ tandis que quelques cartographies obtenues avec différentes valeurs non nulle de $\Delta X, \Delta Z$ ou θ_t sont présentées FIGURE 4.10.

Translation du capteur suivant x ou z Les écarts de localisation, $\Delta x, \Delta z$ (en mm) et les pertes d'intensité, ΔA (en dB) pour des erreurs de positionnement ΔX et ΔZ ont été reportés TABLEAU 4.3.

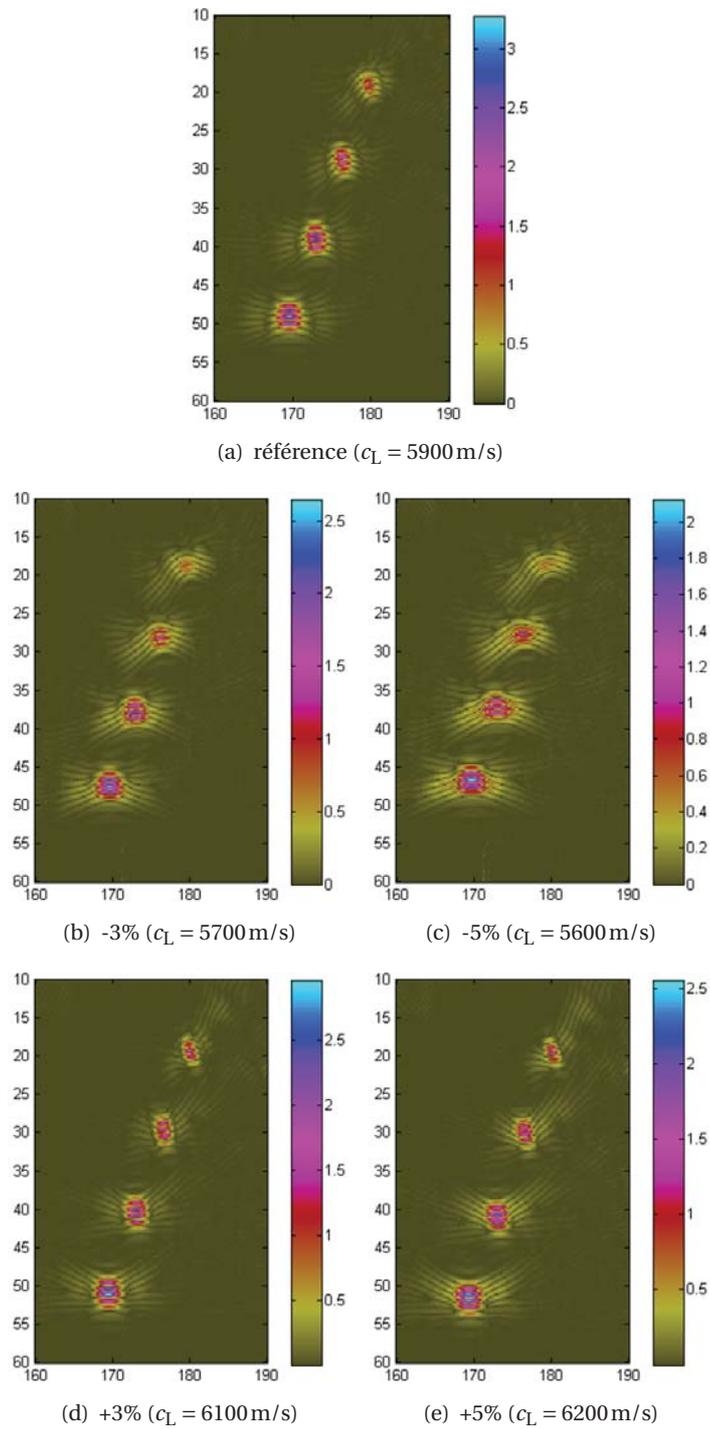


FIGURE 4.8 : Pièce de surface complexe. Images FTP obtenues avec des erreurs sur la vitesse c_L

4.2.2 - Erreur sur le positionnement du traducteur

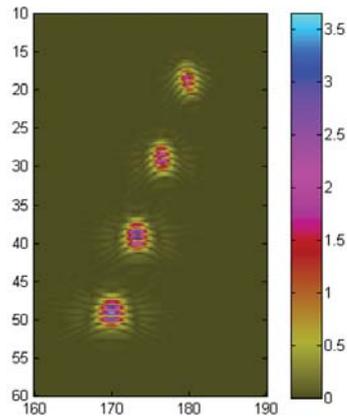


FIGURE 4.9 : Pièce de surface plane. Image FTP obtenue avec les paramètres de référence

TABLEAU 4.3 : Pièce de surface plane. Écart de localisation et perte d'intensité, pour les différents défauts, en fonction de certaines erreurs sur le positionnement du traducteur.

	Défaut T_5			Défaut T_6			Défaut T_7			Défaut T_8		
	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA
$\Delta X = -1$ mm	-1,0	0,0	0	-1,0	0,0	0	-1,0	0,0	0	-1,0	0,0	0
$\Delta X = 1$ mm	1,0	0,0	0	1,0	0,0	0	1,0	0,0	0	1,0	0,0	0
$\Delta Z = -1$ mm	/	/	/	-0,2	-4,0	-6	-0,2	-4,2	-4	0,0	-4,2	-2
$\Delta Z = 1$ mm	0,4	3,6	-3	0,2	3,8	-1	0,0	4,0	-1	0,0	4,2	0

Comme on peut s'y attendre dans cette configuration, une erreur de positionnement du traducteur suivant x entraîne la même erreur sur la localisation des défauts.

Une erreur de positionnement en z implique essentiellement un écart de localisation en profondeur. Intuitivement, on s'attend à ce qu'une erreur ΔZ du traducteur se traduise par un écart de localisation Δz donné par :

$$\Delta z = \frac{c_L}{c_{\text{eau}}} \Delta Z \quad (4.6)$$

Cette relation est établie ici par analogie avec le comportement d'un capteur focalisant, nous reviendrons ultérieurement sur sa justification théorique (§ 4.3.1.1). La relation (4.6) aboutit à un écart de localisation $\Delta z = \pm 4$ mm pour une erreur $\Delta Z = \pm 1$ mm, ce qui est en accord, à la précision de mesure près, aux écarts Δz effectivement relevés.

De manière assez similaire aux observations faites pour une erreur de vitesse, on constate sur les cartographies une dissymétrie entre les cas $\Delta Z = -1$ mm et $\Delta Z = 1$ mm : on observe une forte défocalisation dans le cas de la surestimation de la hauteur d'eau ($\Delta Z = -1$) d'autant plus forte que le défaut est peu profond. Le comportement analogue dans les deux cas, surestimation de la hauteur d'eau et sous-estimation de la vitesse dans l'acier, est cohérent : pour un temps d'écho fixé, l'erreur sur le paramètre conduit à une sous-estimation de la profondeur des défauts (4.6). Nous reviendrons plus loin sur l'explication de ce phénomène (§ 4.3.1.1).

Désorientation θ_t Regardons maintenant l'effet d'une désorientation du traducteur relativement à la surface. Intuitivement on s'attend à ce qu'appliquer l'algorithme FTP avec une erreur d'orientation du traducteur se traduise par une rotation de l'image obtenue et que l'écart de positionnement soit d'autant plus important que le défaut est profond. Ce qui est confirmé par les cartographies FIGURE 4.10(e) et FIGURE 4.10(f) et par les valeurs relevées au TABLEAU 4.4 et en particulier que l'on n'a quasiment pas de baisse d'intensité

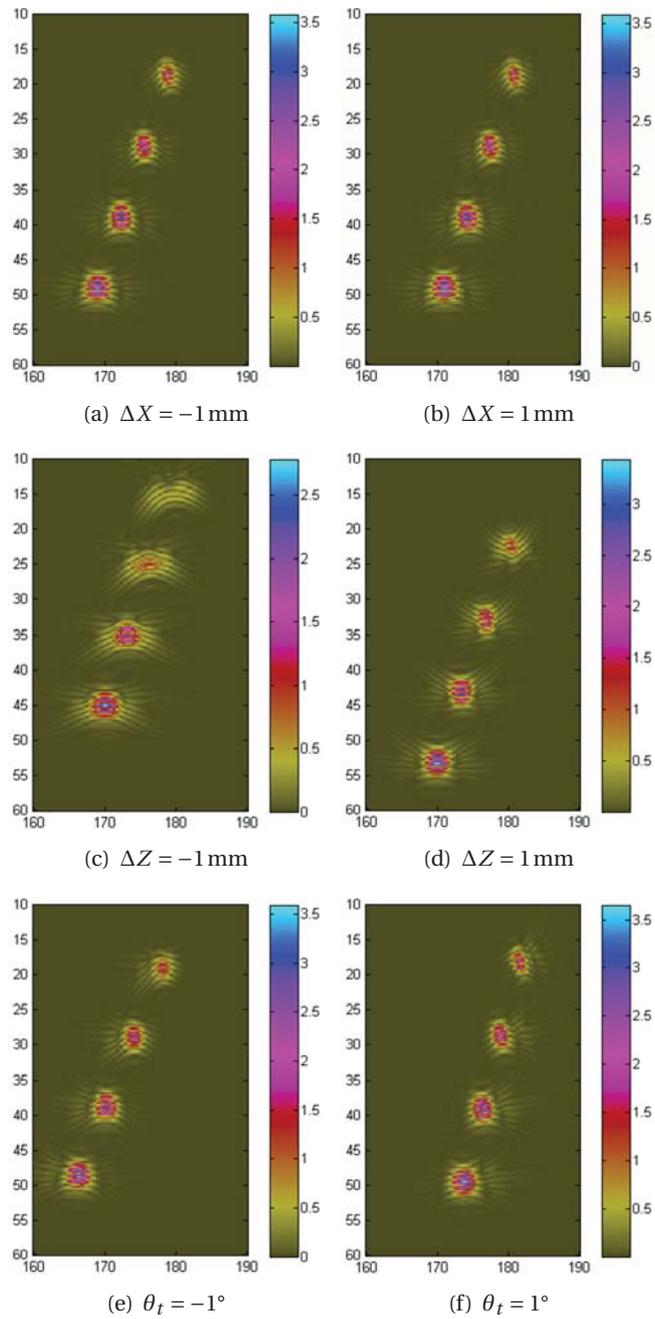


FIGURE 4.10 : Pièce de surface plane. Images FTP obtenues avec différentes sources d'erreur sur le positionnement du traducteur

4.2.2 - Erreur sur le positionnement du traducteur

dans les taches. Ces observations s'expliquent si l'on considère (il s'agit d'une approximation) qu'une rotation du traducteur implique aussi une rotation de l'ensemble des isochrones dans l'acier. On peut ainsi prédire de façon simplifiée l'écart de positionnement induit par une erreur sur l'orientation du traducteur en évaluant cette rotation. Pour cela on considère l'axe du capteur, dans la situation de référence cet axe est vertical.

Comme nous envisageons ici de faible désorientation θ_t , on peut considérer que le point d'impact de l'axe du capteur sur la surface n'est pas modifié. La désorientation θ_t se traduit donc simplement par une rotation de l'axe réfracté dans l'acier autour du point d'impact à la verticale du centre du capteur d'un angle r donné par

$$r = \arcsin\left(\frac{c_L}{c_{\text{eau}}} \sin\theta_t\right), \quad (4.7)$$

cette expression étant obtenue à partir de la loi de Snell-Descartes. Ainsi, par application de formules de changement de repère on s'attend à ce qu'un défaut de coordonnées réelles (x, z) soit positionné aux coordonnées (x', z') telles que

$$\begin{aligned} x' &= x \cos r + z \sin r \\ z' &= z \cos r - x \sin r. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Notons $\Delta x' = x' - x$ et $\Delta z' = z' - z$ les écarts de localisation estimés par ce modèle simplifié. Ces écarts ont été reportés dans le TABLEAU 4.4. La comparaison avec les écarts Δx et Δz effectivement mesurés sur les cartographies montre un bon accord.

TABLEAU 4.4 : Pièce de surface plane. Écarts de localisation donnés par les deux méthodes d'estimation

	$\theta_t = -1^\circ$					$\theta_t = 1^\circ$				
	ΔA	Δx	Δz	$\Delta x'$	$\Delta z'$	ΔA	Δx	Δz	$\Delta x'$	$\Delta z'$
Défaut T_5	-1	-1,6	0,4	-1,4	0,3	0	1,8	-0,2	1,4	-0,4
Défaut T_6	0	-2,6	0,2	-2,1	0,0	0	2,2	0,0	2,1	-0,2
Défaut T_7	0	-3,2	-0,4	-2,8	-0,2	0	3,2	0,2	2,8	0,0
Défaut T_8	0	-3,6	-0,4	-3,5	-0,5	0	3,6	0,4	3,5	0,2

4.2.2.2 Contrôle en immersion d'une pièce de géométrie complexe

Pour le cas de la surface complexe, les cartographies reconstruites avec les bons paramètres et celles obtenues avec les mêmes erreurs de positionnement du traducteur que dans le cas de la surface plane sont présentées respectivement FIGURE 4.11 et FIGURE 4.12. Les écarts de localisation et d'intensité relevés sont reportés au TABLEAU 4.5.

TABLEAU 4.5 : Pièce de surface complexe. Écart de localisation et perte d'intensité, pour les différents défauts, en fonction de certaines erreurs sur le positionnement du traducteur.

	Défaut T_5			Défaut T_6			Défaut T_7			Défaut T_8		
	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA
$\Delta X = -1$ mm	-0,9	-0,2	-2	-0,8	-0,1	-3	-0,4	-0,2	-2	-0,6	0,0	-3
$\Delta X = 1$ mm	/	/	/	0,6	0,3	-5	0,8	0,0	-4	0,6	0,0	-4
$\Delta Z = -1$ mm	/	/	/	/	/	/	-0,4	-4,1	-8	-0,6	-4,0	-4
$\Delta Z = 1$ mm	1,4	3,4	-6	1,0	3,4	-4	0,8	3,5	-2	0,4	4,3	-2
$\theta_t = -1^\circ$	-1,8	0,6	-3	-2,6	1,1	-4	-3,3	0,8	-4	-4,4	0,8	-3
$\theta_t = 1^\circ$	2,0	-1,2	-6	2,6	-1,2	-4	3,5	-0,9	-3	4,2	-0,8	-2

Dans le cas d'un contrôle sur une pièce de surface plane, une translation du traducteur suivant l'axe x

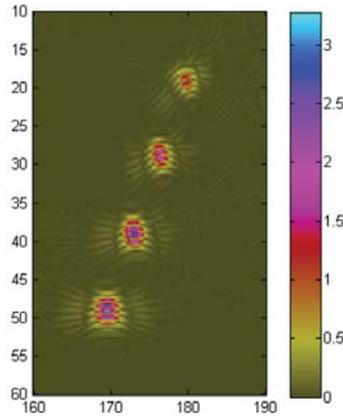


FIGURE 4.11 : Pièce de surface complexe. Image FTP obtenue avec les paramètres de référence

entraînait la même translation sur la position estimée du défaut. Ici, à cause de la complexité de la surface, brisant la symétrie de la configuration, ce n'est plus le cas, une translation suivant x du capteur peut aussi induire un décalage en profondeur de la position estimée du défaut. Surtout comme on peut le voir sur les cartographies FIGURE 4.12(a) et FIGURE 4.12(b) une erreur sur le positionnement ΔX du traducteur entraîne l'apparition de taches artefacts dues à la mauvaise prise en compte des trajets réfractés par la surface complexe.

L'effet d'un décalage du traducteur suivant z est moins sensible à l'influence de la surface : on observe les mêmes phénomènes que sur la pièce plane, à savoir un écart de positionnement du même ordre (environ ± 4 mm pour $\Delta Z = \pm 1$ mm) et un phénomène de défocalisation non liée à la surface mais dû au retard instauré en augmentant la hauteur d'eau comparée à la configuration de référence.

À première vue, les cartographies FIGURE 4.12(e) et FIGURE 4.12(f) semble indiquer qu'une désorientation du traducteur comme dans le cas plan se traduit par une rotation de la position estimée des défauts. Cependant, une analyse plus approfondie montre que les écarts obtenus ne peuvent être prédits par une simple rotation. L'état de surface rend invalide l'hypothèse d'un centre de rotation unique. On observe également cette fois-ci des diminutions d'intensité dans les différentes taches.

Nous avons également regardé l'effet cumulé de deux erreurs, par exemple sur un décalage en x et une désorientation du traducteur. En prenant le cas $\Delta X = 1$ mm et $\theta_t = -1^\circ$ (FIGURE 4.13(a)), ces deux erreurs cumulées semblent se compenser puisque le niveau d'intensité relevé pour les trous T_7 et T_8 est proche du cas de référence. Mais, pour le cas $\Delta X = 1$ mm et $\theta_t = 1^\circ$ (FIGURE 4.13(b)), ces deux paramètres entraînant individuellement des erreurs allant dans le même « sens », l'effet cumulé des deux provoque des écarts de localisation ainsi que des pertes d'intensité bien plus important. Ces deux exemples illustrent la difficulté de prédire *a priori* l'effet cumulé de deux erreurs.

TABLEAU 4.6 : Pièce de surface complexe. Écart de localisation et perte d'intensité, pour les différents défauts, en cumulant deux erreurs de positionnement du traducteur

	Défaut T_5			Défaut T_6			Défaut T_7			Défaut T_8		
	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA
$\Delta X=1$ mm et $\theta_t=-1^\circ$	-0,8	1,6	-2	-1,6	1,2	-1	-2,6	1,0	0	-3,6	0,8	0
$\Delta X=1$ mm et $\theta_t=1^\circ$	/	/	/	5,8	-1,4	-6	7,2	-1,2	-7	8,2	-0,6	-8

4.2.2 - Erreur sur le positionnement du traducteur

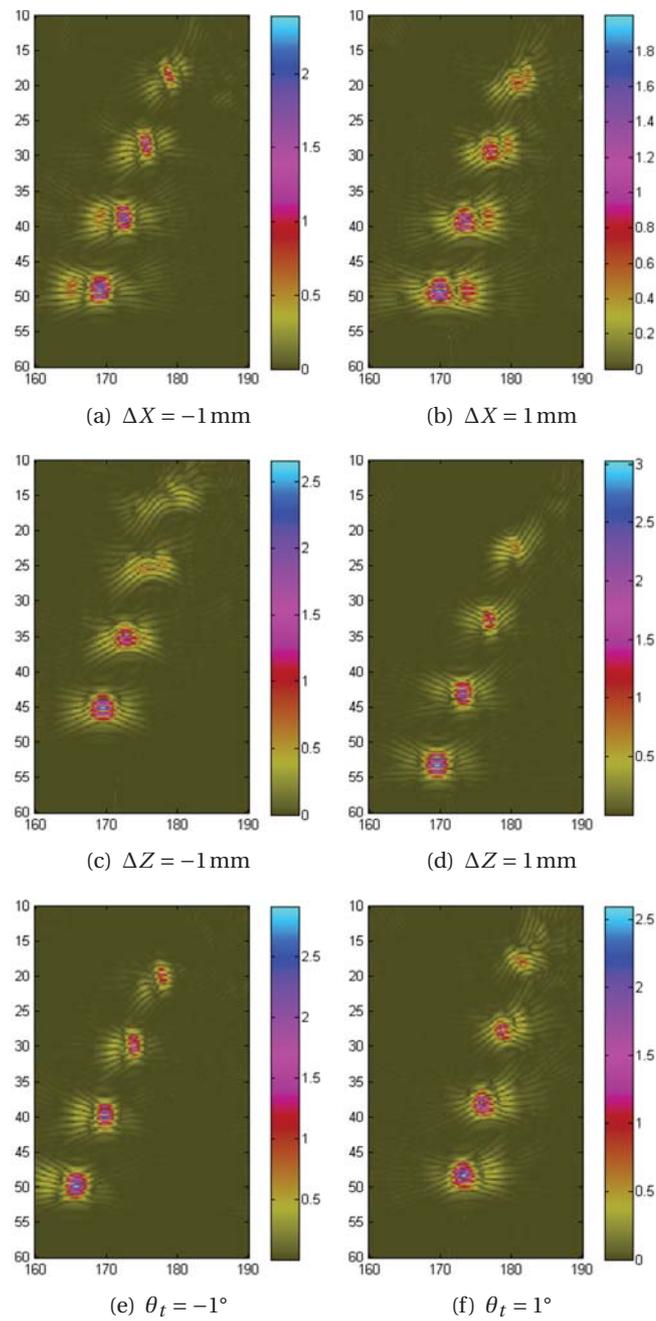


FIGURE 4.12 : Pièce de surface complexe. Cartographies FTP obtenues avec différentes sources d'erreur sur le positionnement du traducteur.

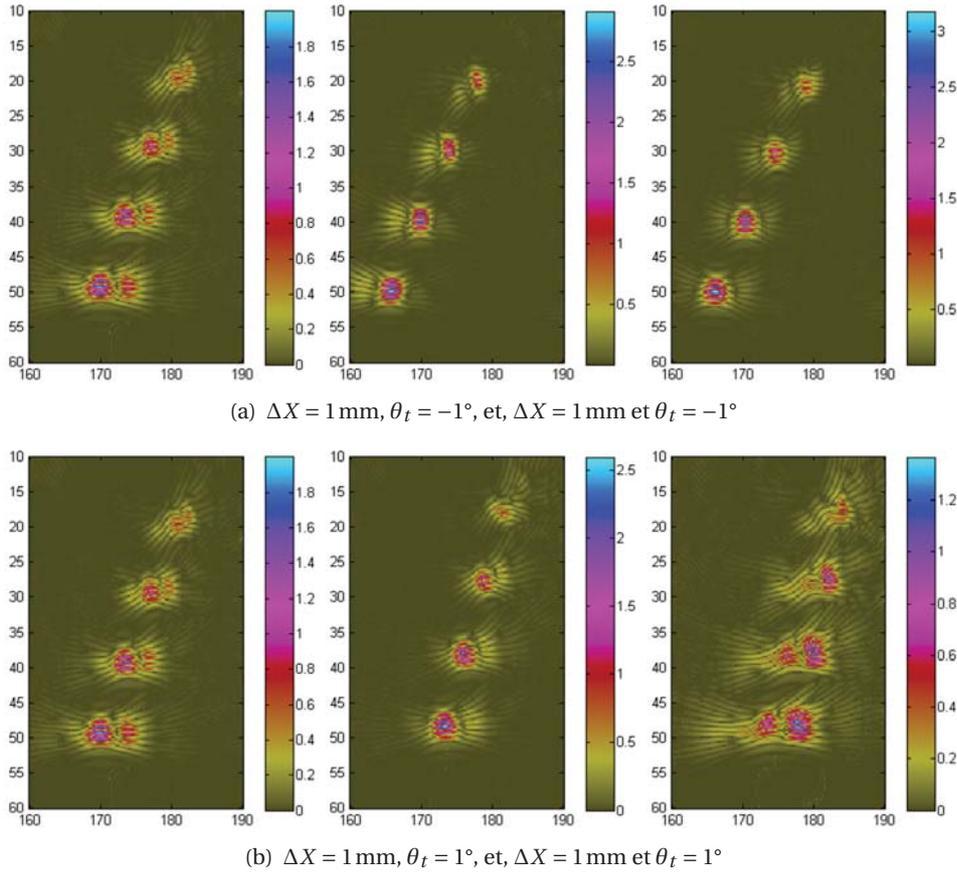


FIGURE 4.13 : Pièce de surface complexe. Cartographies FTP obtenues en accumulant deux erreurs sur le positionnement du traducteur.

4.2.3 Erreur sur la description de la surface

Afin d'étudier l'influence d'une erreur sur la description de la surface d'une pièce non plane, nous avons choisi de prendre un profil de référence paramétrique dont on fait varier les valeurs le décrivant. Le profil retenu est constitué d'une succession d'arcs de cercle de courbure alternativement positive et négative. Les paramètres sont (FIGURE 4.14(b)) :

- $h_1 = h_2 = 3 \text{ mm}$, les longueurs des flèches,
- $L_1 = L_2 = 50 \text{ mm}$, les longueurs des cordes.

Ainsi les rayons de courbure R_k , $k = 1$ ou 2 , valent :

$$R_k = \frac{1}{2} \left(h_k + \frac{L_k^2}{4h_k} \right). \quad (4.9)$$

La simulation est effectuée en considérant le traducteur (identique à celui utilisé au CHAPITRE 3) parfaitement horizontal. Le centre du capteur est positionné en $(150; -25)$, l'origine du repère étant prise au coin en haut à gauche de la pièce. Trois défauts sont introduits dans la pièce. Ce sont des trous génératrices de 2 mm de diamètre, D_1 , D_2 et D_3 , dont les centres sont localisés en $(125; 20)$, $(150; 20)$ et $(175; 20)$. Ainsi ils sont en vis-à-vis du capteur, D_2 étant centré sur l'axe du capteur.

Le but de cette étude est d'évaluer l'influence des erreurs de description de la surface sur la reconstruction de ces trois défauts. Ne seront considérées alors que les erreurs portant sur les paramètres décrivant la

4.2.3 - Erreur sur la description de la surface

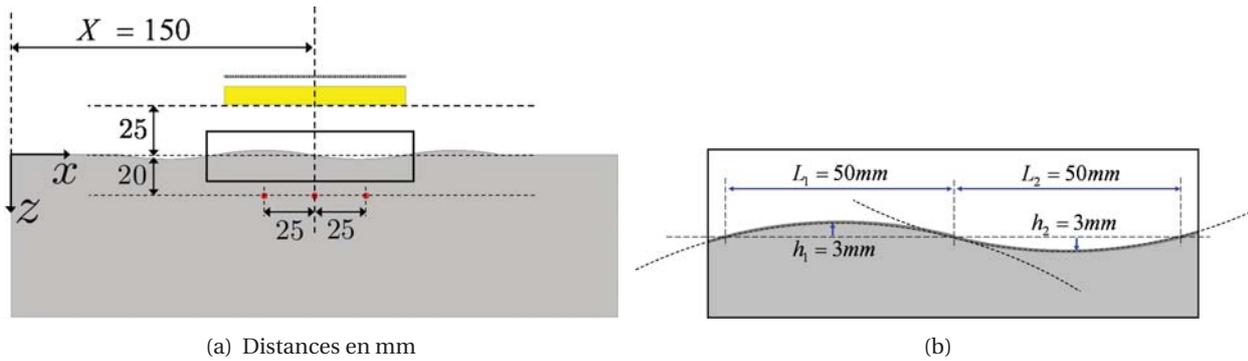


FIGURE 4.14 : Configuration FMC dans le cas d'une pièce de surface formée par des arcs de cercle (a). Zoom sur la partie de la surface se trouvant sous le traducteur (b).

surface, le traducteur étant à sa position de référence. Une modification d'un de ces paramètres entraîne la modification des rayons de courbure locaux de la surface, ces quantités étant liées par la relation (4.9). Les différentes isochrones vont alors être modifiées et s'intersecter alors en une position différente de celle du défaut réel.

Comme indiqué dans le cas plan (§ 4.2.1.1), la position du point d'intersection ne peut être obtenu analytiquement. L'algorithme FTP a donc été mis en œuvre sur une ROI de taille 80 mm × 20 mm (pas de 0,2 mm dans les deux directions) centrée sur le défaut D_2 en considérant différents jeux de paramètres h_1, h_2, L_1 et L_2 . Pour chaque cas les positions et les intensités des points brillants ont été relevées afin d'obtenir les écarts de localisation, $\Delta x, \Delta z$ (en mm) et les pertes d'intensité, ΔA (en dB) par rapport à la configuration de référence.

4.2.3.1 Erreur sur la longueur des flèches h_1 et/ou h_2

Les cartographies reconstruites avec application d'erreurs sur h_1 et h_2 sont présentées FIGURE 4.16. À partir de ces cartographies, les écarts de localisation et les pertes d'intensité ont été reportés au TABLEAU 4.7.

TABLEAU 4.7 : Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Écart de localisation et perte d'intensité, pour les différents défauts, en fonction des erreurs sur la longueur des flèches.

	Trou D_1			Trou D_2			Trou D_3		
	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA
$h_1 = h_2 = 3,5$	-0,2	1,4	-4	2,0	-0,2	0	0,4	-1,4	-6
$h_1 = h_2 = 4$	-0,2	2,6	-6	4,0	-0,2	0	0,6	-2,8	-6
$h_1 = h_2 = 2,5$	-0,6	-1,4	-2	-2,0	-0,2	0	0,4	1,2	-5
$h_1 = h_2 = 2$	-0,4	-2,8	-3	-4,0	-0,6	-2	0,6	2,4	-7
$h_1 = 2,5; h_2 = 3,5$	-0,4	-1,4	-3	/	/	/	0,4	-1,4	-6

Le défaut D_2 se trouve sous la « jonction » des deux arcs de cercles formant la surface de la pièce. Dans le cas où la même erreur est appliquée sur h_1 et h_2 nous obtenons une tache de reconstruction unique dont l'écart suivant z est relativement faible. De plus, dans ces cas, la surface ne présente pas de points anguleux, même au point de jonction des arcs de cercle où ses tangentes à gauche et à droite sont confondues. Mais ce n'est plus le cas lorsque les erreurs appliquées sur h_1 et h_2 sont différentes, ce qui est à l'origine de la double tache reconstruite observée dans ces cas (FIGURE 4.16(d)).

Pour les défauts D_1 et D_3 , les écarts obtenus suivant x sont beaucoup plus faibles comparés à ceux suivant z . Ces écarts ne semblent dépendre que de la variation de surface se trouvant au dessus de ces défauts.

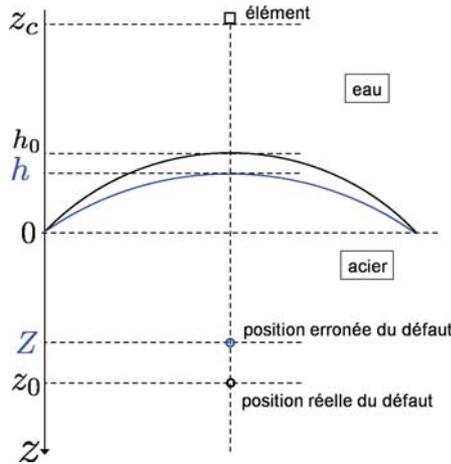


FIGURE 4.15 : Écart de localisation du défaut avec une erreur sur le positionnement du traducteur.

Lorsque l'on applique une erreur de Δh sur h_1 et h_2 , l'écart de localisation Δz du défaut D_1 est identique à celui du défaut D_3 lorsque l'on applique une erreur de $-\Delta h$ sur ces deux paramètres. Aussi, comme dans le cas de la surface plane, une méthode d'approximation de l'erreur de positionnement peut être utilisée pour comparaison. Dans cette configuration particulière, l'onde émise des éléments e_1 et e_3 se trouvant à la verticale des défauts D_1 et D_3 atteint ces derniers avec une incidence normale sur la surface quelques soient h_1 et/ou h_2 . Ainsi, en notant t_0 le temps de l'écho, dans la configuration de référence et dans celle erronée, il vérifie le système suivant :

$$\begin{cases} t_0 = 2 \frac{h_0 - z_c}{c_{\text{eau}}} + 2 \frac{z_0 - h_0}{c_L} \\ t_0 = 2 \frac{h - z_c}{c_{\text{eau}}} + 2 \frac{Z - h}{c_L} \end{cases}, \quad (4.10)$$

avec (FIGURE 4.15) :

- z_c : ordonnée de l'élément
- h_0, h : ordonnées du point d'incidence de l'onde sur la surface, dans la configuration de référence et celle erronée
- z_0, Z : ordonnées du défaut, dans la configuration de référence et celle erronée

La FIGURE 4.15 représente la partie de la surface décrite par (h_1, L_1) , les quantités intervenant dans (4.10) sont identiques pour les deux parties de la surface, seule change le signe de la courbure de la surface. L'erreur de localisation peut alors être approchée par la différence des deux hauteurs :

$$\Delta z \approx Z - z_0 = \left(1 - \frac{c_L}{c_{\text{eau}}}\right) (h - h_0). \quad (4.11)$$

Avec les valeurs de vitesse précédemment données une erreur Δh (sur la longueur de la flèche) de 0,5 et 1 mm entraîne un écart Δz de l'ordre de $\pm 1,5$ et $\pm 3,0$ mm, ce qui est en bon accord avec les écarts relevés ($|\Delta z| = 1,4$ mm pour $\Delta h = 0,5$ mm et $|\Delta z|$ vaut de 2,4 mm à 2,8 mm pour $\Delta h = 1,0$ mm).

4.2.3.2 Erreur sur la longueur des arcs L_1 et/ou L_2

Les cartographies reconstruites avec application d'erreurs sur L_1 et/ou L_2 sont présentées FIGURE 4.17. À partir des points brillants estimés pour chacune de ces cartographies, les écarts en termes de localisation et d'intensité ont été reportés au TABLEAU 4.8.

En ayant conservée la continuité au point de jonction des deux arcs de cercle (au dessous du défaut D_2), la surface n'est que peu modifiée par un petit changement des paramètres L_1 ou L_2 , ce qui explique les

4.3.1 - Outils d'analyse

TABLEAU 4.8 : Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Écart de localisation et perte d'intensité, pour les différents défauts, en fonction d'erreurs sur la longueur des cordes.

	Trou D_1			Trou D_2			Trou D_3		
	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA	Δx	Δz	ΔA
$L_1 = L_2 = 46$	0,4	-0,4	-1	-0,2	0,0	-3	-0,2	0,2	-5
$L_1 = L_2 = 54$	-0,4	0,0	-4	0,2	0,0	-3	-0,2	0,0	0
$L_1 = 52 ; L_2 = 48$	-0,4	0,0	-3	0,0	0,2	-3	0,2	0,0	-5

faibles écarts de localisation (Δx et Δz) observés pour l'ensemble des défauts. En revanche, à la différence d'une modification des flèches qui entraîne des écarts de localisation plus importants, on peut noter de plus grandes pertes d'intensité (jusqu'à -5 dB) montrant une grande sensibilité de ce paramètre sur la détectabilité des défauts.

4.3 Quantification de la performance de FTP vis-à-vis du nombre de signaux acquis

L'acquisition FMC permet d'obtenir les signaux correspondant à toutes les paires d'émetteur-récepteur possibles. On appelle matrice inter-éléments cet ensemble de signaux ($s_{ij}(t)$) où $i, j = 1, \dots, N$ représentent respectivement les éléments émetteur et récepteur, N étant le nombre d'éléments du traducteur.

Nous avons vu au CHAPITRE 3 les bons résultats en termes de résolution et localisation de l'algorithme FTP appliqué à ces N^2 signaux. Cependant, cet important volume de données à acquérir et à traiter peut constituer un frein à la mise en œuvre de la méthode couplant l'acquisition FMC et l'imagerie FTP en particulier si l'on vise une imagerie temps réelle. En pratique deux tirs consécutifs devant être séparés par un temps minimal afin de garantir leur indépendance, cela impose une durée minimale à l'acquisition. Cette durée minimale bien que moins critique en CND que dans le domaine médical peut s'avérer néanmoins être un inconvénient dans certaines applications industrielles. Il peut alors être intéressant de réduire le nombre de signaux traités et l'objectif ici est d'évaluer les performances de l'algorithme FTP lorsqu'on l'applique à un sous ensemble de la matrice inter-éléments. Dans un premier temps, on va montrer la relation entre l'imagerie FTP et le champ en émission-réception du capteur, puis, on explicitera le concept d'ouverture effective. Ces éléments nous permettront d'analyser les résultats de l'étude présentée dans la suite et qui consistera à évaluer différentes façon de réduire le nombre de signaux traités qui, par analogie avec le post-traitement de toutes les informations, peuvent être nommées acquisitions de matrice creuse des signaux inter-éléments ou « *Sparse Matrix Capture (SMC)* ».

4.3.1 Outils d'analyse

4.3.1.1 Image FTP et champ en émission-réception

Comme nous l'avons déjà indiqué à plusieurs reprises, l'algorithme FTP revient à focaliser *a posteriori* en tous points de la ROI. Nous précisons maintenant cette notion et montrons la relation qui existe entre une image obtenue avec cet algorithme et la cartographie du champ en émission-réception dans cette zone. Cette relation nous permettra de mieux comprendre les observations faites au cours de l'étude précédente et plus généralement constituera un outil d'interprétation précieux.

Considérons le cas d'une acquisition d'une sous partie de la matrice inter-éléments. Nous nous limitons ici aux acquisitions constituées d'une succession de tirs ultrasonores, chacun correspondant à un élément émetteur, et tel que les éléments récepteurs sont inchangés d'un tir à l'autre. On peut alors définir les sous ensembles I et J des éléments actifs en émission et en réception.

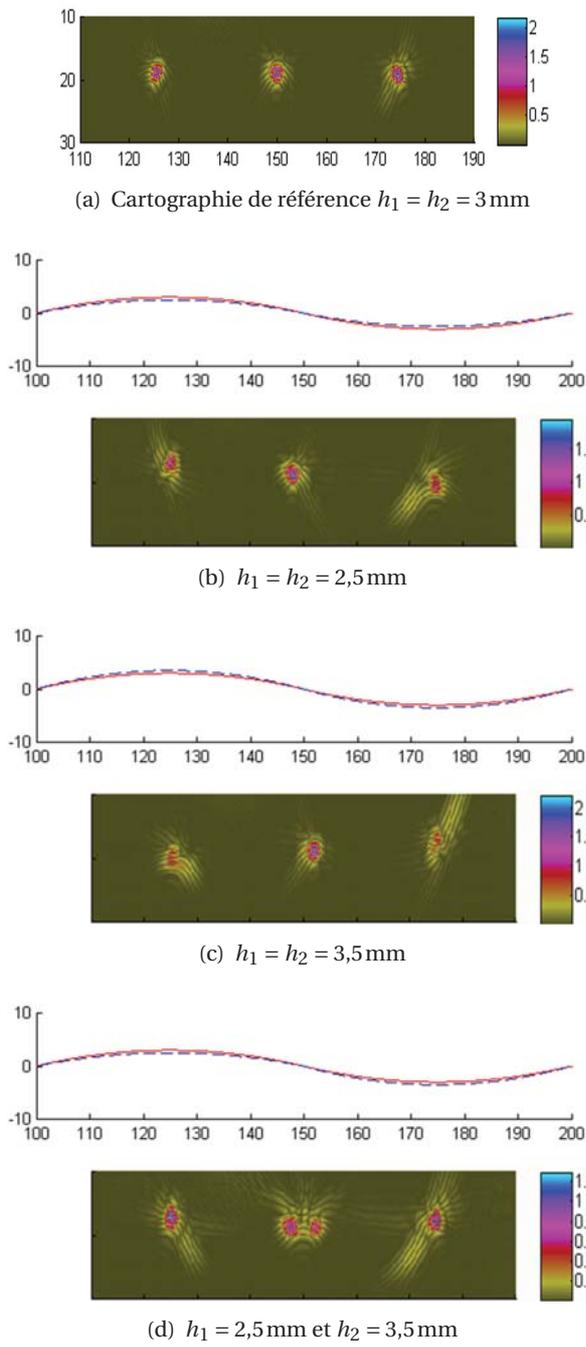


FIGURE 4.16 : Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Cartographies FTP obtenues avec des erreurs sur la longueur des flèches h_1 et h_2 : profils de référence (—) et modifié (- -).

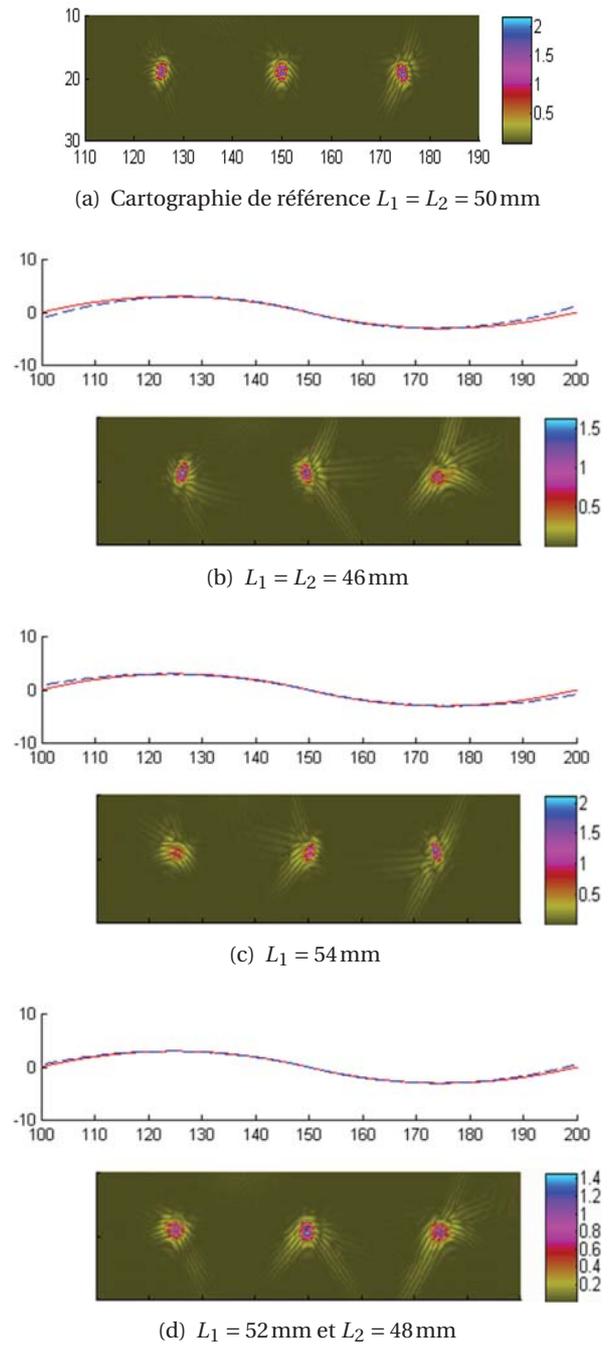


FIGURE 4.17 : Pièce de surface formée par des arcs de cercle. Cartographies FTP obtenues avec des erreurs sur la longueur des cordes L_1 et L_2 : profils de référence (—) et modifiés (- -).

4.3.1 - Outils d'analyse

On s'intéresse à l'image obtenue par FTP à partir d'une telle acquisition lorsque l'on est en présence d'un diffracteur supposé ponctuel localisé en P_0 . Notons $E(P, P_0)$ l'amplitude obtenue par FTP en un point P de la ROI. On a par définition (cf. § 2.3.1)

$$E(P, P_0) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} \delta_{ij}(T_{ijP}) \quad (4.12)$$

où $\delta_{ij}(t)$ est le signal reçu par j lorsque l'élément i émet, et, T_{ijP} le temps de vol correspondant à ce couple émetteur-récepteur et au point P .

On a

$$\delta_{ij}(t) = s(t) \otimes h_i^{\text{tr}}(P_0, t) \otimes h_j^{\text{re}}(P_0, t) \quad (4.13)$$

avec $s(t)$ le signal acoustique émis par un élément. On suppose ce signal identique pour tous les tirs et $h_i^{\text{tr}}(P_0, t)$ et $h_j^{\text{re}}(P_0, t)$ sont les réponses impulsionnelles acoustiques en émission et en réception telles que présentées § 2.2.1.1.

Le remplacement dans (4.12) de $\delta_{ij}(t)$ par son expression (4.13) et l'utilisation de la réciprocity donnée par $h_k^{\text{tr}} = h_k^{\text{re}} = h_k, \forall k = 1 \dots N$ permet de réécrire l'équation (4.12)

$$E(P, P_0) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} s(t) \otimes h_i(P_0, t) \otimes h_j(P_0, t) \otimes \delta [T_{ijP}], \quad (4.14)$$

où $\delta[t]$ est la distribution de Dirac.

Considérons maintenant le capteur fonctionnant en mode focalisant : à l'émission, on applique une loi de retard aux éléments appartenant à I et les signaux reçus sur les éléments appartenant à J sont sommés également avec application d'une loi de retard. Ces deux lois de retard sont calculées pour focaliser en émission et en réception en un point F . On note $\tau_k(F)$ le retard appliqué à l'élément k pour focaliser en F , à l'émission ou à la réception.

Soit $\Phi_E(P, F, t)$ l'expression, au point P , du champ incident construit pour focaliser en F ,

$$\Phi_E(P, F, t) = \sum_{i \in I} s(t) \otimes h_i(P, t) \otimes \delta [t + \tau_i(F)]. \quad (4.15)$$

On se place ici dans le cas scalaire pour plus de simplicité. On peut définir un champ en réception $\delta\Phi_R$

$$\delta\Phi_R(P, F, t) = \sum_{j \in J} h_j(P, t) \otimes \delta [t + \tau_j(F)]$$

Le champ en émission-réception du système (I, J) focalisant en F est alors défini par :

$$\Phi_{ER}(P, F, t) = \Phi_E(P, F, t) \otimes \delta\Phi_R(P, F, t),$$

soit

$$\Phi_{ER}(P, F, t) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} s(t) \otimes h_i(P, t) \otimes h_j(P, t) \otimes \delta [t + \tau_{ij}(F)], \quad (4.16)$$

où $\tau_{ij}(F) = \tau_i(F) + \tau_j(F)$. La relation entre les retards calculés pour focaliser en F et les temps de vol associés au point F est la suivante :

$$\tau_{ij}(F) = T_{ijF} - T_F^{\min},$$

où $T_F^{\min} = \min_{I, J} \{T_{ijF}\}$.

On peut donc réécrire l'équation (4.16),

$$\Phi_{ER}(P, F, t) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} s(t) \otimes h_i(P, t) \otimes h_j(P, t) \otimes \delta [t + T_{ijF} - T_F^{\min}]. \quad (4.17)$$

En comparant les équations (4.17) avec (4.14), on obtient la relation recherchée entre la cartographie FTP et le champ en émission-réception de l'ensemble émetteur-récepteur

$$E(P, P_0) = \Phi_{ER}(P_0, P, T_P^{\min}). \quad (4.18)$$

Afin de pousser plus loin la comparaison entre ces deux grandeurs, plaçons nous dans l'hypothèse simplificatrice suivante :

$$h_i(P, t) = A_i(P) \otimes \delta [t - T_{iP}] \quad (4.19)$$

Cette hypothèse revient à négliger la déformation de l'onde au cours de sa propagation. Elle est implicitement à la base de l'algorithme FTP. Le terme d'amplitude A_i contient la décroissance au cours de la propagation et la directivité de l'élément. Le temps T_{iP} correspond au parcours de l'élément i vers P . Dans le cadre de cette hypothèse, on a

$$h_{ij}(t) = A_{ij}(P_0) s(t - T_{ijP_0}), \quad (4.20)$$

et

$$E(P, P_0) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} A_{ij}(P_0) s(T_{ijP} - T_{ijP_0}), \quad (4.21)$$

avec, pour un point M de la ROI, $T_{ijM} = T_{iM} + T_{jM}$ et $A_{ij}(M) = A_i(M) \times A_j(M)$.

Par ailleurs, en considérant cette hypothèse, le champ en émission-réception en P avec une focalisation en F peut s'exprimer par

$$\Phi_{ER}(P, F, t) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} A_{ij}(P) s(t - T_{ijP} + T_{ijF} - T_F^{\min}). \quad (4.22)$$

En comparant (4.21) et (4.22) on retrouve bien la relation déjà établie dans le cas général entre image FTP et champ en émission-réception avec ici

$$E(P, P_0) = \Phi_{ER}(P_0, P, T_P^{\min}) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} A_{ij}(P_0) s(T_{ijP} - T_{ijP_0}) \quad (4.23)$$

Compte tenu de la grande acceptation angulaire d'un élément, les variations d'amplitudes sont lentes et on a dans un large voisinage de P_0 ,

$$A_{ij}(P) \approx A_{ij}(P_0) \iff E(P, P_0) \approx \Phi'_{ER}(P, P_0, T_{P_0}^{\min}) \quad (4.24)$$

où $\Phi'_{ER}(P, P_0, t)$ est le champ en émission-réception de l'ensemble émetteur-récepteur auquel on applique le signal $s(-t)$ au lieu du signal $s(t)$. L'équation (4.24) lie l'image FTP dans la ROI avec un champ en émission-réception correspondant à une acquisition (focalisation en P_0) et peut donc s'avérer très utile pour l'interprétation des images FTP obtenus avec différents systèmes d'émetteur-récepteur.

Illustrons maintenant cette relation et sa mise en pratique sur un exemple obtenu par simulation. La configuration considérée est très simple. Une barrette linéaire de 32 éléments séparés d'une demi longueur d'onde, de fréquence centrale 2 MHz (il s'agit du capteur utilisé pour les acquisitions du CHAPITRE 3 et qui le sera aussi dans la suite de celui-ci) est mise au contact d'une pièce plane dans laquelle est introduit un diffracteur ponctuel en P_0 . Les paramètres géométriques de la configuration sont données FIGURE 4.18.

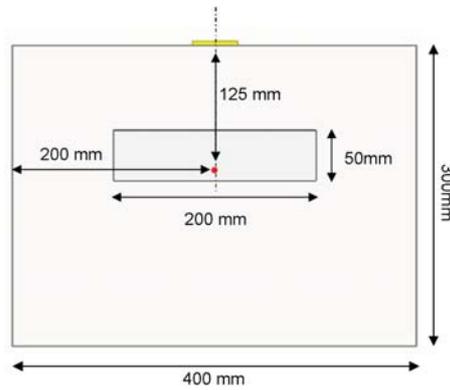


FIGURE 4.18 : Configuration de contrôle

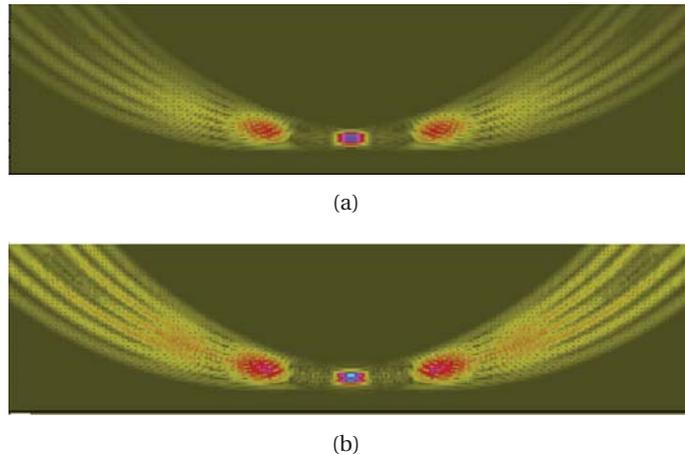


FIGURE 4.19 : Image instantanée du champ en émission-réception (a) et cartographie FTP (b).

On active en émission et en réception 1 élément sur 8, I et J contiennent donc les 4 mêmes éléments. On a calculé d'une part l'image obtenue par FTP de l'acquisition consistant à émettre successivement avec chacun des 4 éléments de I , les 4 éléments étant utilisés en réception (FIGURE 4.19(b)). D'autre part, sur la FIGURE 4.19(a) est représentée la vue instantanée du champ en émission-réception obtenue au temps qui correspond au maximum d'amplitude en P_0 . La grande similitude entre les deux images illustre et confirme la relation (4.24).

La FIGURE 4.20, où sont présentées les cartographies en amplitudes des champs en émission et en émission-réception, montre clairement les deux lobes de réseau dus au sous échantillonnage du capteur, expliquant ainsi les artefacts de part et d'autre de la tache principale sur l'image FTP.

L'analyse précédente se généralise à toute acquisition d'un sous ensemble de la matrice inter-éléments (succession d'émission élémentaires, les éléments récepteurs pouvant changer d'un tir à l'autre) à condition de définir ϕ_E et ϕ_R comme la somme des champs en émission et en réception correspondant aux différents tirs.

Retour sur les images FTP observées en présence d'erreurs sur les paramètres du contrôle Munis de la relation (4.24) entre champ en émission-réception du traducteur focalisant en émission et en réception et image obtenue par reconstruction FTP nous pouvons interpréter plus complètement les observations faites dans la section § 4.2 sur l'influence d'une erreur sur le paramétrage de la configuration. Notons respectivement \mathcal{H} et \mathcal{H}' le jeu de paramètres et d'hypothèses constituant la configuration de référence et celle

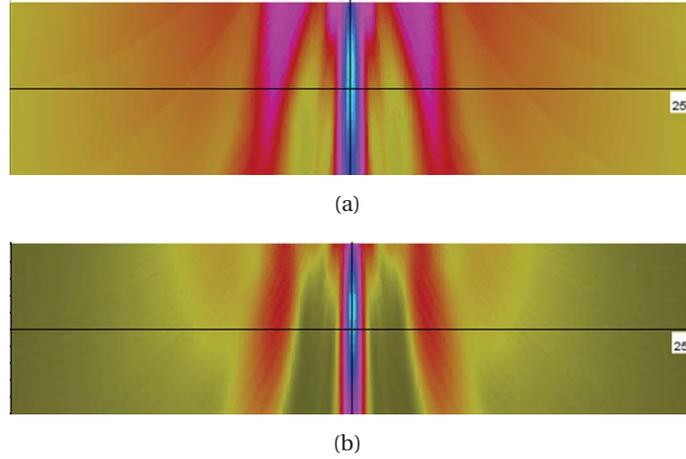


FIGURE 4.20 : Champ en émission (a) et champ en émission-réception (b).

contenant l'erreur dont on cherche à évaluer l'influence.

La relation (4.24) à ce cas nous apprend que l'image obtenue par FTP d'un défaut positionné en P_0 en supposant \mathcal{H}' est identique au champ en émission-réception en P_0 du traducteur focalisant en P_0 en supposant \mathcal{H}' évalué au temps $T_{P_0}^{\min}$ (aussi calculé en supposant \mathcal{H}'). Cette identité nous permet en particulier de mieux comprendre la défocalisation observée en présence d'une sous-estimation de la vitesse dans l'acier (§ 4.2.1.2) ou d'une surestimation de la hauteur d'eau (§ 4.2.2) et pourquoi cette défocalisation est bien plus marquée que dans les cas opposés d'une surestimation de la vitesse ou d'une sous-estimation de la hauteur d'eau.

Compte tenu des faibles valeurs des erreurs considérées (± 3 à 5% sur la vitesse, ± 1 mm en hauteur d'eau) les champs en P_0 sous les hypothèses \mathcal{H} et \mathcal{H}' sont très peu différents et l'influence de l'erreur ne va jouer que sur la détermination du temps $T_{P_0}^{\min}$. Une sous-estimation de la vitesse ainsi qu'une surestimation de la hauteur d'eau conduisent toutes deux à des temps de vol calculés dans l'acier plus faibles, on a donc dans ces cas :

$$T_{P_0}^{\min}(\mathcal{H}') < T_{P_0}^{\min}(\mathcal{H}). \quad (4.25)$$

Ainsi l'image obtenue par FTP –sous \mathcal{H}' – est l'image du champ en émission-réception avant focalisation en P_0 . À l'inverse, une surestimation de la vitesse ou une sous-estimation de la hauteur d'eau correspondent à

$$T_{P_0}^{\min}(\mathcal{H}') > T_{P_0}^{\min}(\mathcal{H}) \quad (4.26)$$

et dans ces cas l'image obtenue par FTP est l'image du champ après focalisation en P_0 . Dans le premier cas on se situe encore dans la zone de champ proche tandis que dans le second on est en champ lointain ce qui explique la dissymétrie de comportement.

De la même manière on peut maintenant justifier de façon plus argumentée la relation approchée prise § 4.6 estimant l'écart de positionnement en profondeur d'un défaut en présence d'une erreur sur l'estimation de la hauteur d'eau, $\Delta z = c_L / c_{\text{eau}} \Delta Z$. En effet, l'identité établie nous indique que le défaut sous hypothèse \mathcal{H}' est positionné sur le maximum de la tache de focalisation évaluée au temps $T_{P_0}^{\min}(\mathcal{H}')$. Tant que l'on reste à proximité du point focal P_0 , cette tache est maximale au point P'_0 tel que

$$T_{P'_0}^{\min}(\mathcal{H}) = T_{P_0}^{\min}(\mathcal{H}') \quad (4.27)$$

En considérant que ces temps de vol correspondent à l'élément central on a :

$$T_{P'_0}^{\min}(\mathcal{H}) = \frac{-Z}{c_{\text{eau}}} + \frac{z + \Delta z}{c_L} \quad (4.28)$$

$$T_{P_0}^{\min}(\mathcal{H}') = \frac{-(Z + \Delta Z)}{c_{\text{eau}}} + \frac{z}{c_L} \quad (4.29)$$

La relation (4.27) se ramène ainsi à la relation (4.6).

4.3.1.2 Concept d'ouverture effective

Maintenant que nous avons mis en évidence la correspondance entre image FTP et champ en émission-réception du système émetteur-récepteur, nous allons introduire le concept d'ouverture effective d'un réseau fonctionnant en émission-réception. Ce concept, initialement utilisé dans le domaine de l'imagerie médicale permet de représenter un réseau émetteur-récepteur par un réseau équivalent simplement émetteur (ou récepteur) (Chiao et Thomas, 1996; Lockwood *et al.*, 1998). La définition de l'ouverture effective s'appuie sur une analyse en champ lointain et en régime harmonique.

Il est bien connu que le diagramme de rayonnement en champ lointain d'un réseau s'exprime comme la transformée de Fourier de l'ouverture du réseau. Plus précisément, dans le cas d'un réseau unidimensionnel, on peut écrire (Lockwood *et al.*, 1998) :

$$P_E(s) = \mathcal{F}[a_E(x)] \quad (4.30a)$$

$$P_R(s) = \mathcal{F}[a_R(x)], \quad (4.30b)$$

où P_E et P_R représentent le champ lointain en émission et en réception du réseau, $s = \sin\theta$ avec θ l'angle mesuré par rapport à la normale du réseau, x représente l'écart à l'axe dans le plan du réseau (cf. FIGURE 4.21), a_E et a_R sont les ouvertures en émission et en réception du réseau définies comme étant l'amplitude de l'excitation (ou du gain) en x . Dans le cas d'un réseau unidimensionnel composé de N éléments, on prend comme ouverture un peigne de Dirac :

$$a_E(x) = \sum_{n=1\dots N} \omega_E(n) \delta[x - x_n] \quad (4.31a)$$

$$a_R(x) = \sum_{n=1\dots N} \omega_R(n) \delta[x - x_n], \quad (4.31b)$$

où n repère le numéro de l'élément, x_n est la position du centre de l'élément, et, $\omega_E(k)$ et $\omega_R(k)$ les amplitudes appliquées à l'élément k en émission et en réception. De manière générale, on considérera que ces derniers prennent comme valeur 1 ou 0 suivant que les éléments soient activés ou non en émission ou en réception. On note alors N_E et N_R respectivement le nombre d'éléments des ouvertures en émission et en réception, l'ouverture étant délimitée par le premier et le dernier élément actif.

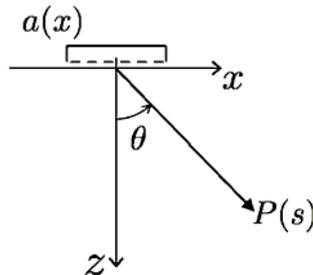


FIGURE 4.21 : Système de coordonnées reliant la fonction d'ouverture $a(x)$ au champ rayonné $P(s)$

Le champ en émission-réception étant le produit du champ en émission et de celui en réception, il peut de manière équivalente s'exprimer comme la transformée de Fourier du produit de convolution de l'ouverture en émission et en réception :

$$P_{ER}(s) = \mathcal{F}[a_E(x) \otimes a_R(x)]. \quad (4.32)$$

Ainsi l'équation (4.32) montre que le champ en émission-réception du réseau est équivalent au champ en émission qui serait rayonné par un réseau d'ouverture

$$a_{ER}(s) = a_E(s) \otimes a_R(s) \quad (4.33)$$

a_{ER} est appelée ouverture effective du réseau. Il est possible pour toute acquisition d'un sous ensemble de la matrice inter-éléments de définir une ouverture effective.

Nous avons montré § 4.3.1.1 la relation qui existe entre l'image fournie par l'algorithme FTP et le champ en émission-réception du réseau. Munis des équations (4.32) et (4.33), on en déduit qu'en champ lointain, l'image FTP sera identique à la cartographie du champ en émission du réseau défini par l'ouverture effective a_{ER} . Cette équivalence a été formellement établie par (Moreau *et al.*, 2009). Le concept d'ouverture effective peut donc s'avérer un outil intéressant pour l'analyse ou la prédiction des images FTP même si l'équivalence n'est rigoureusement valable qu'en champ lointain, hypothèse non vérifiée en général dans les applications CND.

Compte tenu des propriétés du produit de convolution, l'ouverture effective du système émetteur-récepteur est un peigne de Dirac constitué de N_{ER} éléments (non nuls) ((4.34)) affecté des facteurs de pondérations $\omega_{ER}(m)$ ((4.35))

$$N_{ER} = N_E + N_R - 1 \quad (4.34)$$

$$\omega_{ER}(m) = \sum_{i=1}^N \omega_E(i) \omega_R(m+1-i), \text{ pour } m = 1, \dots, 2N-1. \quad (4.35)$$

Une représentation matricielle (représentation Comatrice (Karaman *et al.*, 1995)) de l'activation du réseau est un outil pratique donnant accès à l'ouverture effective. On rappelle qu'on considère ici l'acquisition d'un sous-ensemble de la matrice inter-éléments. On définit ainsi une matrice \mathcal{M} de taille $N \times N$ dite d'« apodisation en émission-réception » (Chiao et Thomas, 1996),

$$\mathcal{M} = \vec{\omega}_E^t \vec{\omega}_R, \quad (4.36)$$

où $\vec{\omega}_E^t = (\dots, \omega_E(i), \dots)$ et $\vec{\omega}_R^t = (\dots, \omega_R(i), \dots)$ désignent les vecteurs d'« apodisation » en émission et en réception, et l'exposant « t » est mis pour la transposée du vecteur. L'équation (4.35) revient donc, en pratique, à effectuer la sommation des éléments de \mathcal{M} se trouvant sur sa m -ième anti-diagonale.

On a représenté cette opération pour le cas de la FMC et sur deux acquisitions dérivées FIGURE 4.22.

Dans la suite nous allons utiliser le concept d'ouverture effective et sa représentation Comatrice pour analyser les images FTP obtenues pour différentes combinaisons d'éléments actifs (émetteur récepteur sur la barrette).

4.3.2 Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments

Nous avons envisagé différentes manières de réduire le nombre de signaux acquis. Nous présentons dans ce qui suit les résultats obtenus par FTP appliquée aux acquisitions pour lesquelles ont été effectués :

- un sous échantillonnage en émission réception
- une réduction du nombre d'émetteur en gardant l'ouverture constante (et maximale)
- une réduction du nombre d'émetteur en les prenant consécutifs

La configuration est identique à celle présentée pour le cas FMC (§ 3.3.1), la différence ici est que l'on ne considère que les 33 éléments centraux de la barrette. Ce choix est motivé par le souci de faire apparaître significativement les effets de la réduction des signaux en se plaçant dans une situation moins favorable. En

4.3.2 - Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments

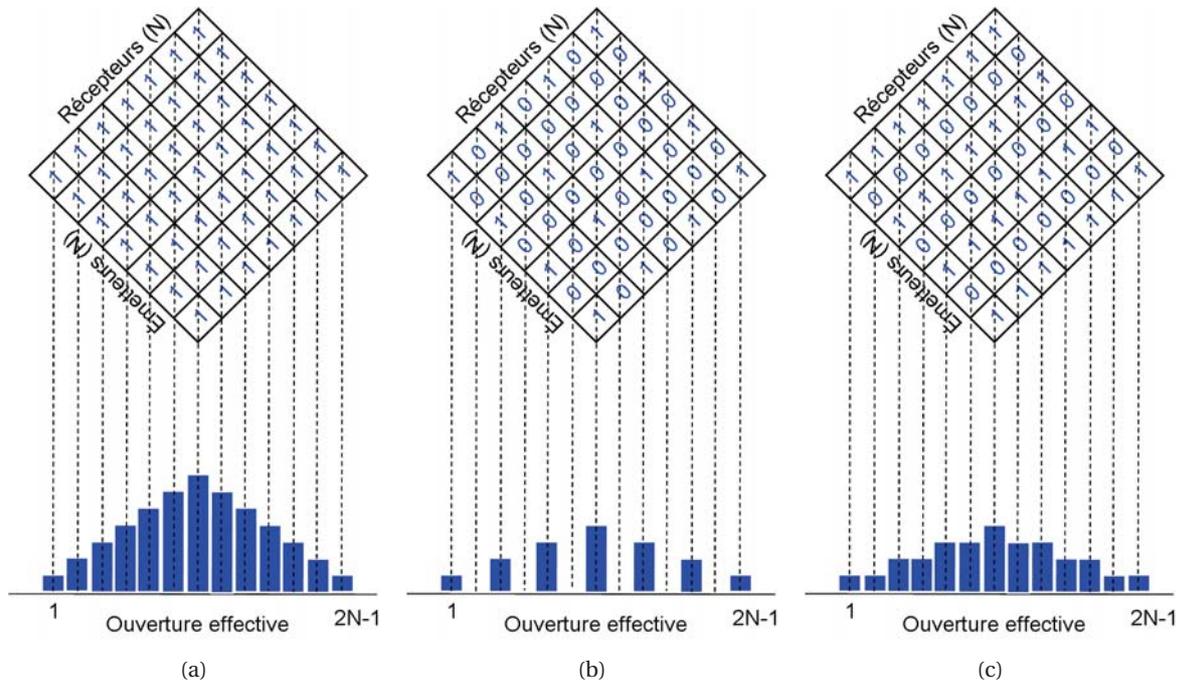


FIGURE 4.22 : Comatrice et ouverture effective pour les acquisitions (a) FMC, (b) 1 élément sur 2 est activé pour l'émission et à la réception, (c) 1 élément sur 2 est activé pour l'émission et tous en réception.

effet, avec 64 éléments, l'ouverture est telle qu'on se situe à la limite théorique de Rayleigh pour la résolution (cf. § 3.3.1).

Pour chacune des acquisitions considérées, les images FTP obtenues par simulation et expérience ainsi que l'évolution des courbes échodynamiques (définies § 3.3.1.4) sur les défauts le plus haut et le plus bas ont été calculées. Les résultats obtenus sont quantifiés en terme de largeur de tache de résolution et de RSB. Ils sont interprétés en s'appuyant sur le concept d'ouverture effective de l'acquisition telle qu'explicitée à la section § 4.3.1.2.

4.3.2.1 Sous échantillonnage en émission et en réception

La première façon de réduire le nombre de signaux a été de sous-échantillonner en activant un élément sur 2, sur 4, sur 8... les éléments en émission et en réception comme il est schématisé FIGURE 4.23. Nous nommons ce premier type d'acquisition SE $M \times M$, SE étant mis pour Sous Échantillonnage et M étant le nombre d'éléments actifs considéré (en émission et en réception).

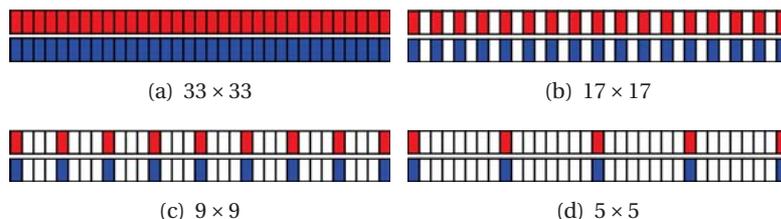


FIGURE 4.23 : Éléments actifs pour les acquisitions de type SE

Les images reconstruites par FTP pour chacune de ces acquisitions sont représentées FIGURE 4.24. Pour chacune d'elles, les courbes échodynamiques correspondantes aux défauts T_5 et T_8 (le moins et le plus profond) ont été calculées, normalisées et représentées FIGURE 4.25. Les valeurs de RSB et largeur de tache de résolution ont été ainsi évaluées et reportées TABLEAUX 4.9 et 4.10.

Quel que soit l'échantillonnage effectué, on continue de détecter et de localiser correctement les défauts. Comme attendu, les ouvertures en émission et en réception sont identiques pour chaque acquisition, les largeurs des taches de résolution à -6 dB sont les mêmes. Elles valent environ 1,9 mm pour le défaut haut et 3,7 mm pour celui du bas. On distingue cependant l'apparition de taches parasites dans le cas d'un échantillonnage grossier (l'acquisition SE 5×5). L'image d'un défaut en P_0 correspond au champ en émission-réception des éléments actifs focalisant en ce point. Les taches parasites sont un effet du sous échantillonnage (lobes de réseau).

Le niveau de bruit (lié à la sommation) augmente de manière absolue avec le nombre de signaux utilisés en post-traitement. En revanche, en comparaison avec l'intensité de la tache reconstruite, celui-ci diminue, ce qui se traduit par une augmentation du RSB avec un nombre croissant de signaux.

Pour le défaut haut, les valeurs de RSB obtenues sont similaires avec les données simulées et expérimentales, mais on note une différence relativement importante pour le défaut bas, les valeurs obtenues avec les données simulées sont plus grandes que celles obtenues avec les données expérimentales. Cette différence peut s'expliquer par le fait qu'il n'a pas été simulé de phénomène d'« ombrage » des défauts, l'amplitude des échos liés aux défauts se trouvant sous le premier est alors surestimé par rapport au cas réel. C'est pourquoi, afin de comparer les valeurs de RSB entre les acquisitions, nous utilisons dans la suite le défaut le plus haut, celui-ci n'étant pas dans l'« ombre » d'un autre défaut.

4.3.2 - Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments

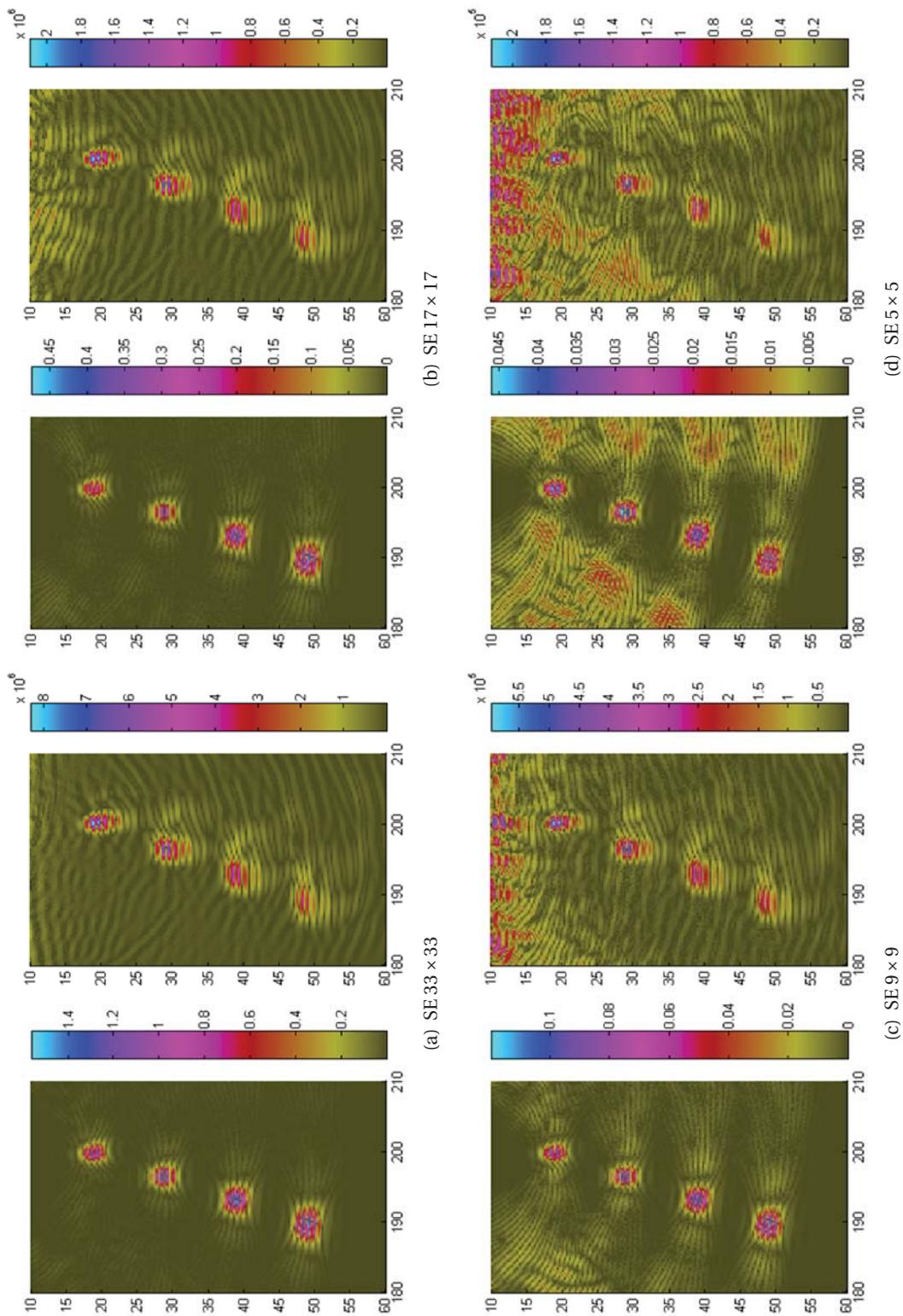


FIGURE 4.24 : Images reconstruites par FTP pour les acquisitions de type SE. Données simulées (à gauche) et expérimentales (à droite).

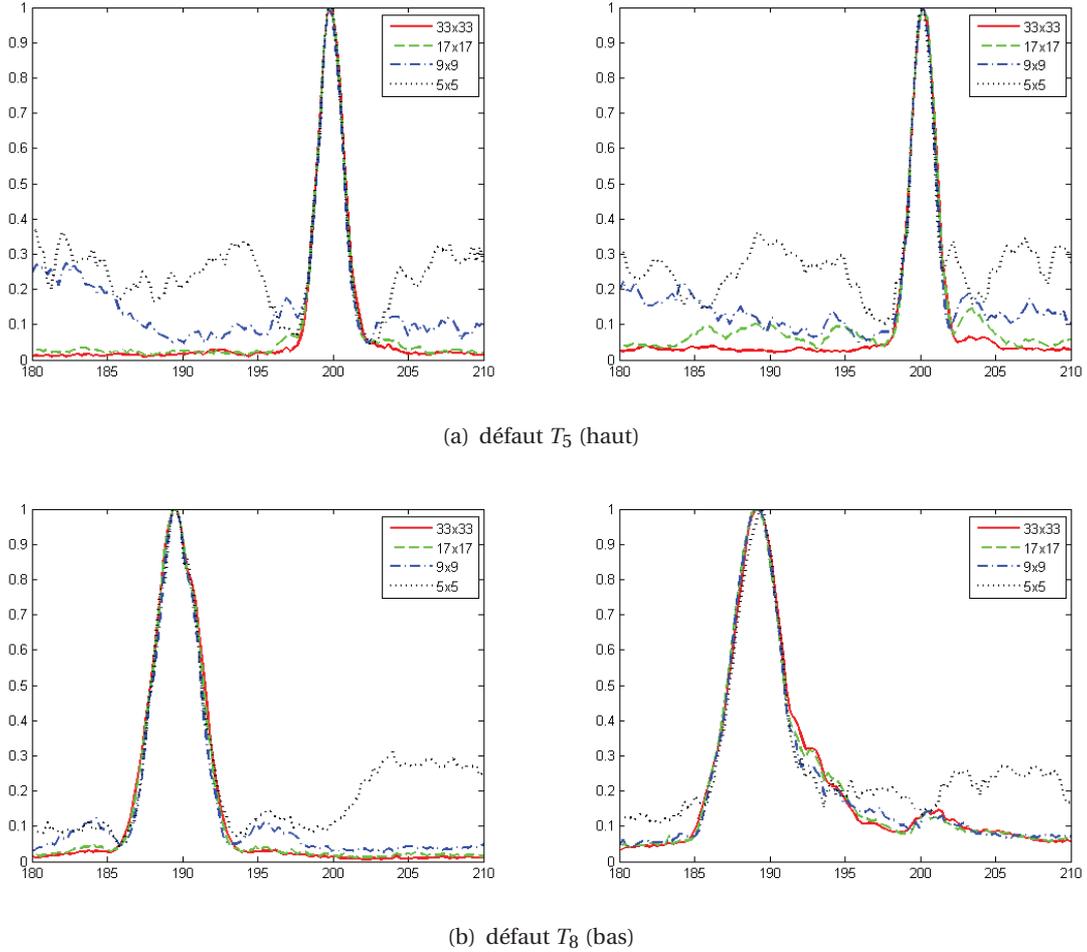


FIGURE 4.25 : Courbes échodynamiques avec les acquisitions de type « $SE M \times M$ » pour les défauts le moins et le plus profond. Données simulées (à gauche) et expérimentales (à droite).

TABLEAU 4.9 : Résultats obtenus avec les acquisitions $SE M \times M$ pour le défaut haut (T_5)

Acquisition	Largeur tache(mm)		Intensité tache		Bruit		RSB(dB)	
	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp
33 × 33	1,9	1,9	1,2	$8,3 \cdot 10^6$	$1,9 \cdot 10^{-2}$	$2,4 \cdot 10^5$	36	31
17 × 17	1,9	1,9	$3,2 \cdot 10^{-1}$	$2,1 \cdot 10^6$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^5$	28	24
9 × 9	1,9	1,9	$9,0 \cdot 10^{-2}$	$6,0 \cdot 10^5$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$8,1 \cdot 10^4$	17	17
5 × 5	1,9	1,9	$4,0 \cdot 10^{-2}$	$2,1 \cdot 10^5$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$5,5 \cdot 10^4$	12	12

TABLEAU 4.10 : Résultats obtenues avec les acquisitions $SE M \times M$ pour le défaut bas (T_8)

Acquisition	Largeur tache(mm)		Intensité tache		Bruit		RSB(dB)	
	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp
33 × 33	3,7	3,8	1,6	$4,2 \cdot 10^6$	$2,2 \cdot 10^{-2}$	$4,0 \cdot 10^5$	37	20
17 × 17	3,7	3,9	$4,7 \cdot 10^{-1}$	$1,1 \cdot 10^6$	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$1,0 \cdot 10^5$	34	20
9 × 9	3,7	3,9	$1,2 \cdot 10^{-1}$	$3,4 \cdot 10^5$	$6,0 \cdot 10^{-3}$	$3,8 \cdot 10^4$	26	19
5 × 5	3,7	3,9	$4,0 \cdot 10^{-2}$	$9,8 \cdot 10^4$	$8,0 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^4$	14	13

L'ouverture effective permet de caractériser simplement l'acquisition, en particulier en regardant son extension et son échantillonnage (TABLEAU 4.11). Dans tous les cas pour ces acquisitions $N_e = N_r = 33$, l'extension de l'ouverture effective donnée par (4.34) est maximale et vaut donc 65 éléments, ce qui est

4.3.2 - Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments

cohérent avec le fait que nous ayons les mêmes largeurs de tâches. En revanche, le pas d'échantillonnage passe de $\lambda/2$ à 4λ ce qui se traduit par l'apparition des tâches parasites.

TABLEAU 4.11 : Données sur les ouvertures effectives des acquisitions de type SE

Acquisition	33×33	17×17	9×9	5×5
Ouverture effective	65	65	65	65
Pas d'échantillonnage	$\lambda/2$	λ	2λ	4λ
Nombre de signaux	1089	289	81	25

À la FIGURE 4.26 ont été représentées graphiquement les différentes ouvertures effectives correspondantes à chacune de ces acquisitions.

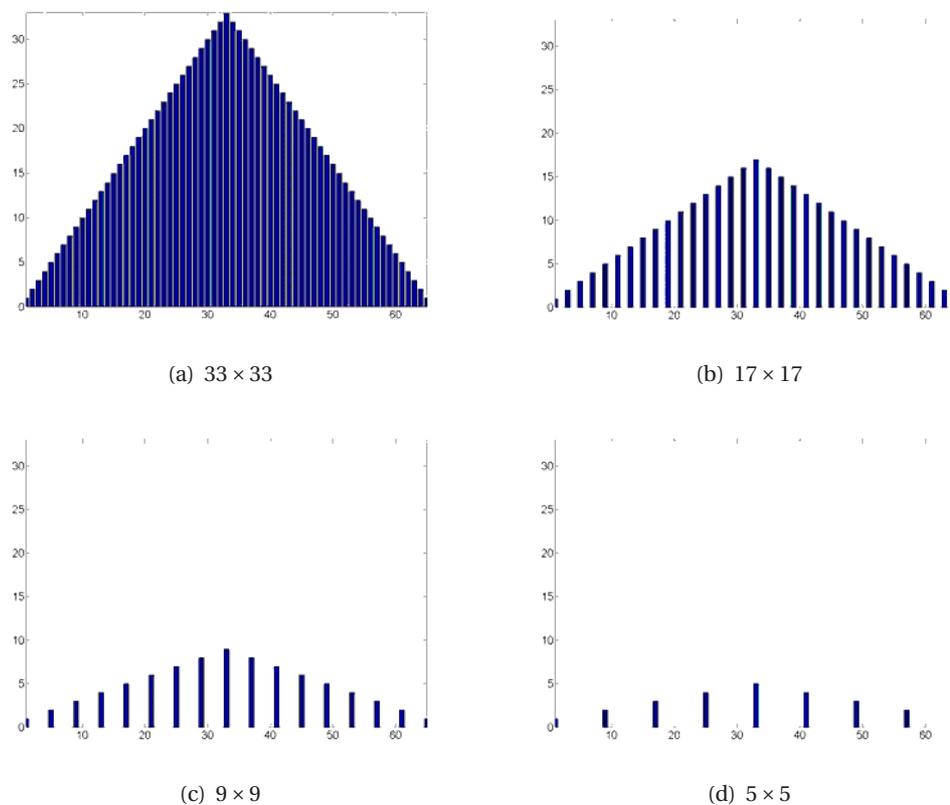


FIGURE 4.26 : Ouvertures effectives des acquisitions SE $M \times M$, $M = 33, 17, 9, 5$.

4.3.2.2 Réduction du nombre d'émetteurs à ouverture constante

La deuxième façon envisagée pour diminuer le nombre de signaux à traiter consiste à réduire le nombre d'émetteur tout en conservant identique et maximal le nombre de récepteurs. Le choix des éléments émetteurs est fait de telle sorte que l'ouverture en émission reste maximale (cf. FIGURE 4.27). Nous nommons ce type d'acquisition REOM¹ $M \times 33$ avec M le nombre d'éléments de l'ouverture en émission.

1. Réduction Émetteurs avec Ouverture Maximale

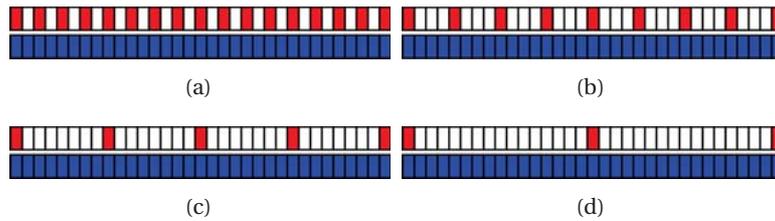


FIGURE 4.27 : Éléments actifs pour les acquisitions de type REOM

Comme précédemment, on a représenté les cartographies FTP obtenues avec ce type d'acquisition, pour $M = 33, 17, 9, 5$ et 3 (FIGURE 4.28), ainsi que les courbes échodynamiques relatives à chacune d'elles et au défauts T_5 et T_8 (FIGURE 4.29). Les TABLEAUX 4.12 et 4.13 montrent que, comme précédemment, les largeurs de tache restent identiques quelque soit l'acquisition. De plus, les RSB restent tout à fait satisfaisant même lorsque seulement 3 tirs sont effectués, les images obtenues par FTP sont donc très peu modifiées par la diminution du nombre de tirs.

TABLEAU 4.12 : Résultats obtenus avec les acquisitions REOM $M \times 33$ pour le défaut haut (T_5).

Acquisition	Largeur tache(mm)		Intensité tache		Bruit		RSB(dB)	
	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp
33×33	1,9	1,9	1,2	$8,3 \cdot 10^6$	$1,9 \cdot 10^{-2}$	$2,4 \cdot 10^5$	36	31
17×33	1,9	1,9	$6,3 \cdot 10^{-1}$	$4,3 \cdot 10^6$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$1,4 \cdot 10^5$	35	29
9×33	1,9	1,9	$3,4 \cdot 10^{-1}$	$2,2 \cdot 10^6$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$9,7 \cdot 10^4$	29	27
5×33	1,9	1,9	$2,3 \cdot 10^{-1}$	$1,4 \cdot 10^6$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$7,3 \cdot 10^4$	25	25
3×33	1,9	1,9	$1,3 \cdot 10^{-1}$	$7,0 \cdot 10^5$	$9,0 \cdot 10^{-3}$	$4,9 \cdot 10^4$	23	23

TABLEAU 4.13 : Résultats obtenus avec les acquisitions REOM $M \times 33$ pour le défaut bas (T_8).

Acquisition	Largeur tache(mm)		Intensité tache		Bruit		RSB(dB)	
	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp
33×33	3,7	3,8	1,6	$4,2 \cdot 10^6$	$2,2 \cdot 10^{-2}$	$4,0 \cdot 10^5$	37	20
17×33	3,8	3,9	$8,6 \cdot 10^{-1}$	$2,2 \cdot 10^6$	$1,4 \cdot 10^{-2}$	$2,1 \cdot 10^5$	36	20
9×33	3,7	4,0	$4,3 \cdot 10^{-1}$	$1,2 \cdot 10^6$	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$1,1 \cdot 10^5$	33	20
5×33	3,6	3,9	$2,5 \cdot 10^{-1}$	$6,5 \cdot 10^5$	$9,0 \cdot 10^{-3}$	$7,7 \cdot 10^4$	29	19
3×33	3,6	3,8	$9,0 \cdot 10^{-2}$	$3,1 \cdot 10^5$	$4,0 \cdot 10^{-3}$	$4,9 \cdot 10^4$	27	16

4.3.2 - Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments

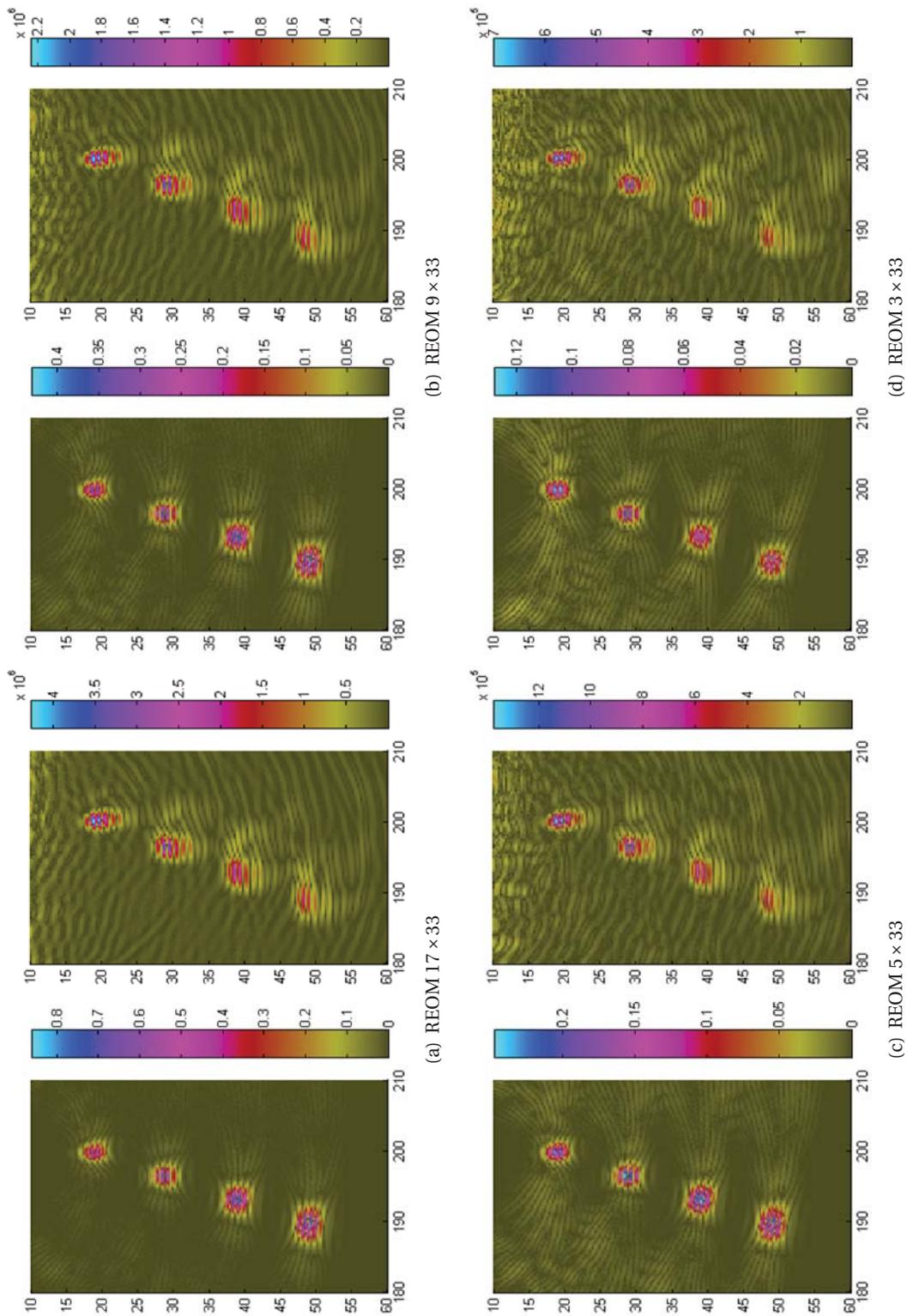


FIGURE 4.28 : Images reconstruites par FTP pour les acquisitions de type REOM. Données simulées (à gauche) et expérimentales (à droite).

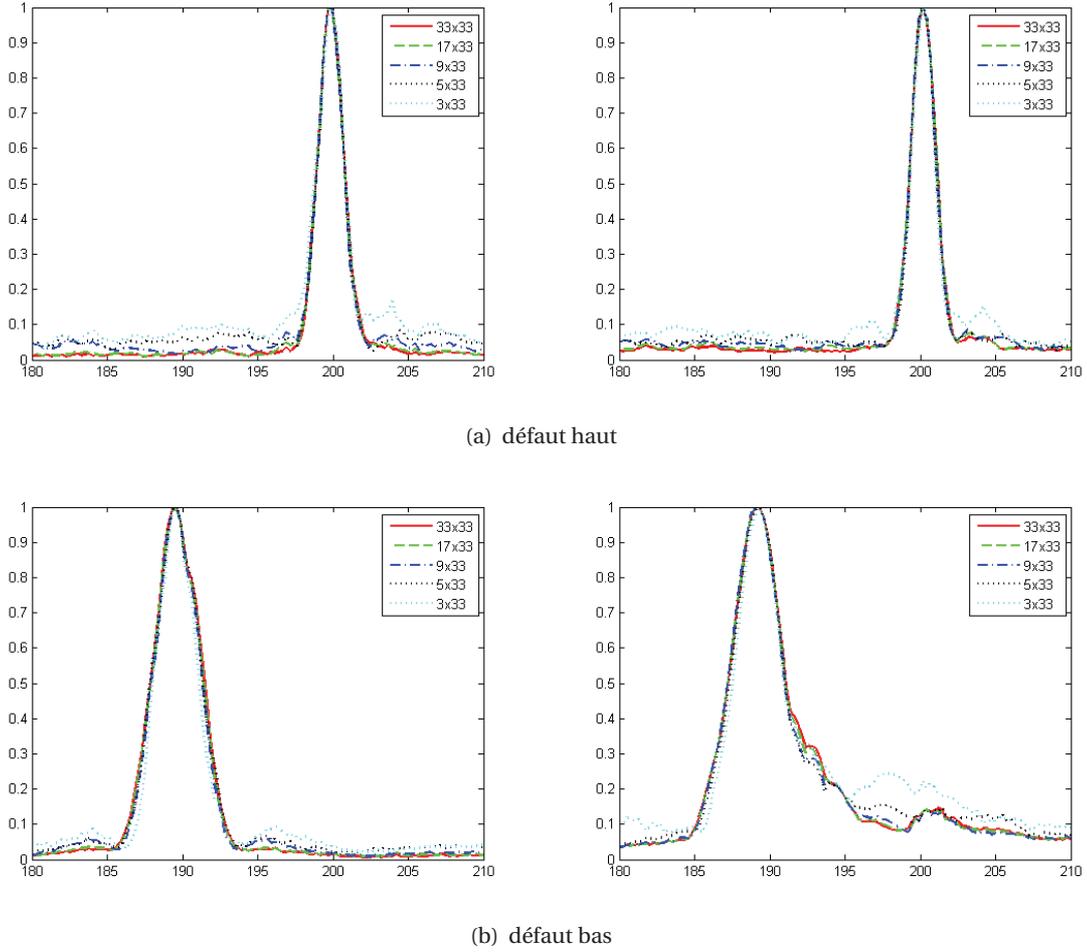


FIGURE 4.29 : Acquisitions de type REOM. Courbes échodynamiques extraites des images FTP pour les défauts le moins et le plus profond. Données simulées (à gauche) et expérimentales (à droite).

Les ouvertures effectives dont les données se trouvent TABLEAU 4.14 sont également représentées FIGURE 4.30. L'échantillonnage de la barrette équivalente est identique quelque soit l'acquisition, le pas étant égal à $\lambda/2$. Pour ce type d'acquisition aussi $N_e = N_r = 33$ quelque soit le nombre de tir, l'extension de l'ouverture effective donnée par (4.34) est alors toujours maximale (65 éléments), ce qui est cohérent avec le fait que nous avons les mêmes largeurs de taches. Seul le profil d'apodisation en fonction du nombre d'éléments varie. Il s'aplatit lorsque l'on diminue le nombre de tir, ce qui pourrait se traduire par un élargissement des taches de focalisation. Cette diminution n'est cependant pas significative n'étant observée ni sur les résultats simulés ni sur les résultats expérimentaux.

TABLEAU 4.14 : Données sur les ouvertures effectives des acquisitions de type REOM

Acquisition	33 × 33	17 × 33	9 × 33	5 × 33	3 × 33
Ouverture effective	65	65	65	65	65
Pas d'échantillonnage	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$
Nombre de signaux	1089	561	297	165	99

4.3.2 - Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments

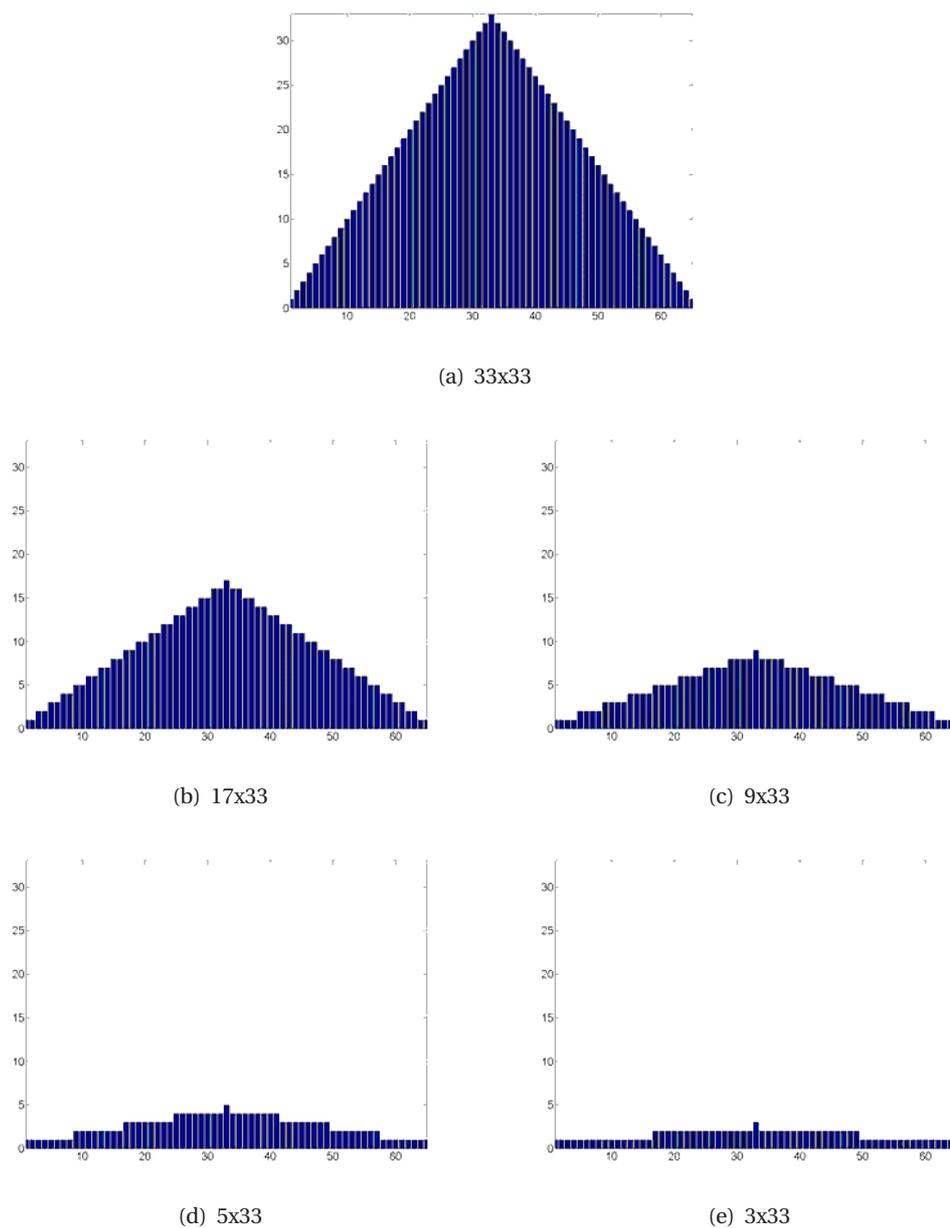


FIGURE 4.30 : Ouvertures effectives des acquisitions REOM $M \times 33$, $M = 33, 17, 9, 5, 3$

4.3.2.3 Réduction du nombre d'émetteurs en les prenant consécutifs

Comme pour le type d'acquisition vu précédemment, le nombre d'émetteurs est variable, tous les éléments étant actifs en réception, la différence résidant dans le fait qu'ici les éléments émetteurs sont consécutifs et groupés au centre de la barrette FIGURE 4.31. Nous nommons ce type d'acquisition $REC^2 M \times 33$, M étant le nombre d'éléments de l'ouverture en émission.

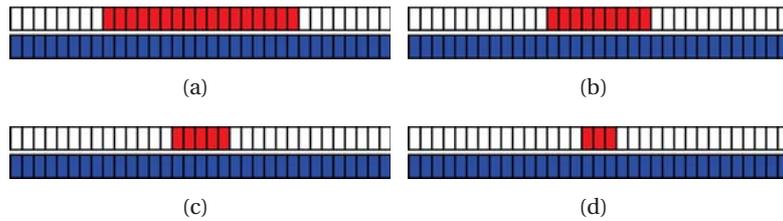


FIGURE 4.31 : Éléments actifs pour les acquisitions de type REC

On a représenté les cartographies FTP obtenues avec ce type d'acquisition, pour $M = 33, 17, 9, 5$ et 3 (FIGURE 4.32), ainsi que les courbes échodynamiques relatives à chacune d'elles et au défauts T_5 et T_8 (FIGURE 4.33). Les TABLEAUX 4.15 et 4.16 montrent que, contrairement aux deux types d'acquisition précédemment considérés, les largeurs des taches de résolution augmentent à mesure que diminue le nombre de tirs. Mais les rapports signaux sur bruit varient très peu.

TABLEAU 4.15 : Résultats obtenus avec les acquisitions REC $M \times 33$ pour le défaut haut (T_5).

Acquisition	Largeur tache(mm)		Intensité tache		Bruit		RSB(dB)	
	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp
33×33	1,9	1,9	1,2	$8,3 \cdot 10^6$	$1,9 \cdot 10^{-2}$	$2,4 \cdot 10^5$	36	31
17×33	2,2	2,2	$7,8 \cdot 10^{-1}$	$5,1 \cdot 10^6$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^5$	33	31
9×33	2,7	2,6	$3,5 \cdot 10^{-1}$	$2,7 \cdot 10^6$	$9,0 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^4$	32	30
5×33	2,8	2,7	$2,6 \cdot 10^{-1}$	$1,6 \cdot 10^6$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$6,0 \cdot 10^4$	27	29
3×33	2,8	2,7	$1,9 \cdot 10^{-1}$	$1,1 \cdot 10^5$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$6,7 \cdot 10^4$	23	24

TABLEAU 4.16 : Résultats obtenus avec les acquisitions REC $M \times 33$ pour le défaut bas (T_8).

Acquisition	Largeur tache(mm)		Intensité tache		Bruit		RSB(dB)	
	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp
33×33	3,7	3,8	1,6	$4,2 \cdot 10^6$	$2,2 \cdot 10^{-2}$	$4,0 \cdot 10^5$	37	20
17×33	4,1	5,8	$8,6 \cdot 10^{-1}$	$2,2 \cdot 10^6$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$2,8 \cdot 10^5$	34	18
9×33	4,9	6,9	$4,2 \cdot 10^{-1}$	$1,1 \cdot 10^6$	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$1,7 \cdot 10^5$	32	16
5×33	5,0	7,1	$2,4 \cdot 10^{-1}$	$6,7 \cdot 10^5$	$8,0 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^5$	30	14
3×33	5,1	7,0	$1,1 \cdot 10^{-1}$	$4,0 \cdot 10^5$	$6,0 \cdot 10^{-3}$	$8,7 \cdot 10^4$	25	13

4.3.2 - Application de FTP sur des sous ensembles de la matrice inter-éléments

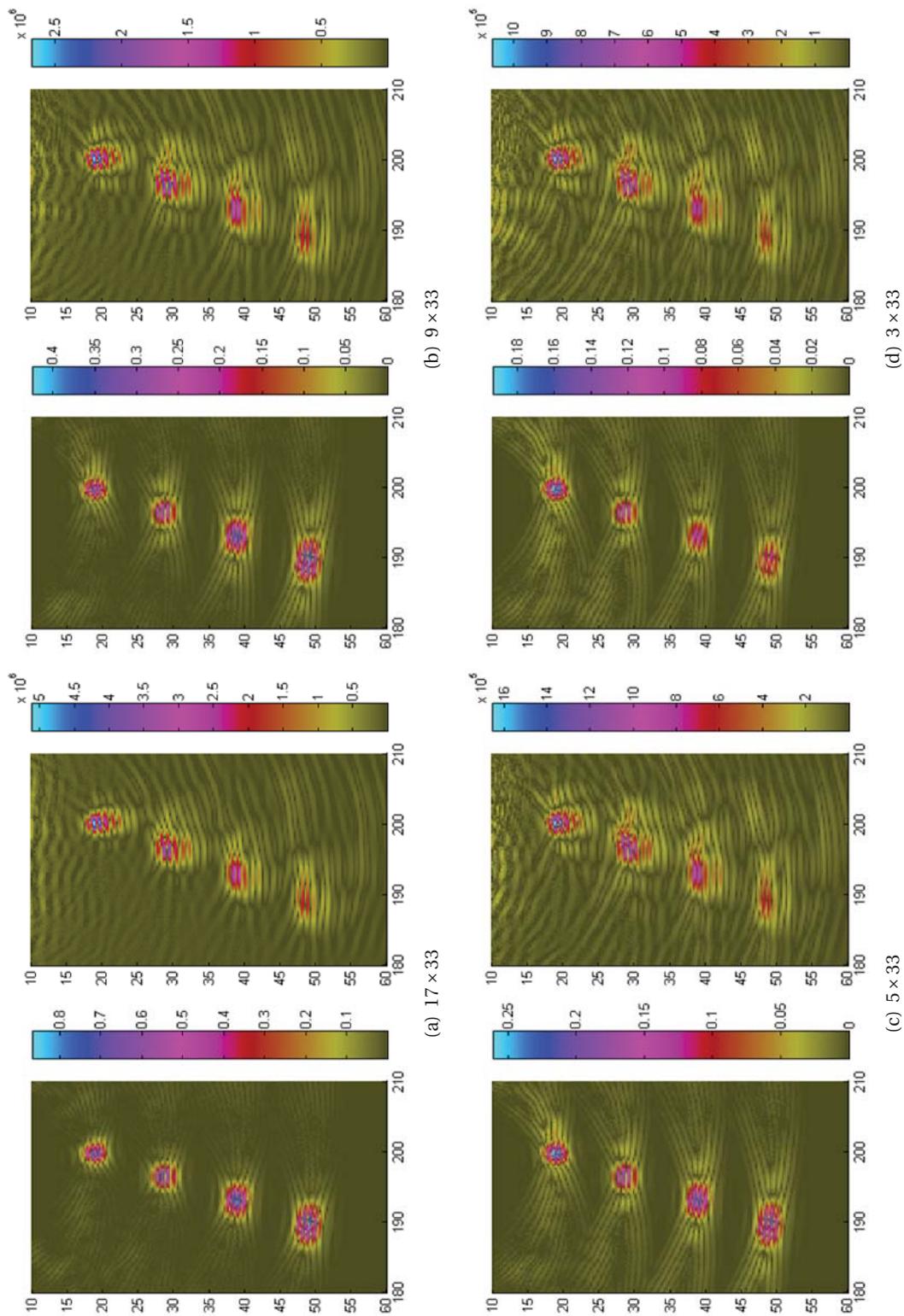


FIGURE 4.32 : Images reconstruites par FTP pour les acquisitions de type REC. Données simulées (à gauche) et expérimentales (à droite).

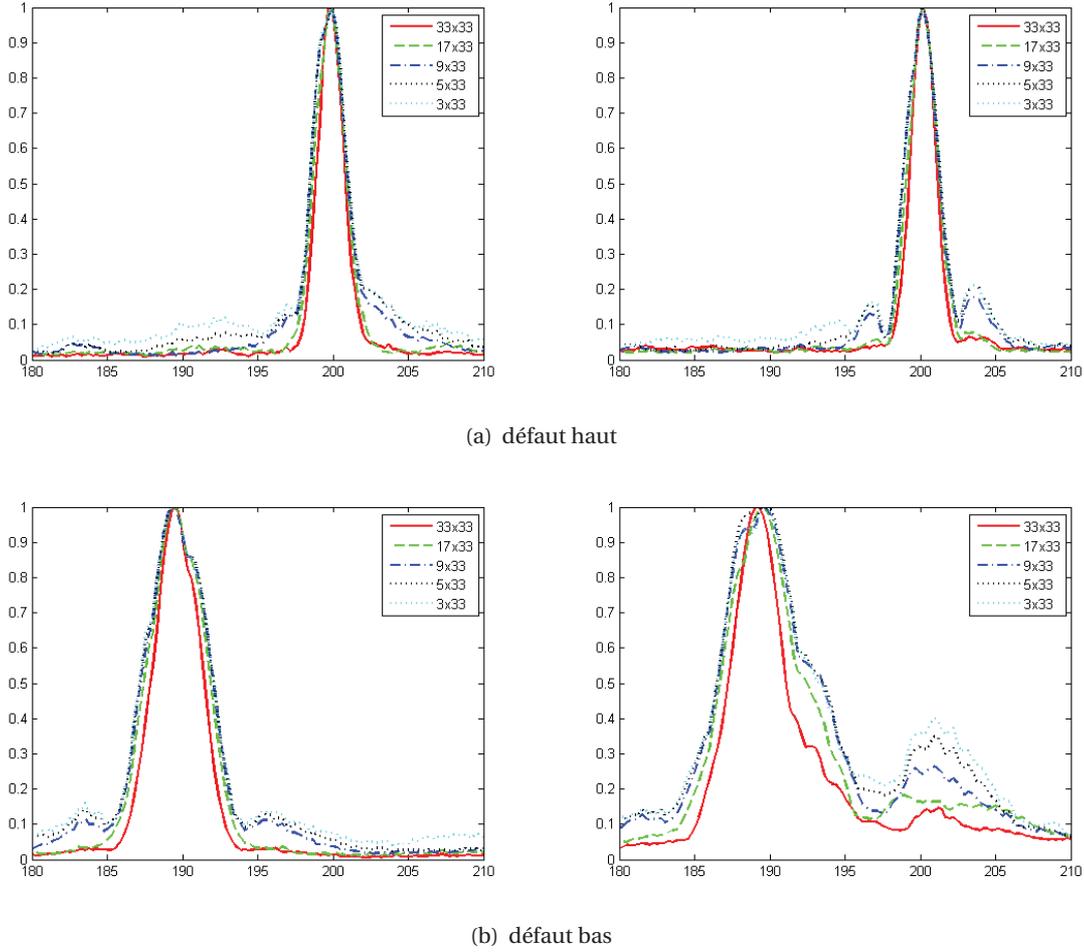


FIGURE 4.33 : Acquisitions de type REC. Courbes échodynamiques extraites des images FTP pour les défauts le moins et le plus profond. Données simulées (à gauche) et expérimentales (à droite).

Les ouvertures effectives dont les données se trouvent TABLEAU 4.17 sont également représentées FIGURE 4.30. L'échantillonnage de la barrette équivalente est identique quelque soit l'acquisition, le pas étant égal à $\lambda/2$. Pour ce type d'acquisition, le nombre d'éléments de l'ouverture en émission est égal au nombre d'éléments actifs en émission, si bien que l'extension de l'ouverture effective, donnée par (4.34), vaut 65, 49, 41, 37, 35 et 33 respectivement pour $M = 33, 17, 9, 5, 3$ et 1. La diminution de l'ouverture effective est en accord avec l'augmentation de la largeur des taches lorsque le nombre de tirs diminue.

TABEAU 4.17 : Données sur les ouvertures effectives des acquisitions REC $M \times 33$, $M = 33, 17, 9, 5, 3, 1$

Acquisition	33×33	17×33	9×33	5×33	3×33	1×33
Ouverture effective	65	49	41	37	35	33
Pas d'échantillonnage	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$
Nombre de signaux	1089	561	297	165	99	3

4.3.3 - Vérification de la réciprocité entre émission et réception

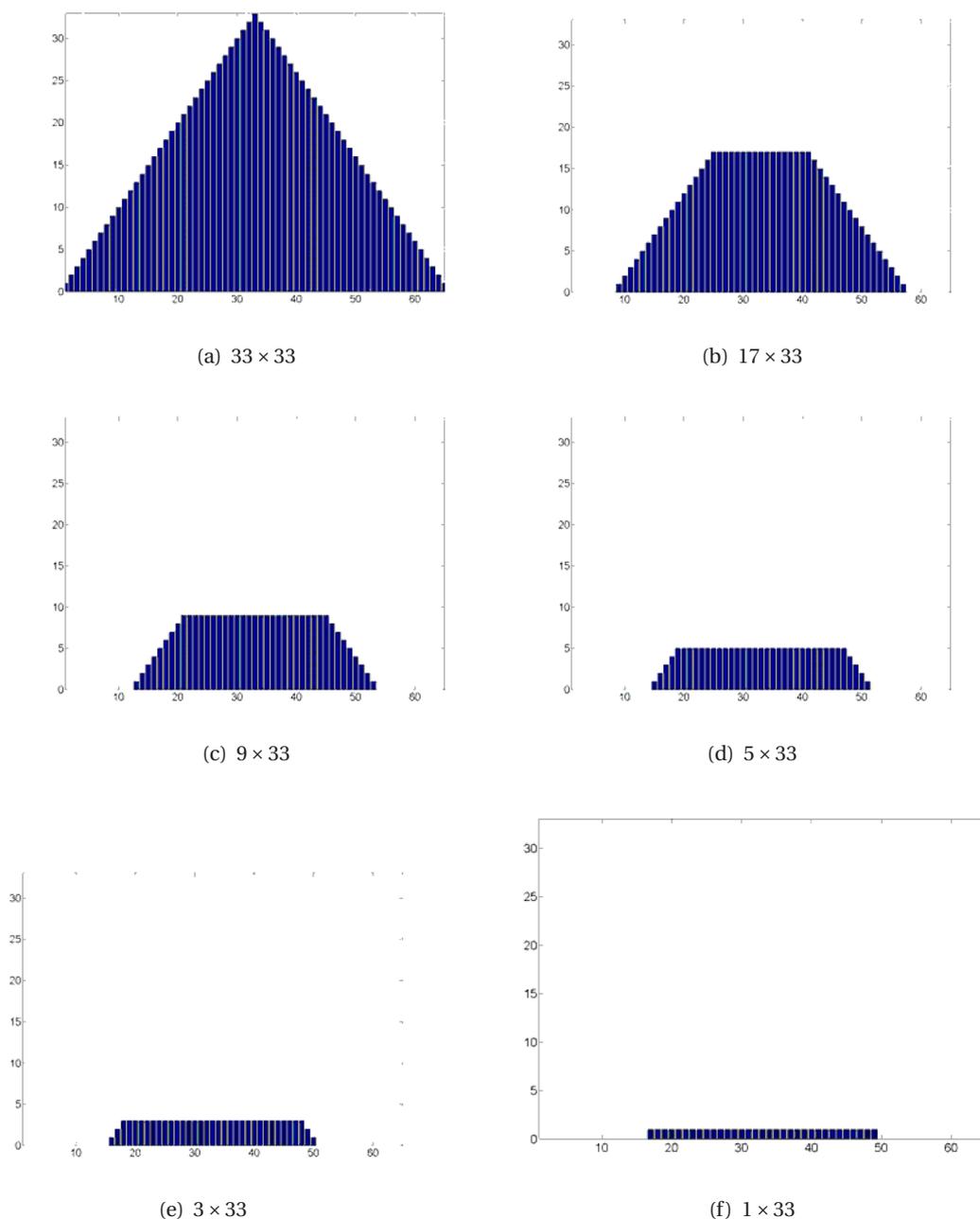


FIGURE 4.34 : Ouvertures effectives des acquisitions REC $M \times 33$, $M = 33, 17, 9, 5, 3, 1$

4.3.3 Vérification de la réciprocité entre émission et réception

Bien qu'il semble plus naturel de diminuer le nombre d'émetteurs que de récepteurs, puisque ce faisant on diminue le temps d'acquisition, on peut cependant s'intéresser au choix inverse consistant à diminuer le nombre de récepteurs en gardant le nombre d'émetteurs constant. Du fait de la réciprocité entre émission et réception, on s'attend à ce que les deux modes de fonctionnement soient équivalents. En effet, d'après (4.12), pour chaque point P de la ROI l'estimateur s'écrit :

$$E(P) = \sum_{\substack{i \in I \\ j \in J}} \delta_{ij}(T_{ijP}), \quad (4.37)$$

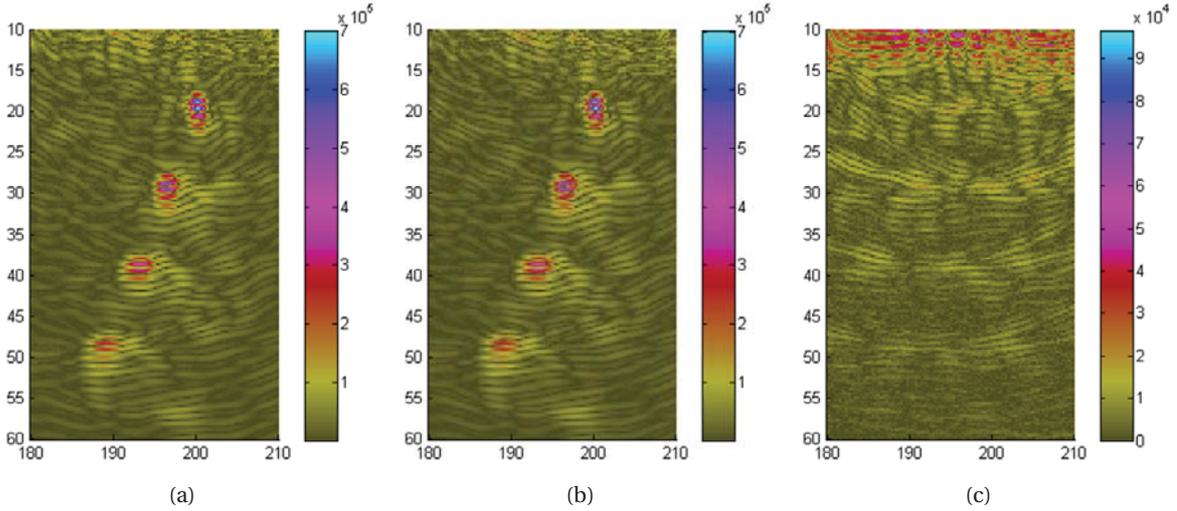


FIGURE 4.35 : Cartographies FTP pour l'acquisition (a) où 3 éléments émettent successivement, tous sont récepteurs, (b) où tous les éléments émettent successivement, les 3 précédents sont récepteurs. (c) différence pixel par pixel des deux images.

avec ici i, j désignant respectivement les éléments émetteur et récepteur et I, J étant les ensembles d'éléments actifs en émission et en réception. Par réciprocité (comme il le sera vérifié sur données expérimentales CHAPITRE 5), nous avons pour tout couple émetteur-récepteur (i, j) et pour tout point P de la ROI

$$T_{ijP} = T_{jiP} \quad (4.38a)$$

$$\delta_{ij}(t) = \delta_{ji}(t), \quad (4.38b)$$

si bien que l'estimateur peut aussi s'écrire :

$$E(P) = \sum_{\substack{j \in J \\ i \in I}} \delta_{ji}(T_{jiP}). \quad (4.39)$$

Dans cette dernière expression les rôles de i et j sont inversés par rapport à (4.37), ici ce sont J et I qui représentent les ensembles des éléments actifs en émission et en réception.

Afin d'illustrer cela, nous reprenons l'acquisition consistant à émettre successivement avec 3 éléments sur les 33, les extrêmes et le central ($I = 1, 17, 33$), les 33 étant récepteurs ($J = 1, \dots, 33$). Nous considérons l'acquisition « inverse » pour laquelle tous les éléments émettent successivement et seul les 3 éléments précédemment émetteurs sont maintenant actifs en réception. Pour ces deux cas, les images obtenues par FTP sont très proches comme le montrent les FIGURE 4.35(a) et FIGURE 4.35(b). L'image obtenue en faisant la différence pixel par pixel (FIGURE 4.35(c)) ne permet plus de localiser les défauts, l'intensité en chacun des points de cette image n'étant due qu'au bruit.

4.3.4 Comparaison des différentes techniques

Nous avons pu constater que l'on pouvait conserver les performances de détection et de localisation très satisfaisantes en réduisant de manière importante le nombre de signaux acquis.

D'un point de vue pratique la résolution spatiale de la méthode varie très peu dès lors que l'ouverture en émission ou en réception est conservée. L'évolution des RSB pour les différentes techniques envisagées est reportée FIGURE 4.36. On a superposé à ces courbes, la variation du RSB attendu proportionnel à $\sqrt{N_E N_R}$ –en supposant le bruit incohérent– (Lockwood *et al.*, 1998), N_E et N_R étant le nombre d'éléments émetteurs

4.3.4 - Comparaison des différentes techniques

et récepteurs. Le RSB varie lentement dès lors que l'échantillonnage en émission-réception reste correct (cas REOM et REC). Ceci est réalisé lorsque tous les éléments sont activés en réception (ou en émission).

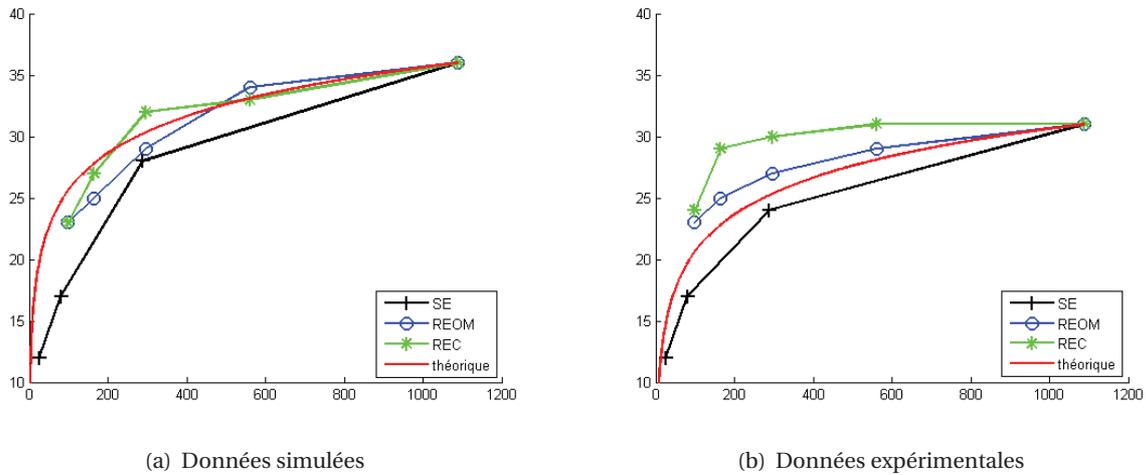


FIGURE 4.36 : Courbes de RSB pour les différentes acquisitions SMC en fonction du nombre de signaux traités

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes particulièrement intéressé à l'algorithme FTP appliqué à des applications de type FMC. La sensibilité de la méthode sur la localisation d'un défaut en fonction (i) d'erreurs sur les paramètres de la configuration (vitesse de propagation, la position de la sonde ou le profil de surface), (ii) du nombre de signaux utilisés et de l'ouverture effective du capteur afin de diminuer le temps de traitement. Nous avons étudié différentes configurations de contrôle, avec pièce de géométrie plane et complexe pour lesquelles différentes erreurs sur les paramètres ont été introduites. Au travers de ces exemples, nous avons pu ainsi mesurer (et confronter aux prédictions lorsque nous en avons) l'erreur de localisation en fonction des incertitudes que nous avons introduites. Ces dernières ont porté sur la vitesse de propagation, la position de la sonde ou le profil de surface.

En amont de l'étude sur la réduction du nombre de signaux à traiter, nous avons introduit deux outils permettant d'aider à l'analyse des résultats. Ainsi, nous avons montré l'équivalence entre une image FTP et un champ en émission-réception d'un réseau émetteur-récepteur. Ensuite, nous avons présenté le concept d'ouverture effective permettant de faire l'analogie entre un champ en émission-réception d'un réseau émetteur-récepteur et un champ simplement en émission avec un réseau équivalent au précédent. Avec ces deux outils, nous avons pu vérifier que les images FTP des différentes stratégies pouvaient être analogues à des champs émis avec des barrettes de caractéristique correspondant au choix des éléments utilisés (ouverture et pas d'échantillonnage).

Dans les stratégies envisagées, nous avons la même résolution que celle obtenue avec la FMC dès lors que l'ouverture physique en émission et en réception est constante et maximale. Mais en voulant conserver cette ouverture tout en diminuant le nombre d'éléments, peut alors se poser le problème de l'échantillonnage puisque l'on ne vérifie plus le critère de pas de $\lambda/2$ (demi longueur d'onde). Néanmoins, nous avons vu qu'en fonction de seuils sur le RSB ou le niveau des taches artefacts imposés par l'utilisateur, la reconstruction avec certaines stratégies peuvent tout à fait convenir malgré le non respect du critère d'échantillonnage. Le nombre de signaux à traiter peut alors être réduit de 2 à 4 fois en fonction des exigences de contrôle ce qui diminue d'autant le temps de traitement.

5

Reconstruction de défaut étendu avec une acquisition FMC

5.1 Introduction

Un cas d'application particulièrement important en CND concerne la détection et le dimensionnement de défauts de type fissure. Ces contrôles présentent deux caractéristiques qui n'ont pas été traitées dans les chapitres précédents

1. les défauts recherchés sont des défauts « étendus » –par opposition aux défauts quasi ponctuels considérés jusqu'à présent,
2. les échographies font, en général, intervenir de multiples trajets ultrasonores du fait en particulier que ces défauts sont bien souvent initiés à proximité d'une surface du composant inspecté. On distingue ainsi notamment
 - le trajet dit « direct » (FIGURE 5.1(a)), c'est-à-dire un trajet émetteur-défaut-récepteur.
 - le trajet en « écho de coin » (FIGURE 5.1(c)) résultant d'une double réflexion, une sur le fond de la pièce et l'autre sur le défaut (le fond de la pièce est la surface la plus éloignée du traducteur, la plus près étant la « surface d'entrée »),
 - le trajet dit « indirect » (FIGURE 5.1(b)) où l'onde se réfléchit sur le fond de la pièce et le défaut, en émission ET en réception.

Un enjeu important de ces travaux de thèse était d'étudier des méthodes de reconstruction applicables à la recherche de défauts étendus, nous nous sommes donc attachés à généraliser à ce type de défaut et à ce type de multi-trajets la méthode proposée dans les chapitres précédents où les défauts étaient considérés comme des points diffractants et où seuls les trajets directs ont été pris en compte. La méthode a été évaluée avec des acquisitions expérimentales sur pièces plane et de géométrie complexe. Nous présentons et analysons les résultats obtenus, et nous mettons en évidence la possibilité de la méthode à imager des défauts par écho de coin.

5.2 Reconstruction FTP sur un défaut étendu

Dans ce chapitre, nous considérons des défauts « étendus » qui, dans la pratique, sont des défauts de type fissure et donc grand devant la longueur d'onde. Ce type de défaut va être considéré comme plan et de géométrie canonique (rectangulaire). Dans ce cas les phénomènes d'interaction pouvant donner lieu à des échos sont la diffraction par les extrémités, d'une part, et la réflexion sur la surface, d'autre part (FIGURE 5.2).

La diffraction par les extrémités est considérée comme isotrope ce qui nous ramène au cas précédent de la reconstruction d'un diffracteur petit devant la longueur d'onde. En revanche, le caractère isotrope

5.2.1 - Imagerie par réflexion spéculaire

n'est plus vrai pour les échos de réflexion. En effet, l'onde est réfléchi par le défaut selon la direction dite spéculaire, c'est-à-dire vérifiant la condition de Snell-Descartes qui lie les angles d'incidence et de réflexion sur le défaut aux vitesses de propagation des ondes incidente et réfléchi. La relation (5.1) est la relation généralisée de Snell-Descartes pour la réflexion de l'onde incidente subissant une éventuelle conversion de mode

$$\frac{\sin \theta_i}{c_X} = \frac{\sin \theta_r^L}{c_L} = \frac{\sin \theta_r^T}{c_T}, \quad (5.1)$$

où c_X est la vitesse de propagation du mode $X = L$ ou T , et θ_i (resp. θ_r^X) est l'angle entre la normale au défaut et la direction du champ incident (resp. réfléchi) (cf. FIGURE 5.3).

Par propriété, les échos de réflexion sur le défaut sont donc de bons candidats à des fins d'imagerie. Nous montrons dans la suite comment ces derniers peuvent être exploités pour obtenir des paramètres du défaut.

5.2.1 Imagerie par réflexion spéculaire

Nous nous intéressons ici exclusivement à l'acquisition *Full Matrix Capture* pour laquelle les signaux provenant de l'ensemble des couples émetteur-récepteur sont exploités. Correspondant à chacun de ces couples, il peut être calculé une courbe isochrone, ensemble des points pour lesquels le temps de vol est

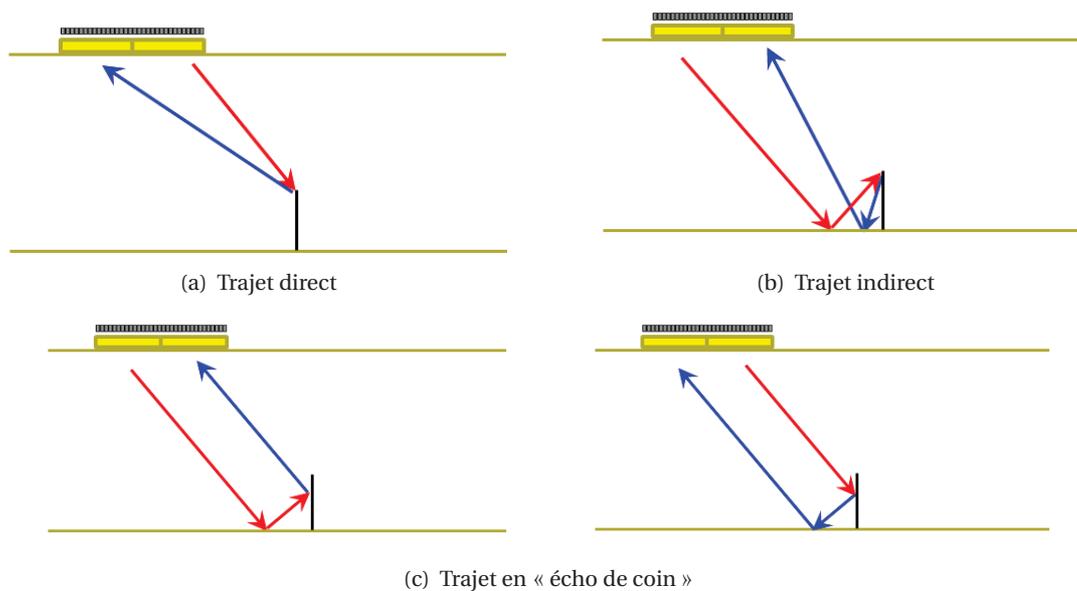


FIGURE 5.1 : Illustration des différents trajets pouvant être à l'origine des échos mesurés. Trajet en émission (rouge) et en réception (bleu).

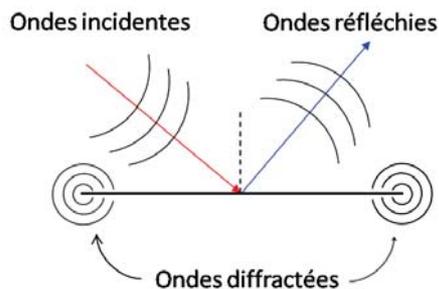


FIGURE 5.2 : Les principaux échos issus de l'interaction entre une onde ultrasonore et un défaut plan

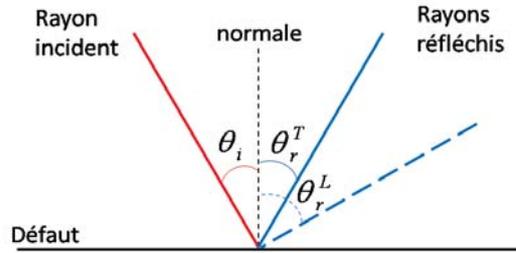


FIGURE 5.3 : Schéma rayon incident et rayons réfléchis sur un défaut plan (illustration de la condition de Snell-Descartes (5.1)).

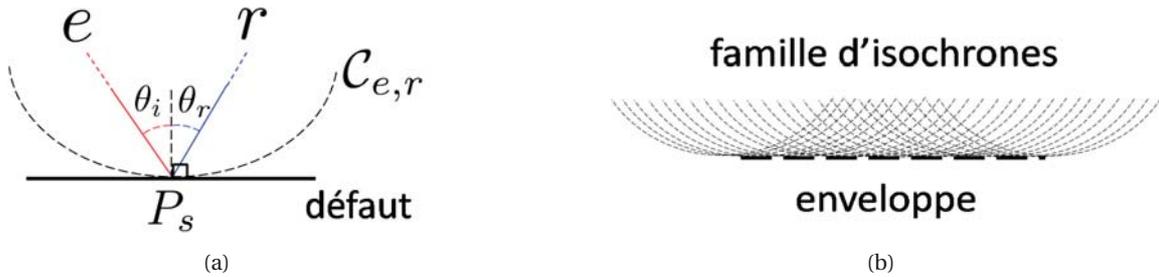


FIGURE 5.4 : L'isochrone correspondante à un couple émetteur-récepteur, pour lequel il y a réflexion sur le défaut, est tangente au défaut (a). L'image du défaut plan est formée par l'enveloppe des isochrones correspondantes aux différents couples émetteur-récepteur en réflexion sur le défaut (b).

égal au temps de l'écho mesuré. Dans le cas d'un défaut ponctuel, nous avons montré § 2.3.1 que le lieu du défaut est celui où toutes ces courbes s'intersectent.

Supposons maintenant un défaut étendu et un couple émetteur-récepteur (e, r) favorable à l'apparition d'un écho de réflexion sur celui-ci. Alors il existe un point dit « spéculaire » P_s sur ce défaut, c'est-à-dire qu'en ce point, les directions incidente et réfléchie vérifient la relation (5.1) (FIGURE 5.4(a)). Nommons $\mathcal{C}_{e,r}$ l'isochrone associée au temps de l'écho mesuré pour le couple (e, r) . Ce temps correspond au trajet $e - P_s - r$ et de ce fait l'isochrone « passe » par P_s . Or, tous les points P de cette courbe ayant un temps de vol identique, quelque soit le trajet reliant l'émetteur e , P et le récepteur r celui-ci vérifie la condition de réflexion (5.1) sur $\mathcal{C}_{e,r}$. Ainsi, en P_s , les normales à $\mathcal{C}_{e,r}$ et au défaut en ce point sont colinéaires, et donc la tangente en P_s à $\mathcal{C}_{e,r}$ et la droite qui supporte le défaut le sont aussi. En considérant alors les différents couples émetteur-récepteur pour lesquels un écho de réflexion sur le défaut a lieu, les courbes isochrones correspondantes au temps des échos sont alors toutes tangentes au défaut. Géométriquement le défaut peut alors, par construction, être considéré comme l'enveloppe de ces courbes isochrones (FIGURE 5.4(b)).

Quelque soit l'orientation des défauts, les échos de diffraction dus à leurs extrémités peuvent suivre les différents trajets de propagation. Or, pour des orientations particulières, certains trajets seront plus favorables à l'apparition d'échos de réflexion sur la surface du défaut. Si les défauts sont quasiment horizontaux alors les échos de coin sont quasi-absents et seuls les échos dus à des trajets directs seront utilisables. La philosophie est analogue à celle utilisée en sismique-réflexion (Claerbout (1971)) pour imager les différentes couches du sous-sol (les interfaces étant quasiment horizontales). Dans la pratique en CND, bien souvent les défauts rencontrés prennent naissance à partir (ou près) des surfaces de la pièce inspectée et sont orientés perpendiculairement à ces dernières. Ainsi, les échos de coin qui, par définition, sont dus à une réflexion sur le défaut sont utilisés pour la détection car étant en général plus échogènes que les autres types d'échos (directs ou indirects).

Dans un premier temps nous mettons en œuvre l'algorithme FTP avec une simulation de contrôle sur

5.2.2 - Étude des amplitudes évaluées en un point du défaut étendu

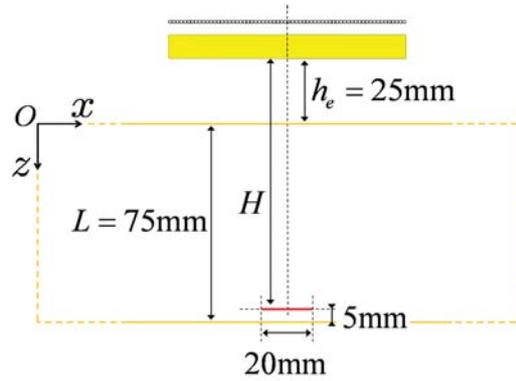


FIGURE 5.5 : Configuration de contrôle FMC avec le défaut plan horizontal.

une pièce à l'intérieur de laquelle se trouve un défaut plan parallèle au fond de la pièce. Les trajets directs favorables à l'apparition d'échos –de réflexion– dans ce cas sont alors exploités. La configuration du contrôle FMC est représentée FIGURE 5.5 (les paramètres de l'acquisition sont donnés dans le TABLEAU 5.1).

TABLEAU 5.1 : Paramètres de l'acquisition FMC (défaut plan horizontal)

Traducteur		Pièce			Défaut			
h_e	centre	L	c_L	c_T	centre	taille	tilt ¹	ligament
25 mm	(225; -25)	75 mm	5,90 mm/ μ s	3,23 mm/ μ s	(225; 70)	20 mm	90°	5 mm

Le traducteur, dont les caractéristiques se trouvent TABLEAU 5.2, est placé à la verticale du défaut plan, horizontal, de longueur 20 mm, et de ligament 5 mm (distance du défaut avec le fond de la pièce). Pour cette configuration l'utilisation du trajet direct semble être le plus adapté. Dans la pièce en acier, considérée homogène et isotrope, les vitesses de propagation des ondes sont prises égales à $c_T = 3230$ m/s pour les ondes transversales et $c_L = 5900$ m/s pour les ondes longitudinales. Dans la suite de l'étude, seule la propagation en mode longitudinal est utilisée, la longueur d'onde λ valant alors environ 1,2 mm (la taille du défaut est de l'ordre de 17λ).

TABLEAU 5.2 : Caractéristiques du traducteur multi-éléments

Type	Nombre d'élément N	Dimension élément	Espace inter-élément	Pas inter-élément	Fréq. centrale f_c
Linéaire	64	1,2 mm \times 25 mm	0,2 mm	1,4 mm	5 MHz

Une ROI de 30 mm \times 30 mm (avec un pas de 0,2 mm dans les deux directions) est définie autour du défaut et la cartographie obtenue avec l'algorithme FTP y est représentée FIGURE 5.6. Cette dernière semble permettre d'estimer les paramètres du défaut comme sa taille, sa position ou son orientation. Afin d'analyser le fonctionnement de l'algorithme lorsqu'il est appliqué à des défauts étendus, nous étudions, pour un point donné du défaut, les amplitudes des signaux mesurés à chaque tir ultrasonore, évaluées aux temps de vol théoriques correspondant à ce point, éléments de base de l'algorithme.

5.2.2 Étude des amplitudes évaluées en un point du défaut étendu

Considérons un point du défaut, son milieu P_m par exemple, se trouvant à la verticale du centre du traducteur. Nous avons vu que l'on peut associer à ce point et à un couple émetteur-récepteur un temps de vol théorique et une amplitude, celle du signal mesuré évaluée en ce temps. Ainsi, pour chaque séquence $i = 1, \dots, N$, les amplitudes $|\delta_{ij}(t_{ijP_m})|$, pour tous les éléments récepteurs $j = 1, \dots, N$, peuvent être repré-

1. Angle d'inclinaison du défaut par rapport à la verticale (axe z).

sentées sous forme de courbe. La FIGURE 5.7(a) montre ainsi un ensemble représentatif de courbes d'amplitudes obtenues pour certaines séquences de l'acquisition.

Ces courbes présentent différents pics difficiles à analyser au premier abord. Afin d'en connaître leurs origines, sur le scan voies-temps correspondant à une séquence peuvent y être superposés les temps de vol théoriques que l'on devrait avoir pour ce point et les différents couples émetteur-récepteur. Ce mode de représentation a été effectué pour la séquence 30 (—*) FIGURE 5.7(a)). Ainsi le scan FIGURE 5.8(a) et plus particulièrement son zoom montrent que la forme d'onde des signaux est à l'origine des différents pics de la courbe d'amplitude (représentés par des flèches sur le scan). Afin de s'affranchir de la forme d'onde et pour simplifier l'analyse de ces courbes, les signaux « bruts » ont été remplacés par des signaux « portes » d'une largeur τ et centrés aux instants des échos.

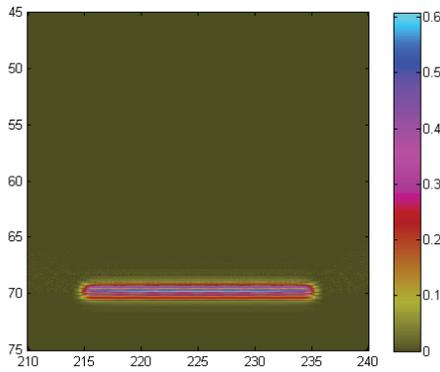


FIGURE 5.6 : Image reconstruite par FTP du défaut plan horizontal (ROI de 30mm x 30mm).

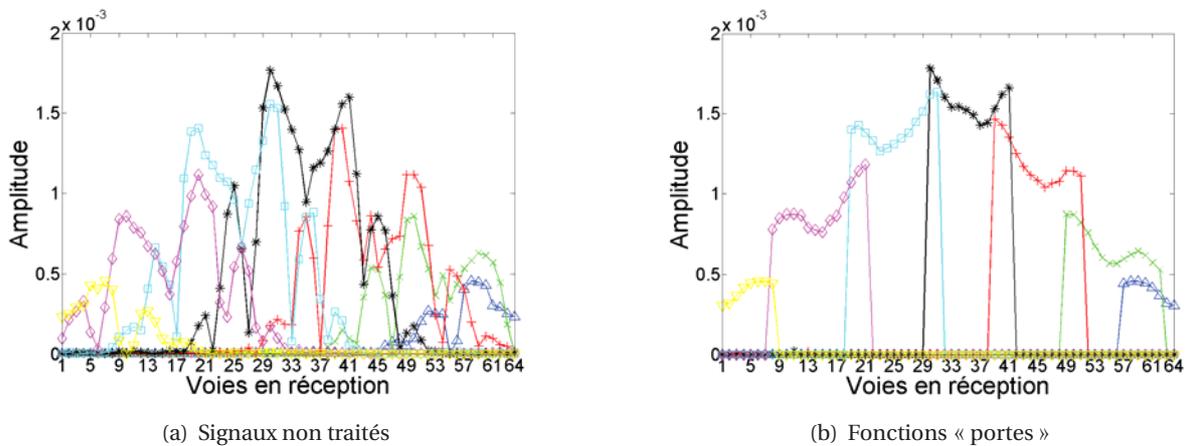
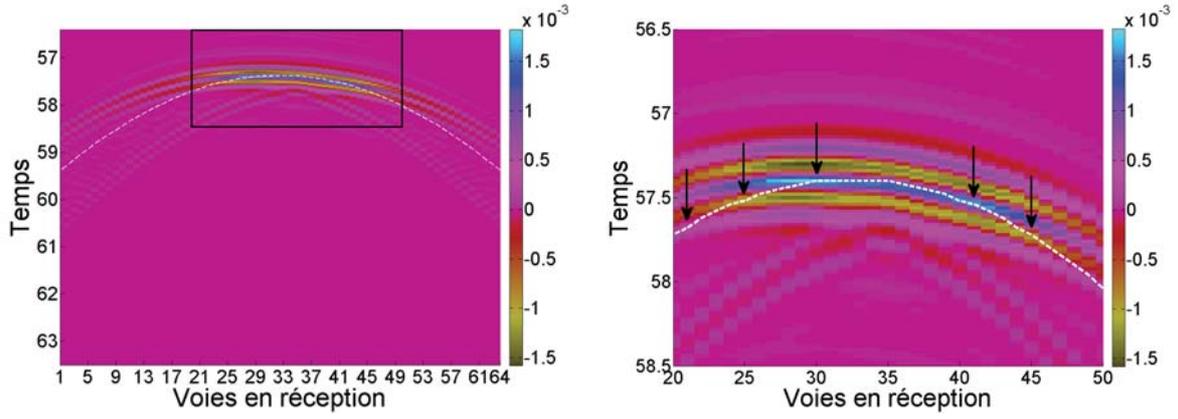
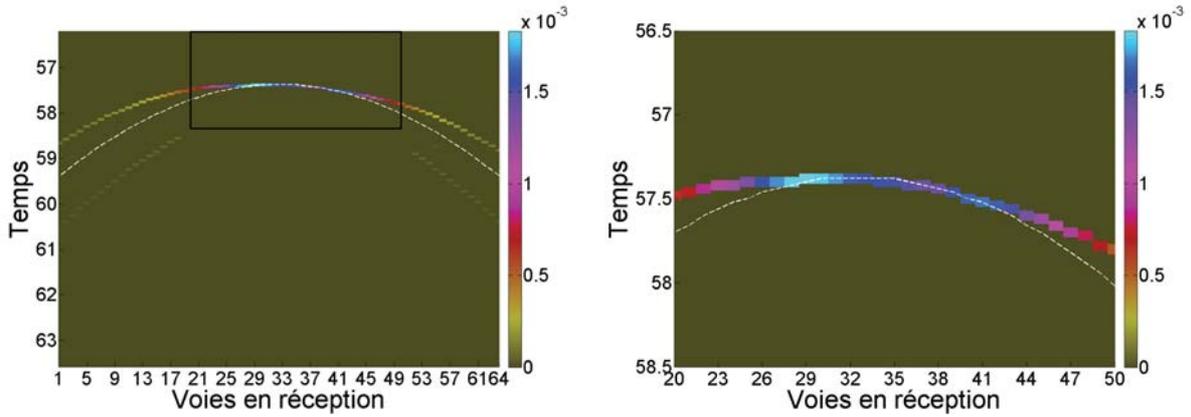


FIGURE 5.7 : Défaut horizontal. Amplitudes des signaux non traités (a) et des fonctions « portes » (b) extraites pour P_m en fonction des voies en réception pour différentes séquences en émission : séquence 1 (Δ), séquence 10 (\times), séquence 20 ($+$), séquence 30 ($*$), séquence 40 (\square), séquence 50 (\diamond) et séquence 64 (∇).

5.2.2 - Étude des amplitudes évaluées en un point du défaut étendu



(a) Signaux brutes



(b) fonctions « portes »

FIGURE 5.8 : Scan voies-temps pour la séquence 30 avec signaux brutes (a) et avec fonctions « portes » (b) avec pointillé les temps de vol théoriques correspondant au point milieu du défaut plan horizontal. À droite cartographie totale, à gauche zoom du scan.

5.2.2.1 Construction des signaux « portes »

Le signal porte $\tilde{\delta}_{ij}(t)$, de largeur τ , correspondant au signal $\delta_{ij}(t)$, est défini par :

$$\tilde{\delta}_{ij}(t) = \begin{cases} \delta_{ij}(t_{ij}^{\text{exp}}), & \forall t \in [t_{ij}^{\text{exp}} - \tau/2, t_{ij}^{\text{exp}} + \tau/2] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}, \quad (5.2)$$

où t_{ij}^{exp} est le temps d'écho mesuré au signal $\delta_{ij}(t)$.

La procédure du calcul du signal porte, schématisée FIGURE 5.9, nécessite l'identification du temps de l'écho. Ce dernier est déterminé par détection du maximum de l'enveloppe $S_{ij}(t)$ du signal.

Le but du passage aux signaux portes, autre que celui de s'affranchir de la forme des signaux bruts, est de repérer les couples pour lesquels il y a coïncidence entre les temps des échos et les temps de vol théoriques. Il a été pris en pratique $\tau = 2 \Delta t$, avec Δt le pas d'échantillonnage temporel. En pratique, la fréquence d'échantillonnage $f_e = \frac{1}{\Delta t}$ est prise 10 fois plus grande que la fréquence centrale f_c (ici de 5 MHz), il a ainsi été choisi $\Delta t = 0,02 \mu\text{s}$.

La FIGURE 5.8(b) montre le scan voies-temps (séquence 30) obtenu à partir des signaux $\tilde{\delta}_{ij}(t)$. Les amplitudes sont non nulles si les temps des échos et les temps de vol théoriques sont proches, plus précisément

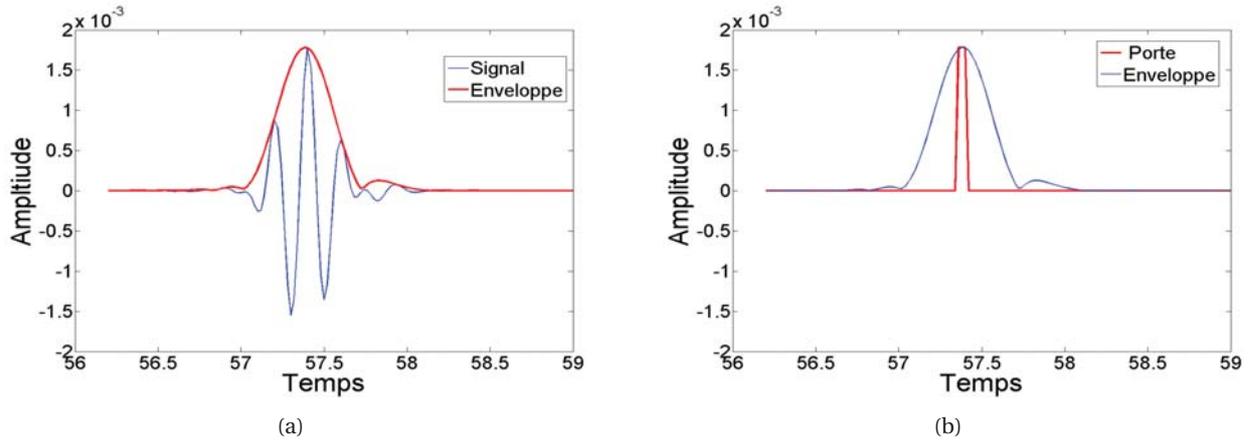


FIGURE 5.9 : Schéma de la procédure d'obtention du signal « porte » à partir du signal mesuré (en bleu). L'enveloppe du signal (en rouge) est calculée (a), et est utilisée pour construire le signal « porte » (b).

s'ils vérifient

$$\left| t_{ij}^{\text{exp}} - t_{ijP_m} \right| \leq \tau, \forall i, j = 1, \dots, N. \quad (5.3)$$

5.2.2.2 Analyse des courbes d'amplitude

On représente FIGURE 5.7(b) les courbes d'amplitudes extraites des signaux $\tilde{\lambda}_{ij}(t)$, pour les séquences utilisées précédemment (FIGURE 5.7(a)). La première remarque que l'on peut faire est que ces courbes sont non nulles pour une plage d'éléments en réception relativement large et ce bien que l'on ait pris $\tau = 2\Delta t$. On s'attendrait dans ce cas, pour une séquence donnée, à avoir un pic étroit centré sur l'élément en réception vérifiant la condition de réflexion spéculaire en P_m avec l'élément en émission considéré. En effet, pour ce couple, le temps d'écho correspond au temps de vol théorique pour ce point.

Connaissant les directions d'incidence et d'observation en un point, il peut être déduit l'orientation du défaut pour lequel le couple émetteur-récepteur considéré soit en réflexion spéculaire en ce point. En effet, la direction de la normale à ce défaut en ce point est donnée par la bissectrice de l'angle formé par ces deux directions. Pour chaque séquence, il peut être calculé, pour tous les éléments récepteurs, la direction de la normale en un point qui est supposé appartenir à un défaut sur lequel il y a réflexion. Ainsi, le couple émetteur-récepteur pour lequel il y a une réflexion spéculaire en un point d'un défaut d'orientation donnée peut alors être déterminé. Le TABLEAU 5.3 représente des couples (les émetteurs sont ceux évoqués précédemment) qui vérifient théoriquement la réflexion en P_m appartenant à un défaut étendu horizontal.

TABLEAU 5.3 : Couples E-R en réflexion sur le point milieu du défaut plan horizontal

Émetteur	1	10	20	30	40	50	64
Récepteur	/	55	45	35	25	15	/

Pour les différentes séquences, les éléments récepteurs vérifiant le critère de réflexion en P_m semblent être « au milieu » des éléments dont l'amplitude extraite est non nulle (FIGURE 5.7). Contrairement à ce que l'on attend, ces éléments sont plutôt des minima sur ces plages. La suite de l'étude tentera d'expliquer l'allure de ces courbes, notamment la largeur des voies où l'amplitude est non nulle et la distribution de l'amplitude.

Détermination des éléments donnant des amplitudes non nulles extraites des signaux portes Afin de délimiter les éléments en réception ayant une amplitude non nulle sur les courbes FIGURE 5.7, une analyse

5.2.2 - Étude des amplitudes évaluées en un point du défaut étendu

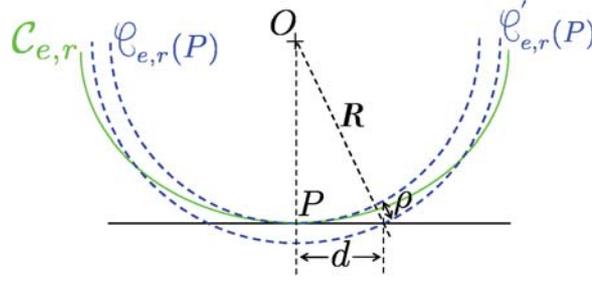


FIGURE 5.10 : Schéma pour la détermination de la distance entre deux points d'un défaut ayant des temps de vol théoriques proches.

géométrique par courbe isochrone est effectuée.

Soit (e, r) un couple d'émetteur-récepteur vérifiant la condition de réflexion spéculaire en un point P appartenant à un défaut étendu. En notant $\mathcal{C}_{e,r}$ l'isochrone au temps d'écho t_{er}^{exp} correspondant à ce couple, si la condition de réflexion est vérifiée en P , alors par construction, cette isochrone est tangente au défaut en ce point, et, par définition, soit M un point,

$$M \in \mathcal{C}_{e,r} \quad \text{si} \quad t_{erM} = t_{er}^{\text{exp}}. \quad (5.4)$$

Notons $\mathcal{C}'_{e,r}$, l'isochrone correspondant au même couple mais à un temps $t_{er}^{\text{exp}'} = t_{er}^{\text{exp}} + \tau$, où τ représente la largeur adoptée des fonctions portes. Les points N du défaut se trouvant entre P et l'intersection de $\mathcal{C}'_{e,r}$ avec le défaut vérifie

$$|t_{erN} - t_{er}^{\text{exp}}| \leq \tau. \quad (5.5)$$

On s'intéresse à ce qui se passe au voisinage de P , on introduit alors les cercles osculateurs $\mathcal{C}_{e,r}(P)$ à $\mathcal{C}_{e,r}$ en P , donnant ainsi R le rayon de courbure de l'isochrone en P et $\mathcal{C}'_{e,r}(P)$ à $\mathcal{C}'_{e,r}$ en P . On suppose que les centres de $\mathcal{C}_{e,r}(P)$ et $\mathcal{C}'_{e,r}(P)$ sont confondus. Le rayon de courbure R' de $\mathcal{C}'_{e,r}(P)$ vaut donc $R + \rho$, avec $\rho = c_L \tau / 2$ (FIGURE 5.10).

La distance d de P à l'intersection du défaut avec $\mathcal{C}'_{e,r}(P)$ s'approche donc de

$$\begin{aligned} d &= \sqrt{(R + \rho)^2 - R^2} \\ &\approx \sqrt{R c_L \tau} \quad \text{si } \rho \ll R \end{aligned} \quad (5.6)$$

Les approximations effectuées sont exactes dans le cas où les isochrones sont des cercles (c'est-à-dire dans le cas où l'on a le même élément à l'émission et à la réception, en contact de la surface). Ces approximations restent valables dans le cas général où les isochrones sont des courbes plus complexes, la difficulté résidant dans la détermination du rayon de courbure R .

En choisissant de prendre $\tau = 1/2f_c$, la distance d ainsi calculée définit ce que l'on appelle la zone de Fresnel (Favretto-Cristini *et al.*, 2009). Elle représente les points du défaut sur lesquels l'onde incidente va donner lieu à des ondes réfléchies qui vont interférer de manière constructive avec l'onde réfléchie spéculairement, la différence de marche étant alors inférieure à $\lambda/2$.

Notons P' et P'' les points du défaut se trouvant à une distance d de part et d'autre de P . Pour le couple (e, r) , aux points du défaut se trouvant alors dans le segment $[P'P'']$, est attribuée la même amplitude du signal $\lambda_{er}(t)$ évaluée au temps de vol $t_{erP} = t_{er}^{\text{exp}}$. Il existe deux éléments r' et r'' tels que les couples (e, r') et (e, r'') soient en condition de réflexion aux points P' et P'' (FIGURE 5.11). Les temps d'échos des signaux

$\Delta_{er'}(t)$ et $\Delta_{er''}(t)$ coïncident alors avec les temps de vol obtenus pour ces points, soit

$$\begin{aligned} t_{er'}^{\text{exp}} &= t_{er'P'} \\ t_{er''}^{\text{exp}} &= t_{er''P''} \end{aligned} \quad (5.7)$$

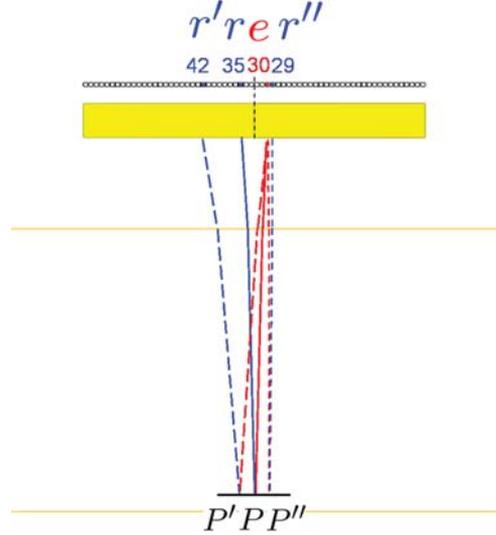


FIGURE 5.11 : Trajets réflexion en P' , P et P'' avec un seul émetteur e .

De manière analogue à ce qui a été fait pour le couple (e, r) , à partir de (5.6), les distances d' et d'' peuvent être calculées pour les couples (e, r') et (e, r'') . Du fait de la proximité des éléments r, r' et r'' , ainsi que des points P, P' et P'' , il peut être supposé que $d = d' = d''$. Le point P étant, par définition, situé à une distance d des points P' et P'' , nous obtenons, d'après (5.5)

$$\begin{aligned} |t_{er'P} - t_{er'}^{\text{exp}}| &\leq \tau \\ |t_{er''P} - t_{er''}^{\text{exp}}| &\leq \tau \end{aligned} \quad (5.8)$$

Les inéquations (5.8) indiquent que pour la séquence $e, (r', \dots, r'')$ représente la plage des éléments récepteurs qui ont une amplitude extraite pour le point P non nulle, comme on peut le voir sur les courbes FIGURE 5.7.

Revenons sur la configuration étudiée et en particulier sur la séquence 30. D'après le TABLEAU 5.3, pour cette dernière, la condition de réflexion spéculaire en P_m est vérifiée pour l'élément 35 en réception. La distance centre à centre de ces deux éléments est égale à $(35 - 30) \Delta_{elt} = 7 \text{ mm}$, où Δ_{elt} est le pas inter-éléments (*pitch*) du traducteur (TABLEAU 5.2). Cette distance étant petite devant la hauteur H entre le traducteur et le défaut (FIGURE 5.5), et, le point d'intérêt se trouvant quasiment à la verticale de ces éléments, le rayon de courbure R peut être approché par $H = 95 \text{ mm}$. Ainsi dans ce cas, en prenant $c_L = 5,9 \text{ mm}/\mu\text{s}$ et $\tau = 2\Delta t = 0,04 \mu\text{s}$, nous obtenons $d \approx 4,7 \text{ mm}$.

Pour cette séquence, les éléments r' et r'' vérifiant le critère de réflexion aux points P' ($x_{P_m} - d, z_{P_m}$) et P'' ($x_{P_m} + d, z_{P_m}$) sont obtenus à l'aide de la FIGURE 5.12, qui représente, pour l'émetteur 30 et pour ces points, les orientations théoriques des défauts plans –vus par réflexion– pour chacun des éléments en réception. Le défaut étant horizontal, ces éléments sont déterminés lorsque l'orientation estimée vaut 0, ce qui est vérifié théoriquement (à $0,2^\circ$ près) par les éléments 42 et 29 pour les points P' et P'' respectivement. Ces deux éléments délimitent, à deux près, la plage des éléments récepteurs $(30, \dots, 41)$ dont l'amplitude extraite pour le point P_m est non nulle (FIGURE 5.7). La distance d (5.6) définissant les points du défaut

5.2.2 - Étude des amplitudes évaluées en un point du défaut étendu

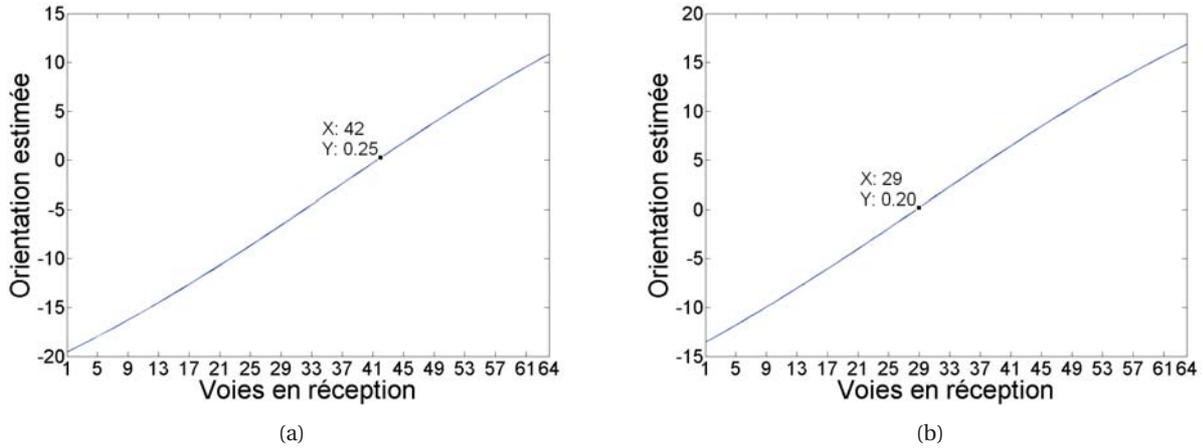


FIGURE 5.12 : Estimation de l'orientation du défaut pour la séquence 30 en fonction des voies en réception, aux points P' (a) et P'' (b).

ayant un temps de vol théorique proche du temps de l'écho (à τ près) permet donc, pour une séquence donnée, d'estimer les éléments ayant une amplitude non nulle extraite des signaux.

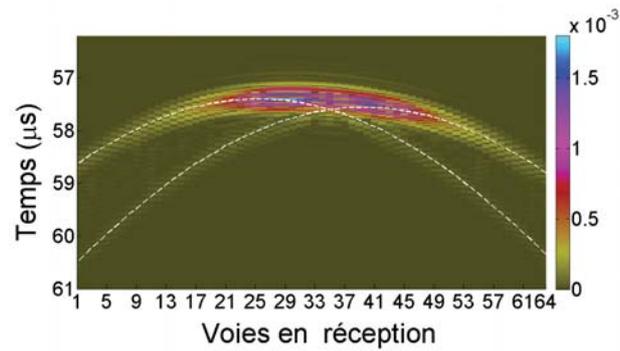
Distribution d'amplitude Les échos mesurés sont la somme des échos dus à la réflexion sur la surface du défaut et des échos de diffraction par ses extrémités. Dans le cas du défaut plan considéré (d'une taille d'environ 17λ), la FIGURE 5.13(a) où l'on a superposé le scan voies-temps pour la séquence 30 et les temps de vol théoriques pour les deux extrémités (pointillé), montre que pour certains couples d'émetteur-récepteur, les différents échos (réflexion et diffraction) peuvent interférer, influant ainsi l'amplitude des signaux. De manière générale, il est difficile de prédire l'effet de l'interférence entre les différents échos. Afin de s'affranchir de l'influence des extrémités et donc des échos de diffraction, il est intéressant de considérer un défaut plan « infini ». Ainsi, il va être envisagé la même configuration de contrôle mais avec un défaut plan horizontal très long (200 mm, soit $\approx 167\lambda$). La FIGURE 5.13(b) représente le scan voies-temps de la séquence 30, seuls les échos de réflexion sont mesurés.

Comme précédemment, les amplitudes pour le point de référence P_m et pour différentes séquences ont été extraites et représentées sous forme de courbes (FIGURE 5.14).

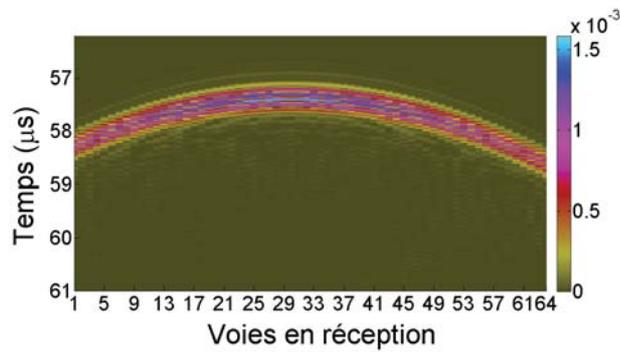
Les largeurs des différentes courbes, ne dépendant que du voisinage proche du point considéré, sont quasiment similaires au cas du défaut plan de longueur 20 mm. En revanche, la forme de ces courbes est en « trapèze » et ne présente pas de maxima pour les couples émetteur-récepteur spéculaires en ce point. En reprenant l'analyse géométrique effectuée précédemment, pour les couples (e, r) , (e, r') et (e, r'') en réflexion spéculaire aux points P , P' et P'' du défaut, P' et P'' étant à une distance d de part et d'autre de P , les relations (5.8) impliquent que les amplitudes évaluées pour P pour les signaux $\tilde{\delta}_{er'}(t)$ et $\tilde{\delta}_{er''}(t)$ correspondent respectivement à celles évaluées pour les points P' et P'' . L'amplitude du champ réfléchi sur un défaut plan (surface lisse) est pondérée par un coefficient de réflexion. Pour le cas d'une onde longitudinale incidente et réfléchi, ce coefficient, noté R_{LL} , est, d'après Achenbach (1973) :

$$R_{LL} = \left| \frac{\sin 2\theta_i^L \sin 2\theta_r^T - (k \cos 2\theta_r^T)^2}{\sin 2\theta_i^L \sin 2\theta_r^T + (k \cos 2\theta_r^T)^2} \right|, \quad (5.9)$$

où $k = \frac{c_L}{c_T}$, θ_i^L est l'angle d'incidence de l'onde longitudinale et θ_r^T est l'angle de réflexion de l'onde transversale.



(a) Défaut de 20 mm



(b) Défaut plan horizontal très long

FIGURE 5.13 : Scan voies-temps pour la séquence 30, (a), défaut de 20 mm (soit $\approx 17\lambda$) avec, en pointillé, les temps de vol théoriques correspondant aux extrémités du défaut plan horizontal, (a) défaut plan horizontal très long (200 mm, soit $\approx 167\lambda$).

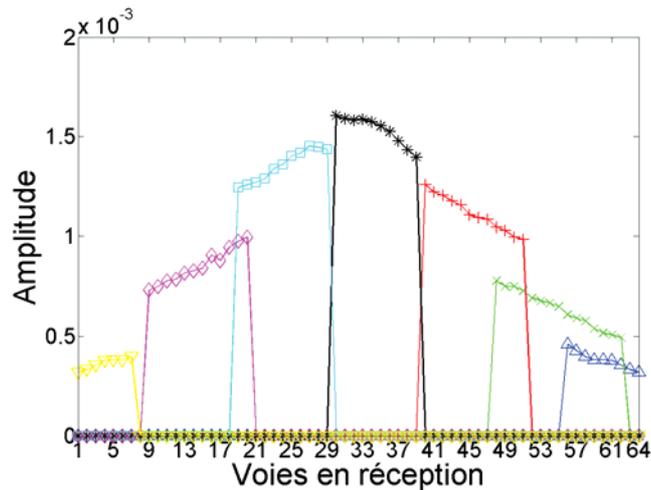


FIGURE 5.14 : Défaut horizontal supposé infini. Amplitudes des signaux « portes » extraites pour P_m en fonction des voies en réception pour différentes séquences en émission : séquence 1 (Δ), séquence 10 (\times), séquence 20 ($+$), séquence 30 ($*$), séquence 40 (\square), séquence 50 (\diamond) et séquence 64 (∇).

5.2.3 - Vers une estimation de l'orientation du défaut

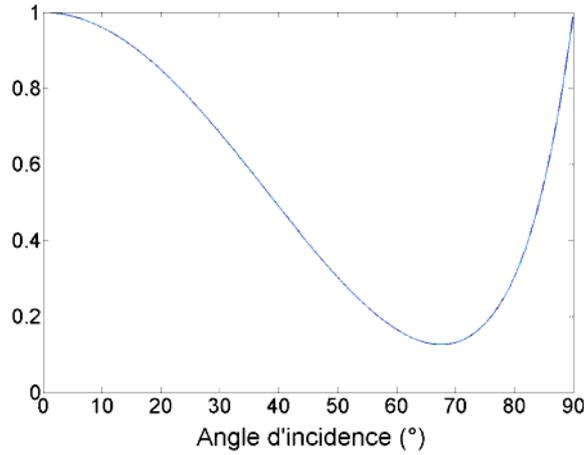


FIGURE 5.15 : Coefficient de réflexion R_{LL} pour une interface acier-vide

La FIGURE 5.15 représente, dans le cas de l'acier ($c_L = 5900$ m/s et $c_T = 3230$ m/s), la valeur du coefficient R_{LL} en fonction de l'angle d'incidence.

En reprenant le cas de l'émission avec l'élément 30, les angles d'incidence aux points $P' = (x_{P_m} - d, z_{P_m})$ et $P'' = (x_{P_m} + d, z_{P_m})$ valent respectivement $6,1^\circ$ et $0,8^\circ$. La courbe FIGURE 5.15 est en accord avec ce qui est observé sur la courbe d'amplitude, l'écho de réflexion pour le couple $(30; r' = 41)$ a une amplitude plus faible que celui du couple $(30; r'' = 29)$. La forme en trapèze des courbes d'amplitude s'explique alors du fait que, (i) pour une émission donnée, la variation des angles d'incidence sur le défaut est monotone, et, (ii) ces derniers sont, dans notre cas, inférieurs à celui donnant le minimum de la courbe représentative du coefficient R_{LL} , c'est-à-dire l'angle à partir duquel change son sens de variation (environ 67°).

Contrairement à ce que l'on attendait, même dans le cas d'un défaut plan « infini », le maximum des courbes d'amplitude ne représente pas le couple émetteur-récepteur vérifiant la condition de réflexion spéculaire au point d'intérêt. En revanche, les courbes FIGURE 5.7(a), FIGURE 5.7(b) ou FIGURE 5.14 ont en commun le fait que, pour une séquence donnée, le récepteur en réflexion se trouve au milieu des éléments pour lesquels les amplitudes extraites des signaux (bruts ou portes) sont non nulles. Les deux dernières, représentant les amplitudes extraites des signaux portes, montrent des courbes ayant des largeurs relativement étroites dépendantes du voisinage proche du point considéré, ce qui peut être exploité à des fins d'estimation de l'orientation du défaut.

5.2.3 Vers une estimation de l'orientation du défaut

Soient un point P de la ROI et un couple émetteur-récepteur (i, j) , le vecteur unitaire noté $\vec{n}(i, j, P)$, qui a pour direction la bissectrice entre les directions incidente et d'observation, représente la normale en P au défaut que l'on aurait pour que le couple et le point considérés soient en condition de réflexion spéculaire et permet ainsi de définir l'orientation théorique $\alpha(i, j, P)$ qui serait l'orientation de ce défaut. L'idée de l'algorithme proposé est d'estimer en un point P du défaut plan, son orientation $\alpha[P]$ par la somme des orientations théoriques obtenues pour chaque couple émetteur-récepteur, pondérées par les amplitudes des signaux portes évaluées aux temps de vol théoriques adéquats. Cet estimateur se met alors sous la forme

$$\alpha[P] = \frac{1}{\sum_{i,j} \tilde{\delta}_{ijP}} \sum_{i,j} \tilde{\delta}_{ijP} \alpha(i, j, P), \quad (5.10)$$

où $\tilde{\delta}_{ijP} = \tilde{\delta}_{ij}(t_{ijP})$, t_{ijP} étant le temps de vol théorique correspondant au trajet $i-P-j$.

Cette quantité peut être vue comme une espérance mathématique, où, pour un point P et un couple (i, j) , $\alpha(i, j, P)$ est la valeur de l'orientation avec une « probabilité » $\tilde{\delta}_{ijP} / \sum_{ij} \tilde{\delta}_{ijP}$. Nous pouvons donc aussi introduire la quantité $V(P)$ qui serait vue comme la variance, et $\sigma(P) = \sqrt{V(P)}$ l'écart-type, permettant de mesurer l'écart entre les orientations théoriques pour chacun des couples (i, j) et l'orientation $\alpha[P]$ estimée par (5.10).

$$V(P) = \frac{1}{\sum_{i,j} \tilde{\delta}_{ijP}} \sum_{i,j} \tilde{\delta}_{ijP} (\alpha(i, j, P) - \alpha[P])^2. \quad (5.11)$$

Cet algorithme a été appliqué sur une série d'acquisitions simulées avec des défauts de différentes tailles et inclinés de $\theta = 10^\circ$ par rapport à l'horizontale. Les résultats des quantités, orientation et écart-type, estimées au point P_m pour ces différents défauts, ainsi que pour le cas d'un diffracteur ponctuel, sont représentés au TABLEAU 5.4.

TABLEAU 5.4 : Estimation de l'orientation de défauts de différente taille, inclinés de 10° par rapport à l'horizontale.

Taille (mm)	Orientation estimée ($^\circ$)	Écart-type ($^\circ$)
Défaut ponctuel	0,0	12,1
λ	4,1	9,8
2 (1,6 λ)	7,6	6,7
3 (2,5 λ)	8,9	4,5
4 (3,3 λ)	9,4	3,3
20 (16,6 λ)	9,9	2,1

Plus le défaut sera petit plus l'effet diffractant sera prépondérant sur la réflexion rendant ainsi moins efficace l'estimation de son orientation. Pour le cas du défaut de taille λ , l'orientation est estimée à $4,1^\circ$, alors que l'écart-type est de $9,8^\circ$ qui est une valeur proche de celle obtenue pour le défaut ponctuel. Cela signifie que les orientations théoriques obtenues pour chacun des couples émetteur-récepteur sont très différentes et éloignées de la valeur moyenne. En effet, les courbes d'amplitudes obtenues pour le défaut de taille λ ont l'allure de celles obtenues pour un diffracteur ponctuel (FIGURE 5.16), la moyenne se faisant alors sur tous les couples (et non seulement sur ceux proches des conditions de réflexions spéculaires). À partir d'une taille supérieure à deux λ , la réflexion est plus marquée, la largeur des courbes diminue, elles gagnent en amplitude et sont centrées sur le récepteur vérifiant la condition de réflexion, les résultats obtenus peuvent être considérés avec une « confiance » plus grande : la différence entre l'orientation réelle et estimée est inférieure à quelques degrés ($\approx 2^\circ$) et la valeur des écarts-type est trois fois plus petite que celle donnée pour le diffracteur ponctuel.

Par ailleurs, en appliquant l'algorithme FTP sur des défauts de plus en plus étendus, il devient aussi plus facile d'estimer leurs tailles en appliquant un simple critère comme par exemple déterminer l'orientation de la tache reconstruite à -6 dB (donnée par la droite passant par les deux points du contour de la tache les plus éloignés l'un de l'autre). Ainsi, pour des défauts de taille proche de la longueur d'onde, par exemple 3 et 4 mm, les orientations obtenues à partir de la cartographie FTP valent respectivement $8,7^\circ$ et $9,5^\circ$, ce qui est du même ordre que celles obtenues par post-traitement.

5.2.4 Vers une estimation de la taille du défaut

Examinons la configuration FIGURE 5.17(a) où le défaut est sous l'ouverture du traducteur, permettant ainsi à un grand nombre de couples émetteur-récepteur de voir le défaut en réflexion. À partir de la cartographie de l'estimateur FTP E (FIGURE 5.17(b)) nous représentons sa courbe échodynamique C_x suivant l'axe x (FIGURE 5.17(c)). Un point de cette courbe, d'abscisse X représente le maximum de la valeur de

5.2.4 - Vers une estimation de la taille du défaut

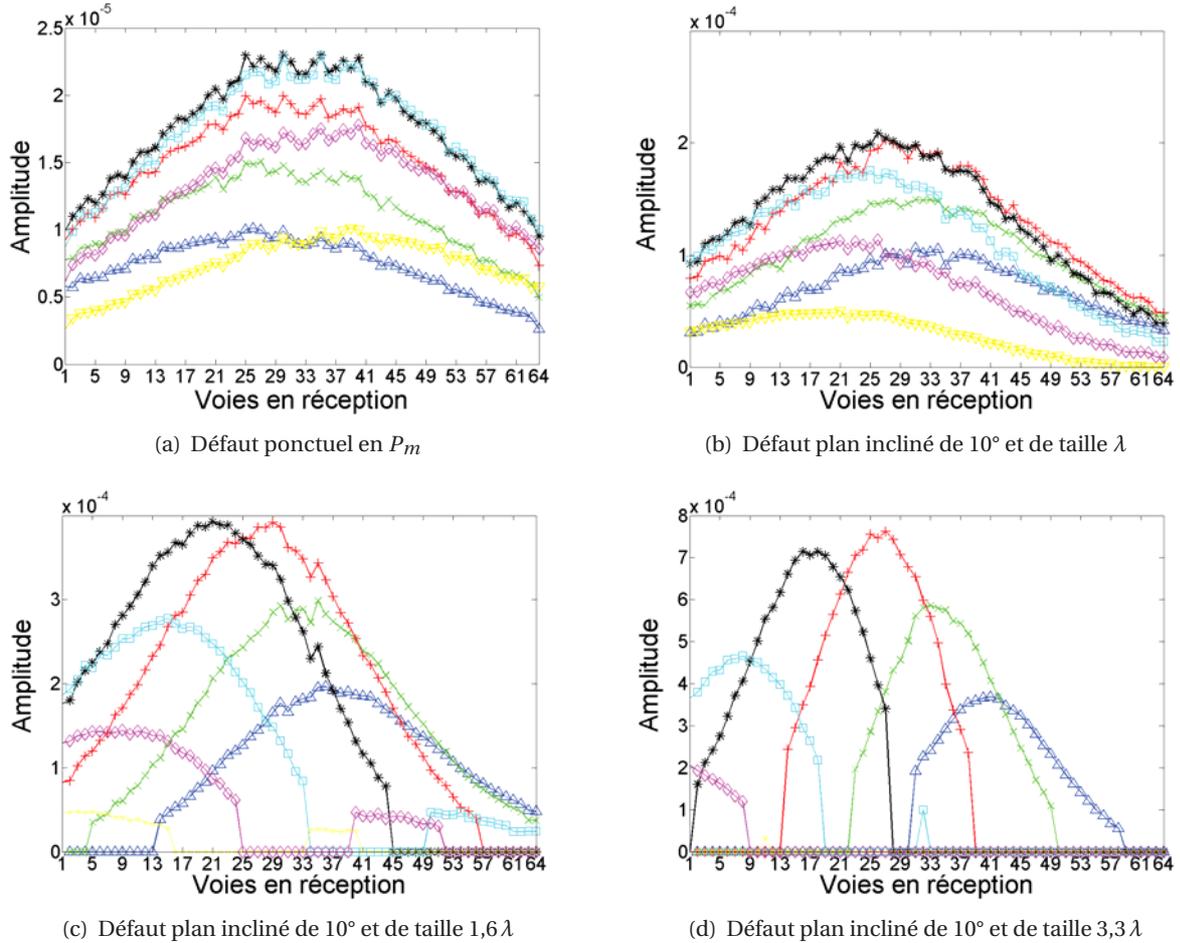


FIGURE 5.16 : Amplitudes des signaux « portes » extraites pour P_m en fonction des voies en réception pour différentes séquences en émission : séquence 1 (Δ), séquence 10 (\times), séquence 20 ($+$), séquence 30 ($*$), séquence 40 (\square), séquence 50 (\diamond) et séquence 64 (∇).

l'estimateur sur les points $P(x_p, y_p)$ de la ROI appartenant à la droite $x = X$,

$$C_x(X) = \max_{P/x_p=X} E(P). \quad (5.12)$$

La courbe échodynamique a l'allure d'une fonction porte dont la largeur est représentative de la longueur du défaut vu par réflexion. Vers les extrémités, où seuls les échos de diffraction interviennent, la courbe décroît rapidement et semble être un bon outil d'estimation de la taille d'un défaut plan.

Considérons un couple (e, r) d'émetteur-récepteur et appelons h l'écart entre ces deux éléments. Il a été montré (§ 5.2.2) qu'autour du point P du défaut en condition de réflexion spéculaire avec le couple considéré, il existe une distance d (5.6) pour laquelle, est attribuée à tout point de la ROI se trouvant à une distance de P inférieure à d , l'amplitude de l'écho mesuré. Sont représentés FIGURE 5.18 (a) les trajets en réflexion spéculaire sur le défaut pour certains couples ayant un écart h identique. Schématiquement, l'intensité reconstruite en un point du défaut est la somme des amplitudes des échos causés par une réflexion ayant lieu en des points situés à une distance inférieure à d du point considéré. Ainsi, la courbe d'intensité peut se diviser en trois parties (FIGURE 5.18 (b)), une partie constante dans laquelle tous les points sont vus par le même nombre de couple (dépendant de d), ensuite l'intensité décroît, le nombre de couple diminuant car les points où a lieu la réflexion se trouvent à une distance d de l'extrémité, et finalement l'intensité devient nulle pour les points se trouvant à une distance supérieure à d du dernier point où a lieu

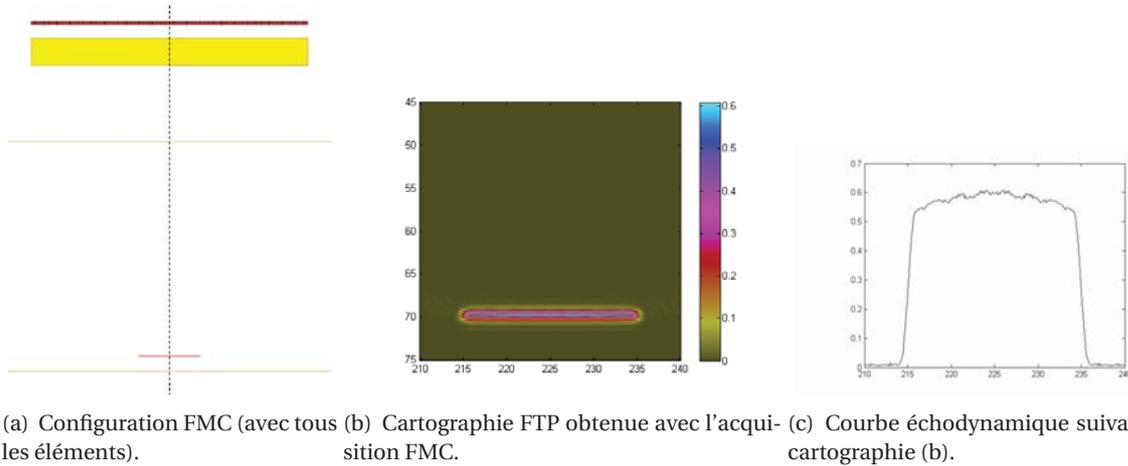


FIGURE 5.17 : Configuration FMC au dessus d'un défaut horizontal. Tous les éléments (i.e. 64) sont utilisés.

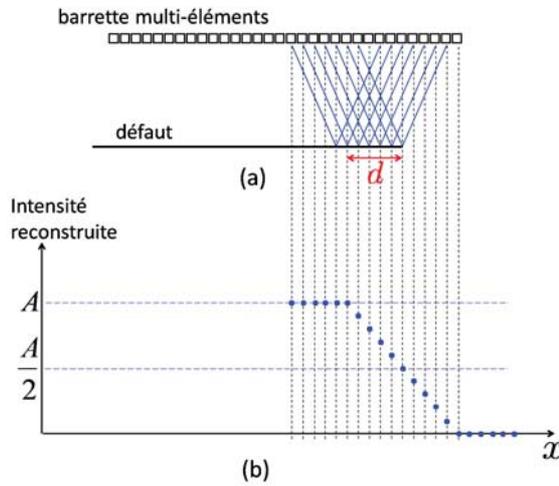


FIGURE 5.18 : Les éléments émetteur et récepteur considérés sont distants d'un même écart. (a) Visualisation des trajets en réflexion sur le défaut. (b) Somme schématisée sur le défaut des amplitudes extraites des échos de réflexion.

une réflexion (i.e. l'extrémité). La moitié des signaux effectifs étant utilisée pour calculer cette intensité à l'extrémité elle est deux fois moins importante qu'à son maximum.

L'ensemble des couples –utilisées dans une FMC– peut être considéré comme la réunion de chaque ensemble de couples ayant un écart $h = 0, \dots, N - 1$ commun, soit

$$\bigcup_{i=1}^N \bigcup_{j=1}^N (i, j) = \bigcup_{i=1}^N \left\{ (i, i) \cup \left\{ \bigcup_{h=1}^{N-1} \{(i, i+h), (i+h, i)\} \right\} \right\}. \quad (5.13)$$

Ainsi, en considérant toute l'acquisition FMC, l'extrémité peut aussi être repérée car correspondant à la distance pour laquelle l'intensité a baissé de moitié (schématisé FIGURE 5.19). Ce critère suppose implicitement que les zones proches des extrémités peuvent être détectées par réflexion par un assez grand nombre de tirs (pour améliorer le repérage du point de décroissance de l'intensité) et que les intensités reconstruites à partir des échos de réflexion sont bien plus grandes que celles reconstruites à partir des échos de diffraction, permettant ainsi de considérer une décroissance linéaire de la courbe d'intensité sur le défaut.

Dans le cas d'un défaut plan horizontal, la courbe d'intensité sur le défaut et la courbe échodynamique (extraite de la cartographie FTP) sont identiques. Pour un défaut plan d'orientation quelconque, la courbe échodynamique fournit la « projection » du défaut sur l'axe x avec laquelle la décroissance de l'intensité peut aussi être repérée. Ainsi, il est possible de remonter à la taille du défaut en connaissant *a priori* son orientation, celle-ci pouvant être déterminée, comme on l'a vu, par le biais d'un estimateur ou directement

5.2.4 - Vers une estimation de la taille du défaut

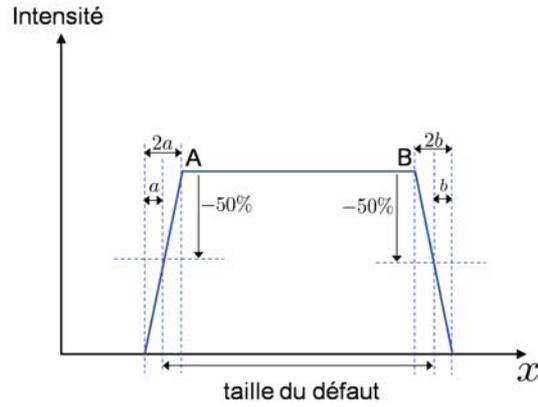


FIGURE 5.19 : Schéma de la courbe échodynamique suivant x en présence d'un défaut plan horizontal.

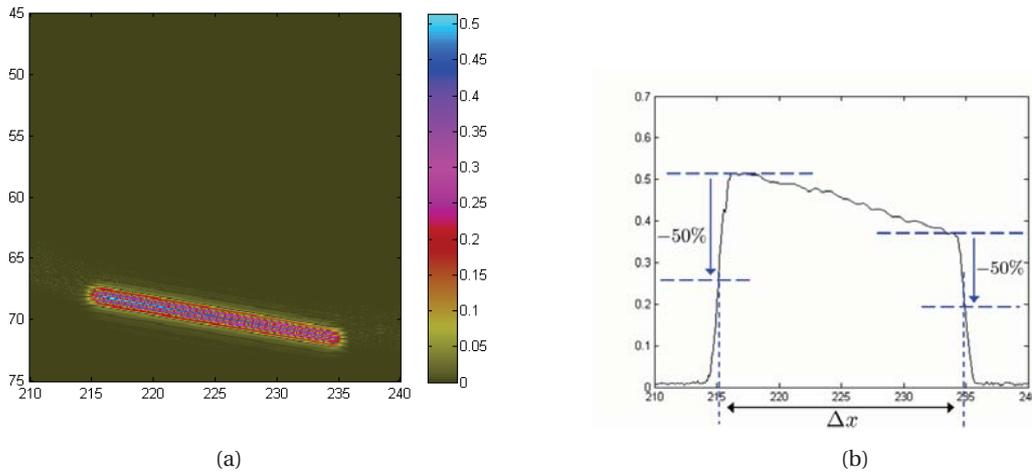


FIGURE 5.20 : Cartographie FTP (a) et sa courbe échodynamique suivant x (b), dans le cas du défaut plan incliné de 10° par rapport à l'horizontale.

à partir de la cartographie FTP.

Afin d'illustrer ce critère, reprenons le cas où le défaut est incliné de 10° par rapport à l'horizontale. À partir de la cartographie FTP correspondante (FIGURE 5.20(a)) est extraite sa courbe échodynamique C_x suivant l'axe x (FIGURE 5.20(b)), fournissant ainsi la projection de l'image du défaut sur cet axe.

L'intensité de la courbe échodynamique n'est pas constante le long du défaut. Cela s'explique par le fait que moins de couples émetteur-récepteur permettent de voir le défaut en réflexion, comme on peut le voir FIGURE 5.21(a) où, en chaque point du défaut, le nombre de couple émetteur-récepteur satisfaisant la condition de réflexion spéculaire a été représenté. D'une extrémité à une autre, ce nombre passe de 55 à 30, expliquant cette distribution d'intensité (la sommation effective se faisant sur un nombre de tir plus grand d'un côté que de l'autre). En comparaison, FIGURE 5.21(b) montre la symétrie de la configuration de contrôle dans le cas du défaut horizontal.

Soit θ l'orientation du défaut qui peut être déterminée directement à partir de la cartographie FTP ou bien en appliquant (5.10), l'estimation de la taille l du défaut est donnée par la relation

$$l = \frac{\Delta x}{\cos \theta}, \quad (5.14)$$

où Δx est la distance entre les abscisses obtenues en appliquant le critère précédents sur la courbe échody-

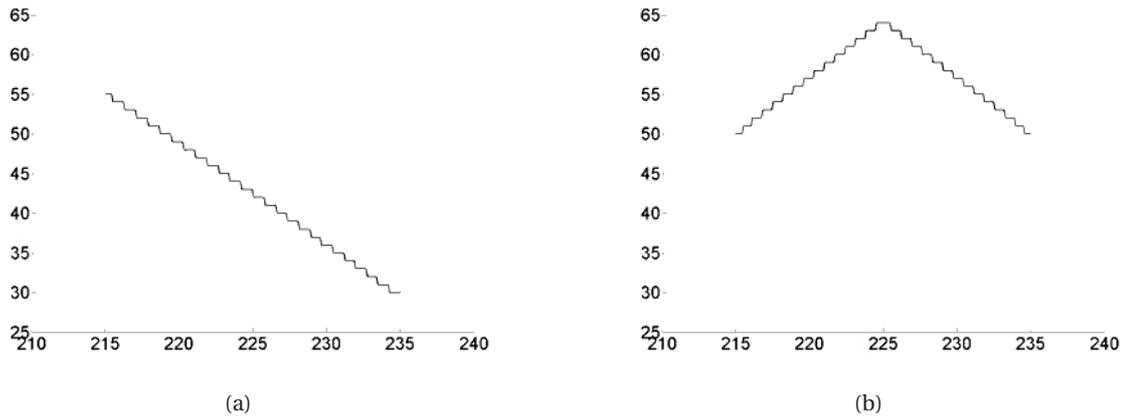


FIGURE 5.21 : Nombre de couples E-R en condition de réflexion sur le défaut plan incliné de 10° (a) et sur le défaut plan horizontal (b).

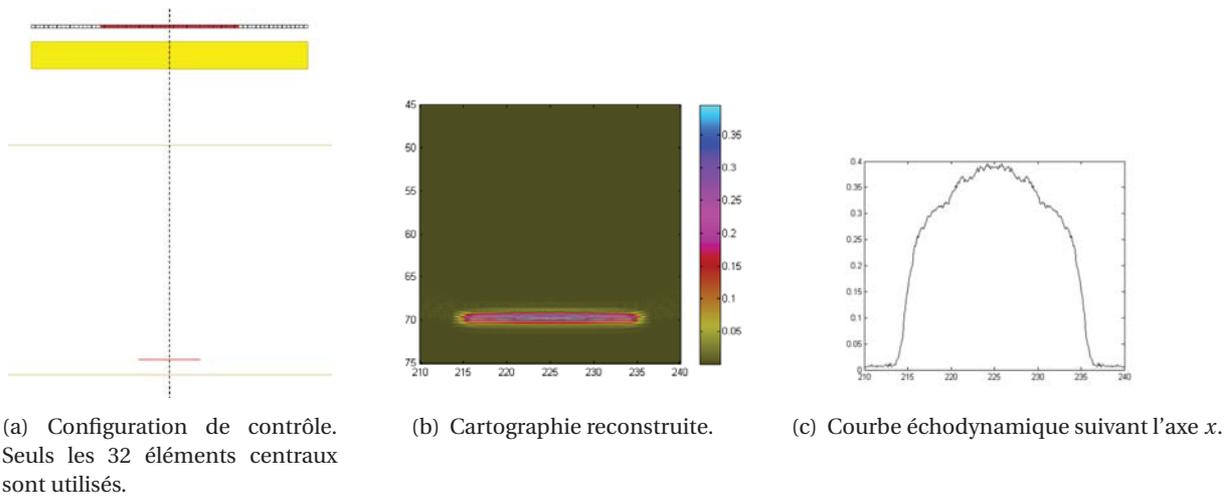


FIGURE 5.22 : Configuration de contrôle au dessus d'un défaut horizontal. Seuls les 32 éléments centraux sont utilisés.

namique. Les points à partir desquels la baisse de l'intensité commence sont localisés ($x = 216,1$, $x = 234,3$) et les valeurs d'intensité correspondantes sont estimées (0,51, 0,36), FIGURE 5.20(b). Les abscisses des points où l'on a une baisse de 50% de l'intensité sont données en $x = 215,1$ et $x = 234,9$ et permettant d'obtenir $\Delta x = 19,8\text{mm}$. En prenant $\theta = 9,9 \pm 2,1^\circ$ (TABLEAU 5.4), l est compris entre 20,0 mm et 20,2 mm (pour une taille réelle de 20 mm).

Une telle méthode peut s'avérer plus délicate lorsque le défaut n'est vu que peu ou partiellement par réflexion. Prenons le cas où l'ouverture du traducteur est plus petite que celle utilisée dans les cas précédents, par exemple, en ne considérant que la moitié des éléments, ceux qui sont au centre du traducteur FIGURE 5.22(a). L'image du défaut (FIGURE 5.22(b)) obtenue en ne post-traitant que ces éléments (ce qui revient à effectuer la reconstruction FTP avec un traducteur composé que de ces éléments) semble similaire au cas précédent (ouverture de 64 éléments). Or la courbe échodynamique qui en est tirée (FIGURE 5.22(c)) ne permet pas facilement de repérer les zones du défaut vues par réflexion et celles vues par diffraction (les extrémités).

Dans cette configuration, seulement 18 couples permettent une réflexion vers les extrémités du défaut (FIGURE 5.23) –en supposant que ces points appartiennent à un défaut plan étendu horizontal– alors qu'il y en a 50 lorsque l'on considère tous les éléments. L'intensité reconstruite plus faible sur le défaut entraîne

5.2.4 - Vers une estimation de la taille du défaut

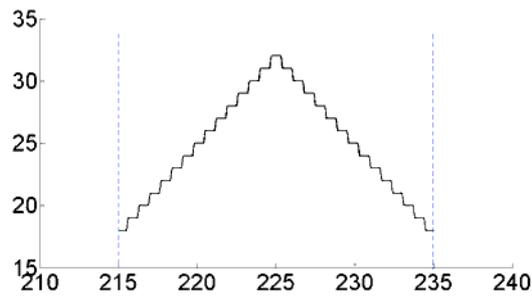


FIGURE 5.23 : Nombre de couple E-R en condition de réflexion sur le défaut plan horizontal (Seuls les 32 éléments centraux sont actifs).

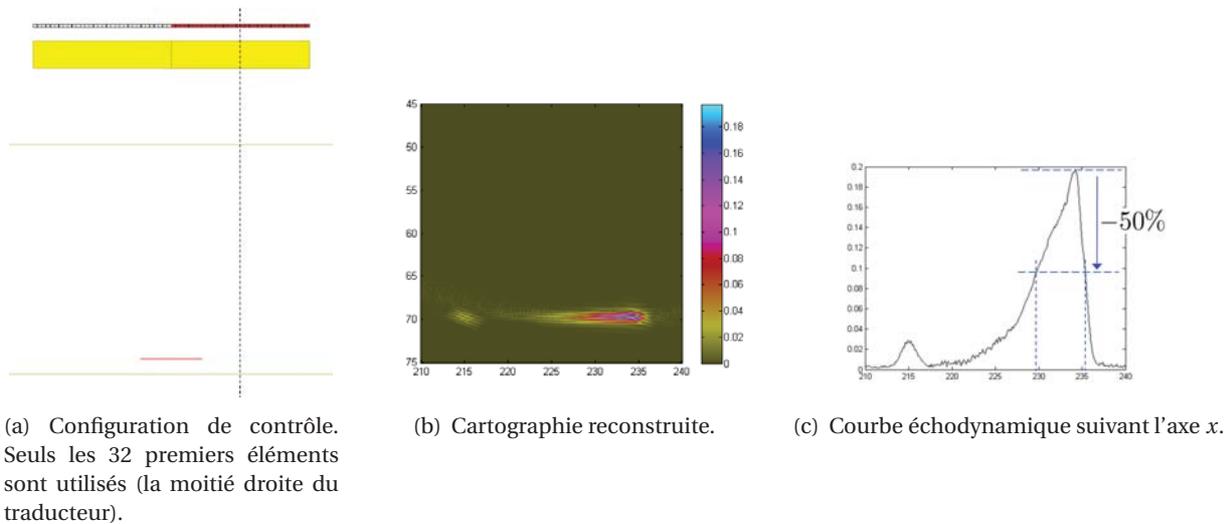


FIGURE 5.24 : Configuration de contrôle au dessus d'un défaut horizontal. Seuls les 32 premiers éléments sont utilisés.

une perte d'intensité plus « lisse » vers les extrémités, rendant alors difficile une estimation précise de sa taille. Néanmoins, son encadrement peut être fait. L'estimation basse est obtenue en repérant, à partir du maximum de la courbe échodynamique, les abscisses des points correspondant à une baisse de 50%, soient $x = 215,5$ et $x = 234,5$, l'estimation haute est obtenue en repérant (si cela est possible) les points où l'intensité devient nulle (ou atteint le niveau de bruit) soit $x = 213,6$ et $x = 236,8$. La taille l du défaut est alors estimée entre 19,0 et 23,2 mm (taille réelle de 20 mm).

Un autre cas intéressant que l'on peut rencontrer est celui où seulement une partie du défaut peut être détectée par réflexion, comme par exemple dans la situation où seuls les 32 premiers éléments sont exploités, l'ouverture active du traducteur n'est pas centrée sur le défaut (FIGURE 5.24(a)). La cartographie FTP (FIGURE 5.24(b)) montre la zone du défaut qui peut alors être imagée. L'allure de la courbe échodynamique (FIGURE 5.24(c)) s'explique à partir de celle comptabilisant le nombre de couple émetteur-récepteur en réflexion sur le défaut (FIGURE 5.25). En effet, toutes les deux décroissent lentement de l'extrémité (droite) vers le milieu du défaut. La moitié gauche du défaut ne peut être vue par réflexion, si bien que le pic, centré en $x = 215,0$, sur l'échodynamique n'est dû qu'à l'intensité reconstruite par les échos de diffraction.

Pas de réflexion sur le défaut implique une intensité reconstruite nulle, appliquer le critère de dimensionnement donne donc une taille erronée dans le cas présent. En revanche, il peut être utilisé pour estimer l'abscisse d'une des extrémités. Le point donnant le maximum de l'intensité a pour abscisse $x = 234,2$ et pour intensité 0,198. Les abscisses où l'on note une baisse de 50% de cette intensité valent $x = 229,7$ et $x = 235,3$. Cette dernière correspond à l'abscisse de l'extrémité (position réelle en $x = 235,0$).

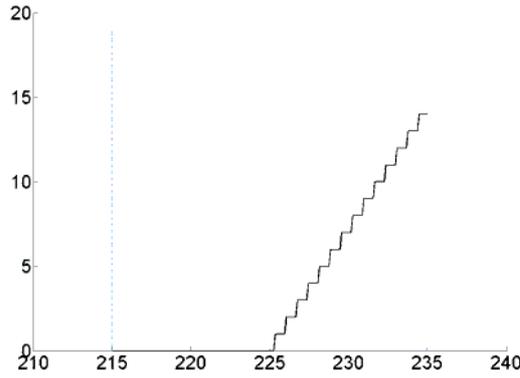


FIGURE 5.25 : Nombre de couple E-R en condition de réflexion sur le défaut plan horizontal. Seuls les 32 premiers éléments sont actifs.

Les différentes configurations de contrôle vues dans cette section sont représentatives de ce que l'on peut rencontrer. Dans chacun des cas, les courbes échodynamiques obtenues à partir des cartographies reconstruites ne peuvent être réellement exploitées qu'en connaissant *a priori* la façon dont le défaut est vu par réflexion, ce qui est important pour savoir si les informations que l'on tirent des courbes échodynamiques permettent effectivement d'estimer la taille du défaut. Nous verrons dans la suite un outil nommé « compteur de réflexion » (§ 5.3.2) mis en œuvre pour aider à l'interprétation des cartographies reconstruites et dont le principe est de comptabiliser pour chaque point de la ROI le nombre de couple émetteur-récepteur vérifiant la condition de réflexion spéculaire en ce point supposé appartenir à un défaut plan d'une certaine orientation α .

Dans la suite du chapitre nous allons nous intéresser à des défauts quasiment verticaux, si bien que de manière analogue à ce qui vient d'être présenté pour des défauts horizontaux, la détermination de la taille de ces défauts est réalisée avec la courbe échodynamique C_z suivant l'axe z de la cartographie liée à un estimateur FTP E . Un point de cette courbe, d'ordonnée Z , représente le maximum de la valeur de cet estimateur sur les points $P(x_P, z_P)$ de la ROI appartenant à la droite $z = Z$,

$$C_z(Z) = \max_{P/z_P=Z} E(P). \quad (5.15)$$

5.3 Reconstruction multimodale

Comme nous l'avons indiqué en introduction de ce chapitre, imager des défauts lorsque les échographies font intervenir de multiples trajets ultrasonores constitue un enjeu important auquel est consacré la suite de ce chapitre. Nous montrons ici comment l'algorithme FTP peut être généralisé au cas multimodal.

Notons $\mathcal{D} = \{L, T\}$ l'ensemble des trajets dits « directs » entre un élément du traducteur et un point P de la pièce, L et T représentant respectivement une propagation des ondes de volume longitudinale et transversale. D'une manière analogue, notons $\mathcal{S} = \{LL, LT, TL, TT\}$ l'ensemble des trajets dits « indirects » –c'est-à-dire avec une réflexion sur le fond de la pièce– entre un élément du traducteur et un point P de la pièce. $M_1M_2 \in \mathcal{S}$ désigne un trajet en mode M_1 entre l'élément et le fond de la pièce et en mode M_2 entre le fond de la pièce et le point P (M_1, M_2 pouvant chacun être du L ou du T). Ces deux ensembles définissent indifféremment des trajets « en émission » issus d'un élément émetteur (la propagation va de l'élément vers P) que des trajets « en réception » aboutissant à un élément récepteur (la propagation va de P vers l'élément).

On appelle mode direct, respectivement mode « de coin », un mode appartenant à $(\mathcal{D} \times \mathcal{D})$ et respectivement à $(\mathcal{D} \times \mathcal{S}) \cup (\mathcal{S} \times \mathcal{D})$. Les modes indirects appartenant à $(\mathcal{S} \times \mathcal{S})$ ne seront pas considérés dans la suite

5.3.1 - Applications aux « échos de coin »

car représentant peu d'intérêt pratique dans le cadre de notre étude.

En suivant une démarche analogue à celle adoptée par Zhang *et al.* (2009), on généralise la reconstruction au cas multimodal en appliquant l'algorithme FTP aux différents modes directs ou de coin pouvant exister. Ainsi soit m un tel mode, l'estimateur FTP « généralisé » s'écrit :

$$E^{(m)}(P) = \sum_{i,j} \delta_{ij} \left(t_{ijP}^{(m)} \right), \quad (5.16)$$

où $\delta_{ij}(t)$ est le signal correspondant au couple émetteur-récepteur (i, j) et $t_{ijP}^{(m)}$ est le temps de vol théorique correspondant à la propagation suivant le mode m de l'émetteur i vers le point P de la ROI puis vers le récepteur j . Ainsi, pour un ensemble de signaux acquis, différentes images reconstruites peuvent être obtenues, chacune correspondant à un mode donné.

Nous nous intéressons dans la suite à la reconstruction de défauts étendus se trouvant proche du fond de la pièce. Comme nous l'avons vu précédemment, dans ce cas, les échos de coin qui résultent d'une double réflexion de l'onde, une sur le fond et l'autre sur le défaut sont particulièrement important.

5.3.1 Applications aux « échos de coin »

Pour un couple d'émetteur-récepteur donné, en considérant toutes les conversions de modes pouvant avoir lieu après réflexion sur la surface et/ou le fond, 16 trajets en écho de coin sont possibles (la liste est donnée FIGURE 5.26(a)). Un trajet en écho de coin peut alors être noté $M_1^d M_2^{rf} M_3$ ou $M_1^{rf} M_2^d M_3$, où $M_k = L$ ou T , $k = 1, 2, 3$. « rf » et « d » signifient respectivement dans la dénomination du trajet « rebond fond » et « interaction défaut ». Ainsi, le premier écho est obtenu par interaction du faisceau ultrasonore avec le défaut puis réflexion sur le fond de la pièce (FIGURE 5.26(b)), et, le deuxième est obtenu par réflexion du faisceau ultrasonore sur le fond de la pièce et interaction avec le défaut (FIGURE 5.26(c)).

Vouloir appliquer l'estimateur (5.16) à un mode donné nécessite de connaître les temps de vol théoriques. De même que pour les échos directs (cf. CHAPITRE 2), le signal écho théorique en présence d'un diffracteur ponctuel vu par écho de coin peut être modélisé dans le formalisme de la réponse impulsionnelle. De manière analogue à (2.4), on peut exprimer le signal correspondant à un couple émetteur-récepteur (i, j) en présence d'un diffracteur ponctuel en P par

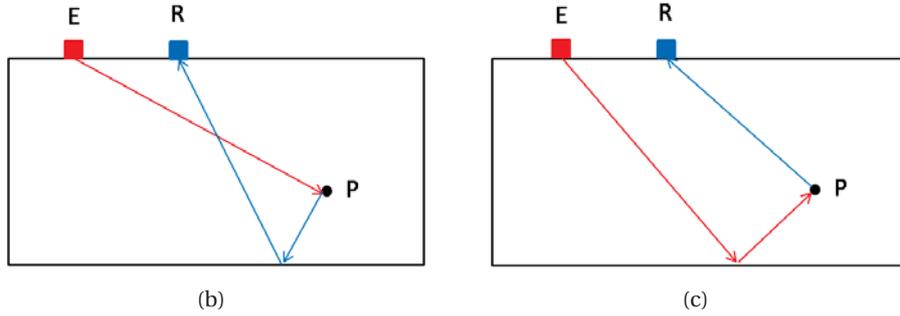
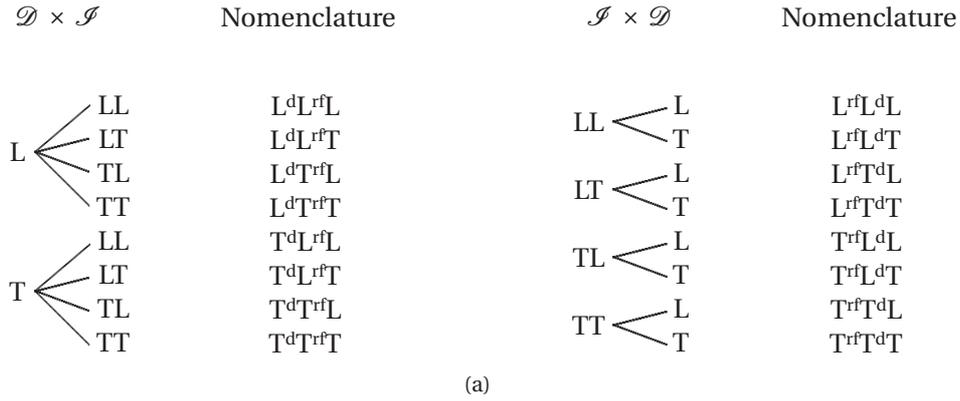
$$\phi_{ij}^{id}(P, t) = v(t) \otimes \tilde{h}_i(P, t) \otimes h_j(P, t) \quad (5.17)$$

ou

$$\phi_{ij}^{di}(P, t) = v(t) \otimes h_i(P, t) \otimes \tilde{h}_j(P, t) \quad (5.18)$$

suivant que l'on considère un trajet **id** (émission **i**ndirecte et réception **d**irecte) de type $M_1^{rf} M_2^d M_3$ ou un trajet **di** (émission **d**irecte et réception **i**ndirecte) de type $M_3^d M_2^{rf} M_1$. $\tilde{h}_i(P, t)$ est la réponse impulsionnelle de l'élément i calculée en P pour le trajet faisant intervenir une réflexion sur le fond. Comme précédemment les réponses impulsionnelles ont été calculées par CIVA et les temps de vol théoriques sont extraits en suivant la procédure décrite § 2.2.1.

Les équations (5.17) et (5.18) qui supposent vérifier le principe de réciprocité (Auld, 1979; Schmerr et Song, 2007) indiquent l'identité des signaux obtenus en intervertissant émetteur et récepteur pour deux trajets **di** et **id** symétriques. Plus précisément tout signal correspondant à un trajet **di** $M_1^{rf} M_2^d M_3$ émission i réception j sera identique au signal correspondant au trajet **id** $M_3^d M_2^{rf} M_1$ émission j réception i . De ce fait l'application de l'algorithme (5.16) à la matrice FMC pour le mode $M_1^d M_2^{rf} M_3$ conduira à la même image pour le mode $M_3^{rf} M_2^d M_1$. Pour cette raison, seulement huit cartographies différentes correspondant aux différents échos de coin peuvent être obtenues. Dans la suite par convention, nous ne considérerons que les trajets **id** du type $M_1^{rf} M_2^d M_3$. Ainsi dans la suite de cette étude, l'image correspondant à un mode de


 FIGURE 5.26 : Liste des trajets en écho de coin (a). Trajet appartenant à $\mathcal{D} \times \mathcal{I}$ (b) et à $\mathcal{I} \times \mathcal{D}$ (c)

coin $m \equiv M_1^{rf}M_2^dM_3$ est obtenue à partir de l'estimateur :

$$E^{(m)}(P) = \sum_{\substack{i=1\dots N \\ j=1\dots N}} \delta_{ij} \left(t_{ij}^{(m)} \right). \quad (5.19)$$

5.3.2 Compteur de réflexion

La capacité d'imager un défaut repose sur le fait qu'il soit vu en réflexion pour le mode considéré. Afin de vérifier cela et aussi pour pouvoir interpréter les cartographies reconstruites obtenues pour chacun des trajets en échos de coin, il a été mis en œuvre un outil, nommé « compteur de réflexion », qui compte pour chaque point de la ROI, le nombre de couple émetteur-récepteur vérifiant la condition de réflexion spéculaire en ce point supposé appartenir à un défaut plan d'une certaine orientation α . Les trajets des ondes en émission et en réception sont déterminés par une méthode « rayon » permettant ainsi d'avoir accès aux directions incidente et d'observation pour un point de la ROI et un couple d'émetteur-récepteur donnée.

Soit un défaut plan que l'on suppose infini, les directions incidente et réfléchi, notées \vec{d}^e et \vec{d}^r , vérifient sur ce dernier la condition de Snell-Descartes (5.1), les modes incident ou réfléchi étant longitudinaux (L) ou transversaux (T). Dans le repère local $(I; \vec{t}, \vec{n})$, où I est le point d'incidence, \vec{t} et \vec{n} sont respectivement les vecteurs tangent et normal au défaut, les vecteurs \vec{d}^e et \vec{d}^r ont pour coordonnées (en adoptant la convention de la FIGURE 5.27) :

$$\vec{d}^e = \left(-\|\vec{d}^e\| \sin\theta_i; \|\vec{d}^e\| \cos\theta_i \right) \text{ et } \vec{d}^r = \left(\|\vec{d}^r\| \sin\theta_r; \|\vec{d}^r\| \cos\theta_r \right). \quad (5.20)$$

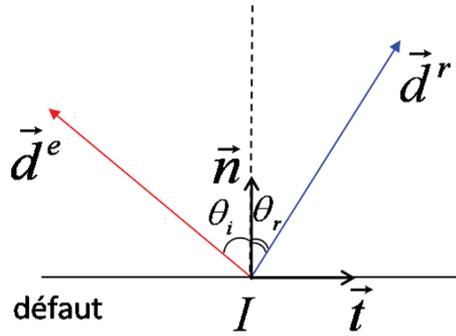


FIGURE 5.27 : Directions incidente et réfléchie dans le repère local du défaut

En utilisant (5.1), la projection de la somme de ces deux directions sur l'axe $(I; \vec{t})$ peut s'exprimer par :

$$\langle (\vec{d}^e + \vec{d}^r); \vec{t} \rangle = \sin \theta_i \left(\frac{c_r \|\vec{d}^r\| - c_e \|\vec{d}^e\|}{c_e} \right), \quad (5.21)$$

avec $\langle . ; . \rangle$ désignant le produit scalaire, et, c_e et c_r représentant respectivement les vitesses des ondes incidente et réfléchie qui peuvent être soit longitudinale soit transversale.

En introduisant dans (5.21), les vecteurs lents qui déterminent aussi les directions de propagation mais dont la norme est l'inverse de la vitesse de propagation, soit $\|\vec{d}^e\| = \frac{1}{c_e}$ et $\|\vec{d}^r\| = \frac{1}{c_r}$, on arrive au fait que la somme des vecteurs lents, en émission et en réflexion, sur un défaut plan, est colinéaire à sa normale. Ainsi, dans le repère fixe $(O; \vec{e}_x, \vec{e}_z)$, pour un point P supposé appartenir à un défaut plan étendu, et, pour n'importe quel couple d'émetteur-récepteur (i, j) , l'orientation théorique $\alpha(i, j, P)$ du défaut pour que celui-ci satisfasse la condition de réflexion en ce point peut être déduite en exploitant cette propriété. En effet, en P , la somme des vecteurs lents en émission $\vec{d}^e(i, P)$ et en réception $\vec{d}^r(j, P)$, normée à 1, définit le vecteur $\vec{n}(i, j, P)$ qui serait alors la normale au défaut plan vu par réflexion pour le couple (i, j) .

Tous les échos de coin étant envisagés, notamment ceux faisant intervenir une conversion de mode sur le défaut, il est nécessaire de prendre des précautions concernant les angles critiques, en particulier pour le cas des ondes incidente T et réfléchie L (dans le cas d'une onde incidente L, il n'y a pas d'angle critique étant donné que dans les solides la vitesse des ondes transversales est plus faible que celle des ondes longitudinales). Avec la méthode proposée, quelles que soient les directions, une normale (et donc une orientation de défaut) peut être définie. Or, dans le cas où l'on atteint ou dépasse un angle critique, il ne peut pas avoir de réflexion. Cette situation est facile à repérer, il suffit de vérifier que les vecteurs, incident et réfléchi, « pointent » dans le bon sens (comme on peut le voir FIGURE 5.28), *i.e.*

$$\langle \vec{d}^e(i, P); \vec{n}(i, j, P) \rangle \langle \vec{d}^r(j, P); \vec{n}(i, j, P) \rangle > 0 \quad (5.22)$$

Le rôle du compteur de réflexion $C_{\text{reflex}}(P)$ en un point P de la ROI est de comptabiliser le nombre de fois où α , l'orientation supposée du défaut, coïncide avec les orientations théoriques $\alpha(i, j, P)$ pour les différents couples d'émetteur-récepteur (i, j) de l'acquisition FMC. En fixant l'émetteur, on constate aisément que la variation des orientations théoriques, en fonction des éléments récepteurs, est monotone. Ainsi, en pratique, l'existence d'un trajet réfléchi revenant sur le traducteur est vérifiée si la fonction $[1, N] \ni j \mapsto (\alpha(i, j, P) - \alpha)$ passe par 0. Afin de tenir compte des éléments extrêmes 1 et N , deux éléments fictifs 0 et $N+1$ sont introduits, définissant ainsi un nouveau traducteur de $N+2$ éléments. Les orientations $\alpha(i, 0, P)$ et $\alpha(i, N+1, P)$, pour $i = 1, \dots, N$, sont obtenues par extrapolation linéaire des deux valeurs voisines consécutives.

Le principe du calcul du compteur de réflexion repose sur le pseudo-code suivant :

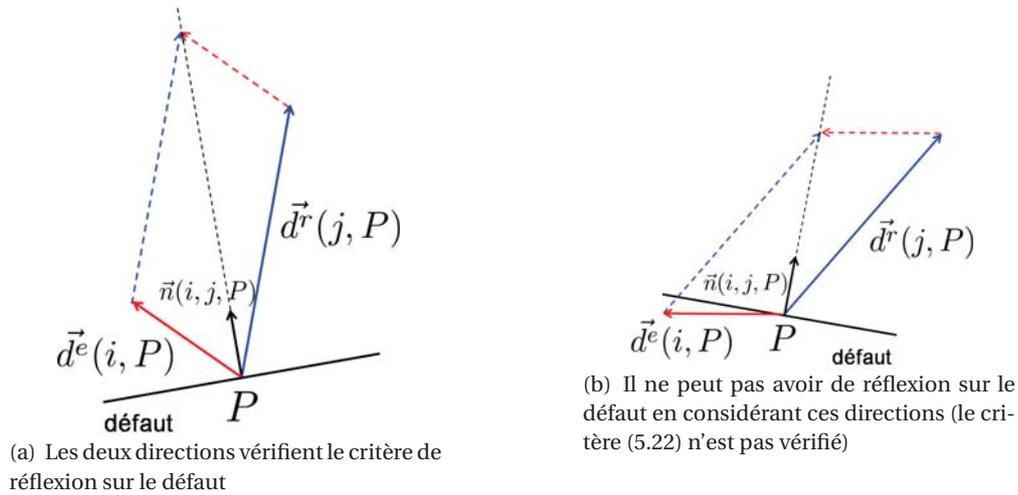


FIGURE 5.28 : Illustration du principe de détermination du défaut théorique vu en réflexion.

Donnée : α , orientation supposée du défaut plan

```

POUR P (point de la ROI)
    Creflex(P) = 0
    POUR i = 1, ..., N (élément émetteur)
        POUR j = 0, ..., N (élément récepteur)
            SI (α(i, j, P) - α)(α(i, j + 1, P) - α) < 0 ALORS
                Creflex(P) = Creflex(P) + 1;
            FIN SI
        FIN POUR j
    FIN POUR i
FIN POUR P
    
```

La valeur du compteur de réflexion en chaque point de la ROI permet d'obtenir une cartographie où les zones susceptibles de donner lieu à une réflexion sur un défaut d'une certaine orientation peuvent être identifiées et quantifiées (des exemples de ces cartographies se trouvent dans les sections suivantes).

5.4 Résultats obtenus sur pièce plane

Dans cette section, les algorithmes de reconstruction ont été appliqués dans le cas d'acquisitions faites sur un bloc parallélépipédique en acier ferritique supposé homogène et isotrope. Nous avons pris comme vitesse de propagation des ondes volumiques les valeurs données classiquement pour ce matériau (voir par exemple Kino (1987)) : $c_T = 3230$ m/s et $c_L = 5900$ m/s pour les ondes transversales et longitudinales. Cette pièce comporte trois défauts de type entaille :

- de hauteur 5 mm, vertical, et débouchant au fond de la pièce
- de hauteur 10 mm, vertical et non débouchant avec un ligament de 5 mm par rapport au fond de la pièce
- de hauteur 5 mm, incliné avec un tilt de 10° et débouchant au fond de la pièce

Le traducteur utilisé pour chacune des acquisitions est un traducteur matriciel dont les caractéristiques se trouvent dans le TABLEAU 5.5. Il est positionné de tel sorte que les 32 lignes du traducteur soient parallèles aux entailles. De ce fait une acquisition est similaire à celle que l'on obtiendrait avec une barrette linéaire de 32 éléments. Pour ces différents défauts, la reconstruction est effectuée avec tous les modes de propagation directs et de coin que l'on a détaillés précédemment. Dans la suite du chapitre, on représente les cartogra-

5.3.2 - Compteur de réflexion

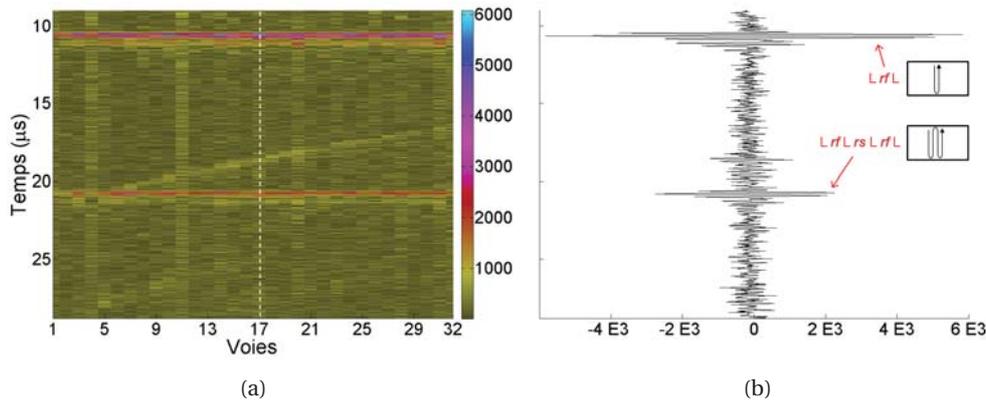


FIGURE 5.29 : (a) : Scan « pulse-écho » sur une ligne du transducteur (élément 1 à 32). (b) : signal mesuré pour le couple (17,17).

phies FTP obtenues avec les signaux expérimentaux ainsi que celles obtenues avec les signaux simulés. De plus, pour les échos de coin, les cartographies du compteur de réflexion sont aussi calculées. Ces dernières sont données comme aide à l'interprétation, elles indiquent les zones de la ROI vues par réflexion spéculaire pour l'orientation du défaut considéré et un mode donné.

TABLEAU 5.5 : Caractéristiques du transducteur matriciel

Type	Nombre d'éléments	Dimension élément	Espace inter-élément	fréq. centrale
Matriciel	32 × 4	0,5 mm × 2 mm	0,1 mm × 0,1 mm	5 MHz

Vérification de la vitesse de propagation des ondes longitudinales La vitesse c_L des ondes longitudinale peut être déterminée en exploitant la géométrie de la pièce qui présente une surface et un fond plans et parallèles. Les signaux reçus sur les mêmes éléments que ceux utilisés en émission contiennent des échos correspondant à des réflexions successives sur le fond (« rebond fond r^f ») et la surface (« rebond surface r^s »). Les acquisitions ont été effectuées sur une durée assez longue pour mesurer au moins deux de ce type d'écho, le premier écho ($L^{r^f}L$) correspond au rebond sur le fond de la pièce et le deuxième écho ($L^{r^f}L^{r^s}L^{r^f}L$) correspond à un rebond sur le fond, sur la surface et sur le fond. Le scan FIGURE 5.29, où ces signaux ont été représentés, permet de repérer les échos « de géométrie » parmi les échos des différents modes dus à la présence du défaut. En effet, les échos de géométrie ont lieu au même instant pour chacun des éléments.

Connaissant la hauteur h de la pièce, la vitesse de propagation des ondes L vérifie

$$c_L = \frac{2h}{T}, \quad (5.23)$$

avec T la différence de temps entre les échos de géométrie $L^{r^f}L$ et $L^{r^f}L^{r^s}L^{r^f}L$.

La valeur considérée de T est la moyenne et l'erreur ΔT est l'écart-type des mesures pour chaque éléments (FIGURE 5.30), soient $T = 10,16\mu s$ et $\Delta T = 0,03\mu s$.

L'erreur relative commise sur la vitesse est donnée par :

$$\frac{\Delta c_L}{c_L} = \frac{\Delta h}{h} + \frac{\Delta T}{T} \quad (5.24)$$

La hauteur $h = 30\text{mm}$ est supposée être connue avec une erreur $\Delta h = 0,1\text{mm}$ (ordre de grandeur de la précision de mesure d'un pied à coulisse standard), si bien que la vitesse des ondes longitudinales déterminée de manière expérimentale diffère de moins de 1% avec celle utilisée. Cette différence étant très

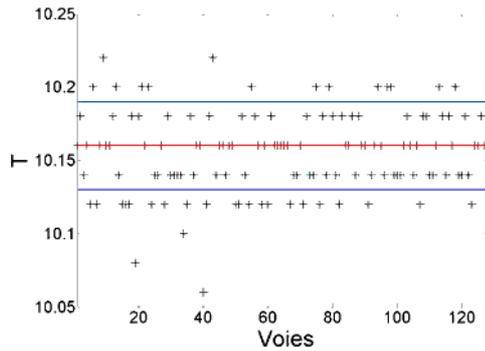


FIGURE 5.30 : Différence de temps entre les deux échos de géométrie pour chacun des éléments (128).

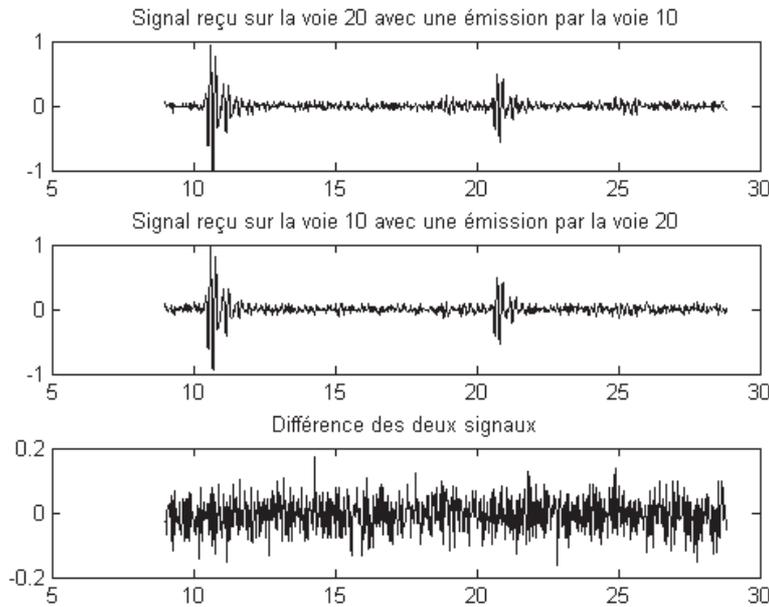


FIGURE 5.31 : Signaux (normalisés) mesurés sur les voies 10 et 20 (avec une émission respective par la voie 20 et 10) et différence de ces deux signaux.

faible, on supposera négligeable l'erreur sur le positionnement du défaut par application de la méthode de reconstruction sur les données réelles.

Vérification de la réciprocité La réciprocité entre émission-réception exploitée par l'algorithme (cf. § 5.3.1) a été vérifiée sur un échantillon de signaux. On peut voir sur la FIGURE 5.31 la comparaison entre deux signaux provenant d'une réflexion sur le fond et obtenus en intervertissant émetteur et récepteur (en l'occurrence éléments 10 et 20). On vérifie que sur le signal différence les échos de géométrie n'apparaissent plus et que l'amplitude du signal différence est du même ordre que l'amplitude du bruit mesuré sur les deux signaux.

Calibration temporelle et en amplitude La pièce comporte un trou génératrice de 2 mm de diamètre. La calibration temporelle et en amplitude est effectuée à partir de l'écho L^dL sur ce défaut. La comparaison des temps d'échos simulés et expérimentaux nous a permis de déduire l'offset temporel à appliquer dans le processus de reconstruction (cf. § 3.2.2). De plus, l'intensité maximale de la cartographie de ce défaut – avec le mode L^dL– est utilisé par la suite comme référence à laquelle vont être comparées les intensités des différentes cartographies.

5.4.1 Défaut plan vertical débouchant sur le fond

La configuration de contrôle est représentée FIGURE 5.32. Le traducteur est positionné de sorte que la droite reliant le milieu du traducteur et le bas du défaut soit à 45° par rapport à la verticale. Dans cette configuration, un simple calcul trigonométrique montre que les angles d'incidence sur le défaut s'échelonnent de 37° à 51° suivant l'élément considéré.

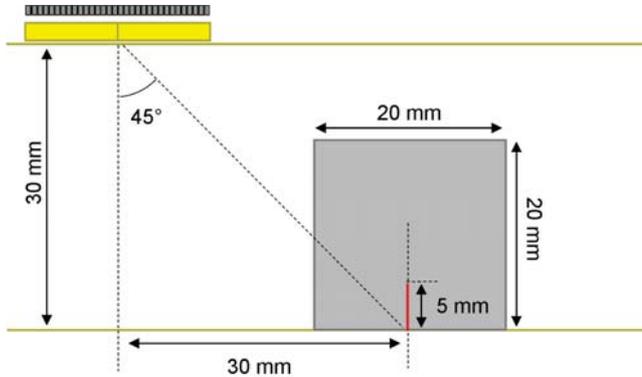


FIGURE 5.32 : Configuration FMC dans le cas du défaut plan vertical débouchant

5.4.1.1 Analyse des images reconstruites en mode direct

Les cartographies FTP pour les trois trajets directs L^dL , L^dT et T^dT sont présentées FIGURE 5.33. Nous donnons également dans le TABLEAU 5.6 les estimations (points brillants) de la position des extrémités ainsi que leurs intensités lorsque les images reconstruites avec les données expérimentales le permettent. Aussi bien dans le cas où l'on mesure une faible intensité qu'une forte, la localisation est correcte (au plus de 0,2 mm).

En théorie, ces cartographies permettent de localiser les deux extrémités du défaut. On constate que c'est bien le cas pour le mode L^dL , le bas de l'entaille apparaît avec une amplitude de 1 dB (relativement à l'intensité de référence sur le trou génératrice) tandis que le haut de l'entaille est à -3 dB. Pour le mode T^dT , le bas de la fissure ressort avec 5 dB alors que le haut avec -7 dB. Dans les deux cas, l'amplitude plus grande sur le bas du défaut s'explique par l'existence de l'effet de coin sur l'extrémité débouchante. Cet écho de coin est plus important en T qu'en L.

TABLEAU 5.6 : /

Estimations, avec trajets directs, des extrémités du défaut plan vertical débouchant.]Estimations, à partir des données mesurées et des trajets directs, de la position des extrémités de l'entaille verticale

	Trajet	Figure	Position		Écart		Intensité (dB)
			x	z	Δx	Δz	
débouchante.	L^dL (haut du défaut)	5.33(a)	149,9	24,8	0,1	0,2	-3
	L^dL (bas du défaut)		149,9	30,0	0,1	0,0	1
	L^dT (haut du défaut)	5.33(b)	/	/	/	/	/
	L^dT (bas du défaut)		150,2	30,0	0,2	0,0	-8
	T^dT (haut du défaut)	5.33(c)	150,2	24,9	0,2	0,0	-7
	T^dT (bas du défaut)		149,9	30,0	0,1	0,0	5

Sur la cartographie L^dT on distingue seulement le bas du défaut avec une amplitude cependant faible (-8 dB) du fait que l'écho mixte est peu échogène. Les images obtenues avec les données simulées, placées à côté des images expérimentales, permettent aussi de rendre compte des mêmes éléments observés. Expérimentalement et avec la simulation nous pouvons voir la présence d'un bruit relativement singulier

sous forme de « nuage » sur la cartographie T^dT . Nous reviendrons sur son origine lors de l'étude du défaut suivant.

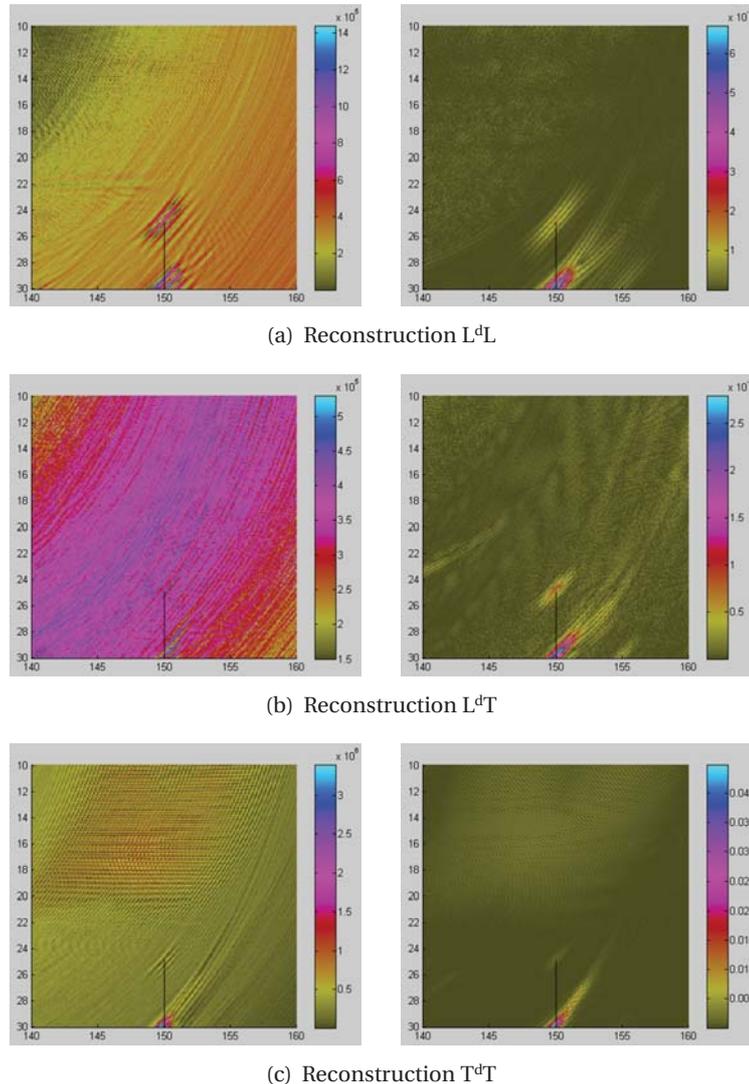


FIGURE 5.33 : Pièce plane. Reconstruction de l'entaille verticale débouchante à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (à droite) pour les différents modes de propagation directs L^dL (a), L^dT (b), et T^dT (c).

5.4.1.2 Analyse des images reconstruites en mode de coin

Les images reconstruites pour tous les modes de coin sont présentées FIGURE 5.34 et FIGURE 5.35. On constate une grande variabilité des images obtenues. Les intensités des différentes taches reconstruites sont données TABLEAU 5.7, la maximale est de 8 dB pour le mode $T^{rf}T^{dT}$ et la plus faible de -9 dB pour le mode $T^{rf}L^{dT}$. Par analogie avec l'estimation de la position des extrémités avec les échos directs, la position du maximum d'intensité pour chaque tache est mesurée, cela dans le but ici de caractériser la distance de ce point au défaut. Nous allons dans ce qui suit analyser et interpréter les différentes images. Nous verrons que seules certaines d'entre elles sont utilisables dans la pratique pour la caractérisation des défauts.

Images $T^{rf}T^{dT}$ et $L^{rf}L^{dL}$ [FIGURES 5.35(d) et 5.34(a)] Sur ces deux cartographies, le défaut est correctement imagé sur toute sa hauteur et avec une intensité significative, 1 et 8 dB respectivement pour le mode

5.4.1 - Défaut plan vertical débouchant sur le fond

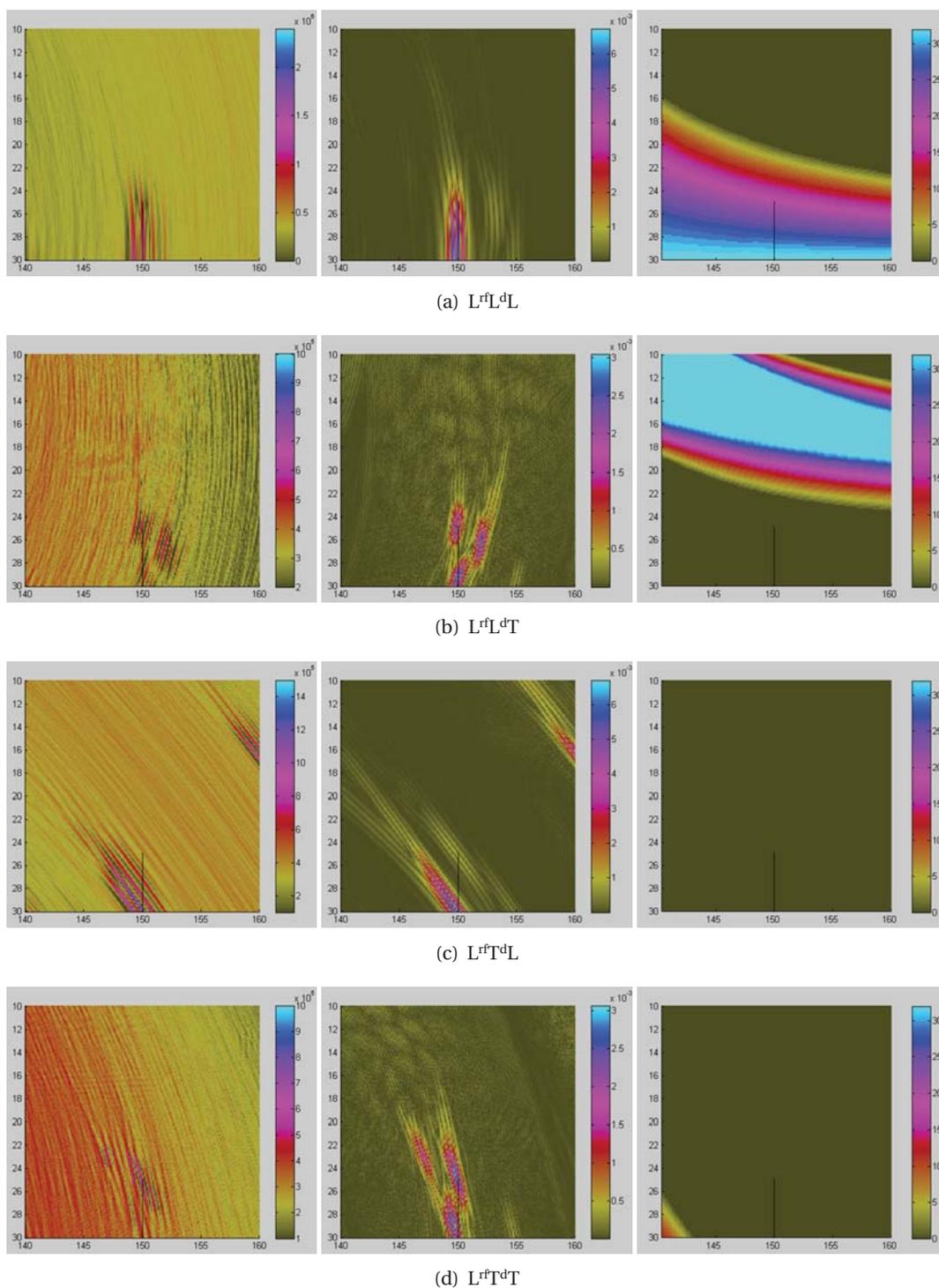


FIGURE 5.34 : Pièce plane. Reconstruction du défaut vertical débouchant à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c), et L^rT^dT (d).

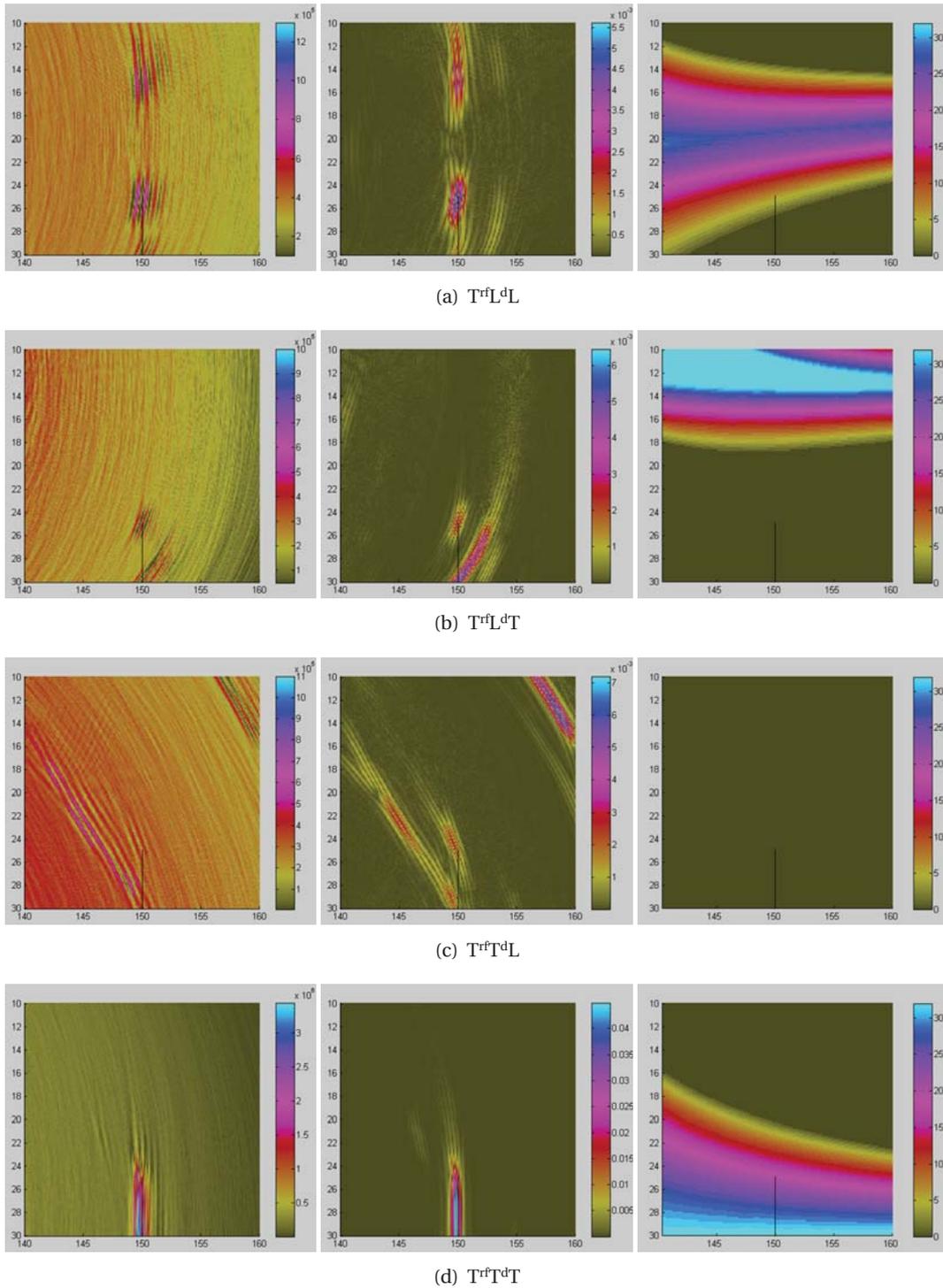


FIGURE 5.35 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan vertical débouchant à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de coin T^fL^dL (a), T^fL^dT (b), T^fT^dL (c), et T^fT^dT (d).

5.4.1 - Défaut plan vertical débouchant sur le fond

TABLEAU 5.7 : *Intensité maximale de chaque tache reconstruite par échos de coin et sa position (données réelles).*

Trajet	Figure	Mesure x	Distance au défaut z	Intensité (dB) ΔI	
$L^{rf}L^{dL}$	5.34(a)	150,2	29,9	0,2	1
$L^{rf}L^{dT}$	5.34(b)	149,9	24,9	0,1	-7
$L^{rf}T^{dL}$	5.34(c)	150,1	29,9	0,1	1
$L^{rf}T^{dT}$	5.34(d)	149,9	25,1	0,1	-6
$T^{rf}L^{dL}$	5.35(a)	149,6	25,1	0,4	-2
$T^{rf}L^{dT}$	5.35(b)	150,1	25,1	0,1	-9
$T^{rf}T^{dL}$	5.35(c)	/	/	/	/
$T^{rf}T^{dT}$	5.35(d)	149,6	27,8	0,4	8

$T^{rf}T^{dT}$ et $L^{rf}L^{dL}$. Dans les deux cas le compteur de réflexion nous indique que toute la hauteur du défaut est « vue » en réflexion par un nombre important de couple émetteur-récepteur. L'intensité plus importante de l'image $T^{rf}T^{dT}$ par rapport à $L^{rf}L^{dL}$ reflète le fait que l'écho de coin $T^{rf}T^{dT}$ est d'amplitude plus importante que l'écho de coin $L^{rf}L^{dL}$. Ces deux images sont les images « utiles » qui peuvent permettre d'imager le défaut. En particulier pour le mode le plus échogène $-T^{rf}T^{dT}$ – l'application du critère de dimensionnement, tel que décrit § 5.2.4, nous donne l'ordonnée de l'extrémité haute du défaut en $z = 24,8$ mm, l'ordonnée réelle étant en $z = 25,0$ mm.

Images $L^{rf}T^{dL}$ et $T^{rf}L^{dT}$ [FIGURES 5.34(c) et 5.35(b)] Le mode $L^{rf}T^{dL}$ conduit lui aussi à une tache d'amplitude significative (1 dB) mais qui relève en fait de l'artefact de reconstruction. La tache obtenue est bien localisée sur l'extrémité basse du défaut mais son orientation ne correspond pas à l'orientation réelle du défaut. La cartographie du compteur de réflexion nous indique que ce mode n'est absolument pas efficace puisque aucun couple émetteur-récepteur ne voit le défaut en réflexion avec ce mode. En réalité, la tache observée correspond à la relocalisation des échos de coin $L^{rf}L^{dL}$ sous l'hypothèse d'un trajet $L^{rf}T^{dL}$. Le positionnement correcte de la tache sur le bas du défaut traduit l'égalité des temps de vol $L^{rf}T^{dL}$ et $L^{rf}L^{dL}$ pour les points à proximité du fond de la pièce. On s'attendrait à un phénomène identique pour la cartographie $T^{rf}L^{dT}$ avec un repositionnement en fond de pièce des échos $T^{rf}T^{dT}$. Cependant, sur la cartographie expérimentale l'intensité de la tache est très faible (-9 dB), nous n'avons pas d'explication pour cette faible valeur. Sur l'image FTP correspondante au mode $T^{rf}L^{dT}$ on obtient une tache localisant le haut du défaut, celle-ci correspond aux échos de diffraction par l'extrémité haute de l'entaille suivant ce mode.

Images $L^{rf}L^{dT}$, $L^{rf}T^{dT}$, $T^{rf}L^{dT}$ et $T^{rf}T^{dL}$ [FIGURES 5.34(b), 5.34(d), 5.35(b) et 5.35(c)] Les cartographies correspondantes à ces quatre modes ne présentent pas de taches d'intensité significative. Le compteur de réflexion indique que le défaut n'est pas vu en réflexion avec ces modes. On distingue cependant dans certains cas les extrémités du défaut vues par diffraction. Ainsi sur l'image $L^{rf}L^{dT}$ on distingue deux taches localisées sur le bas et le haut du défaut. À ces deux taches s'ajoutent une troisième mal positionnée, cette dernière correspond à la diffraction du haut du défaut suivant le trajet $L^{rf}T^{dT}$.

Image $T^{rf}L^{dL}$ [FIGURE 5.35(a)] Le cas du mode $T^{rf}L^{dL}$ est particulier. Tout d'abord, le compteur de réflexion nous montre que la partie haute du défaut est vue en réflexion suivant ce mode. Ainsi on observe une tache d'amplitude significative (-2 dB) localisée sur l'extrémité haute du défaut. Cette tache semble bien orientée verticalement, il s'agit bien d'un phénomène de réflexion et non de diffraction. On observe cependant une seconde tache « artefact » également verticale et située bien au dessus du défaut. Jusqu'à présent, on a expliqué l'apparition de taches « artefacts » par la reconstruction d'échos suivant un mode donné alors qu'un mode différent en est à l'origine. Ici, ce n'est pas le cas et on a à faire à un phénomène particulier. On peut s'en rendre compte en effectuant la reconstruction sur des résultats issus de simulation où l'on s'est limité au seul mode $T^{rf}T^{dL}$ (et $L^{dL}T^{dT}$ par construction). La FIGURE 5.36 montre la cartographie ainsi obtenue.

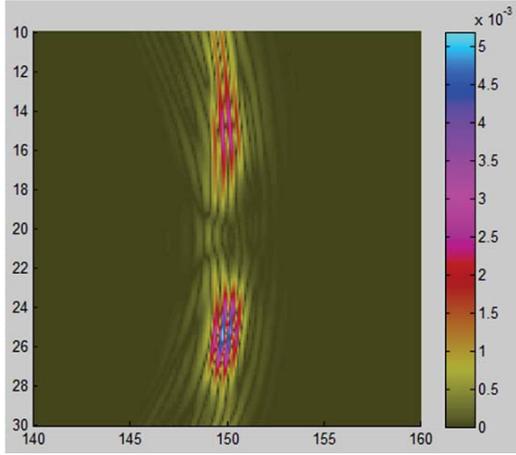


FIGURE 5.36 : Image reconstruite T^fL^dL à partir de signaux simulant uniquement la propagation suivant les modes T^fL^dL et L^fL^dT .

On constate que même en ayant supprimé les autres modes on continue d'observer la tache artefact au dessus du défaut. On explique l'apparition de cette tache de la façon suivante. Pour chaque mode de coin, il existe deux trajets différents –pouvant être à l'origine d'un même écho– reliant deux éléments (i, j) et un point P de la pièce, suivant que (i, j) ou (j, i) constitue le couple émetteur-récepteur. Ces trajets ont été nommés (§ 5.3.1) **id** (émission **i**ndirecte et réception **d**irecte) et **di** (émission **d**irecte et réception **i**ndirecte). Nous avons montré que dans le cas d'une acquisition FMC choisir l'un ou l'autre de ces trajets conduit à une image reconstruite identique, et, par convention seuls les trajets **id** sont considérés pour chaque mode de coin.

Soit $\delta_{ij}(t)$ le signal obtenu pour le couple (i, j) , l'amplitude attribuée à un point P de la pièce et utilisée pour la reconstruction est

$$\delta_{ijP}^{id} = \delta_{ij} \left(t_{ijP}^{id} \right), \quad (5.25)$$

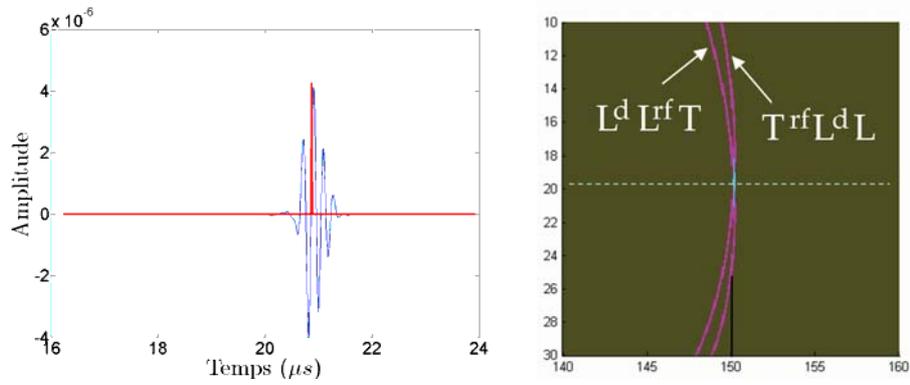
où t_{ijP}^{id} est le temps de propagation $i-P-j$ suivant le trajet de coin **id**. Au cours du processus de reconstruction, nous faisons intervenir dans la sommation le terme δ_{jiP}^{id} correspondant à l'inversion du rôle d'émetteur et de récepteur du couple (i, j) . Par réciprocité, ce terme est aussi égal à :

$$\delta_{jiP}^{id} = \delta_{ji} \left(T_{jiP}^{id} \right) = \delta_{ij} \left(T_{ijP}^{di} \right) = \delta_{ijP}^{di}. \quad (5.26)$$

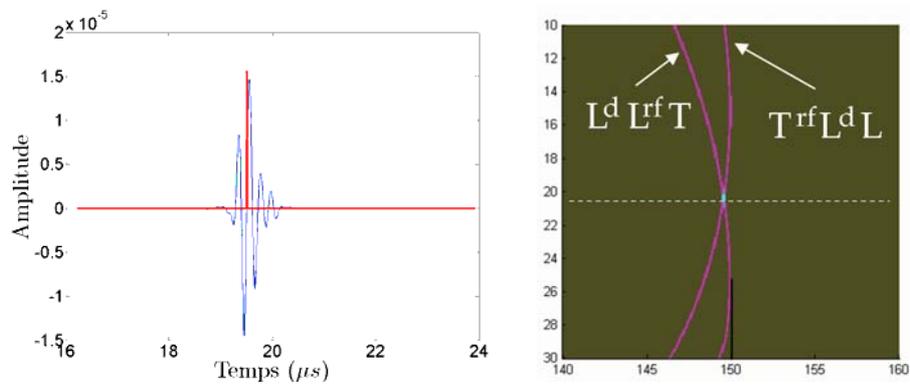
Ainsi, considérer la reconstruction suivant un trajet de coin, ici le T^fL^dL , et pour les deux couples (i, j) et (j, i) revient à ne considérer la reconstruction que pour le seul couple (i, j) mais pour les deux trajets différents qui correspondent suivant la nomenclature adoptée en § 5.3.1 aux modes T^fL^dL et L^dL^fT . Autrement dit pour un couple (i, j) donné un signal relevant d'un certain trajet sera reconstruit suivant l'autre qui n'est pas le bon.

En reprenant l'approche des isochrones, on peut expliquer l'apparition de la tache artefact au dessus du défaut. La FIGURE 5.37 présente les signaux correspondant à trois couples. Sur ces signaux, un écho T^fL^dL ou L^dL^fT est présent. Les isochrones correspondantes au temps d'écho et aux deux modes ont été tracées dans la ROI. Elles permettent bien de voir 1) le mode responsable de l'écho, si s'agit de celui pour lequel l'isochrone passe par l'extrémité du (ou est tangente au) défaut, 2) l'autre mode attribue artificiellement l'amplitude de l'écho le long de son isochrone. Dans la configuration géométrique qui nous intéresse, ce qui semble ici tout à fait singulier est que pour chaque couple les deux isochrones –relatives aux deux trajets– sont symétriques par rapport à une même ligne horizontale. Un des trajets permettant alors de localiser une partie du défaut, ce qui se traduit par une tache de localisation, entraîne donc une tache artefact symétrique à cette dernière due à l'autre.

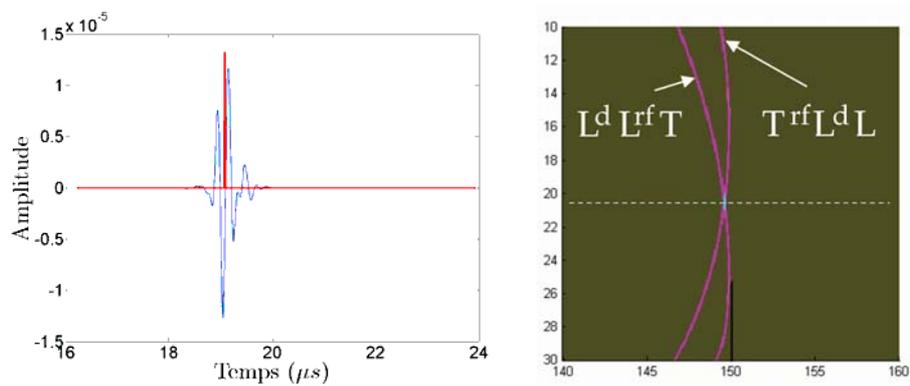
5.4.1 - Défaut plan vertical débouchant sur le fond



(a) Couple émetteur-récepteur (15,5)



(b) Couple émetteur-récepteur (30,5)



(c) Couple émetteur-récepteur (30,10)

FIGURE 5.37 : Échos combinés $T^{rf}L^dL + L^dL^{rf}T$ (à gauche). Isochrones correspondantes aux temps d'échos et à chacun des trajets $T^{rf}L^dL$ et $L^dL^{rf}T$ (à droite).

5.4.1.3 Discussion

L'analyse des images obtenues montre que la reconstruction en mode de coin permet d'imager le défaut débouchant sur toute sa hauteur. L'obtention directe d'une image du défaut à partir de l'échographie ultrasonore constitue une avancée importante en regard des méthodes d'imagerie classique en CND. La dimension du défaut est directement accessible à partir de l'image à condition que sa taille ne soit pas trop grande. La hauteur maximale accessible à l'imagerie dépend de la configuration du contrôle (taille de la barrette, épaisseur de la pièce, ...). Les images reconstruites par écho de coin sont complémentaires des images obtenues par écho direct qui sont capables de positionner l'extrémité haute du défaut mais avec une intensité qui peut être très faible. Les reconstructions associées aux autres modes de coin (écho L et écho mixte) n'apportent pas d'information supplémentaire.

5.4.2 Défaut plan vertical non débouchant

Nous nous intéressons maintenant au cas d'un défaut plan vertical qui n'est pas débouchant en fond de pièce. Les mécanismes échographiques dans ce cas sont donc modifiés par rapport au cas précédent. La configuration de contrôle est représentée FIGURE 5.38. Le transducteur est positionné de sorte que la droite reliant le milieu du transducteur et le bas du défaut soit à 45° par rapport à la verticale.

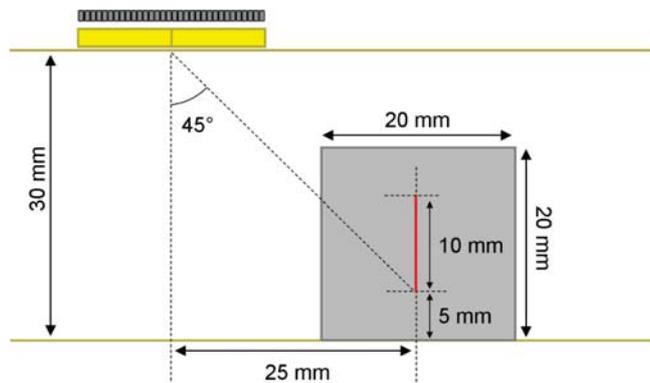


FIGURE 5.38 : Configuration FMC dans le cas du défaut plan vertical non débouchant.

Dans cette configuration, les angles d'incidence sur le défaut varient de 36° à 44° suivant l'élément considéré.

5.4.2.1 Analyse des images reconstruites en mode direct

Les cartographies FTP pour les trois modes directs sont présentées FIGURE 5.39. Nous donnons également dans le TABLEAU 5.8 les estimations (points brillants) de la position des extrémités ainsi que leurs intensités lorsque les images reconstruites avec les données expérimentales le permettent. Les cartographies permettent de localiser les deux extrémités du défaut mais avec des intensités très faibles. Contrairement au cas précédent, seuls les échos de diffraction contribuent à la localisation de l'extrémité basse. Avec le mode L^dL le haut et le bas de l'entaille apparaissent avec une intensité respective de -5 et -6 dB et pour le mode L^dT seul le bas est localisé avec une intensité de -8 dB. L'image T^dT ne permet pas ici de distinguer les taches reconstruites du bruit. Malgré ces faibles intensités, les localisations des extrémités, lorsqu'il est possible de les repérer, restent tout de même correctes.

Dans le cas d'un défaut non débouchant, les modes de coin pouvant aussi donner lieu à des échos, on

5.4.2 - Défaut plan vertical non débouchant

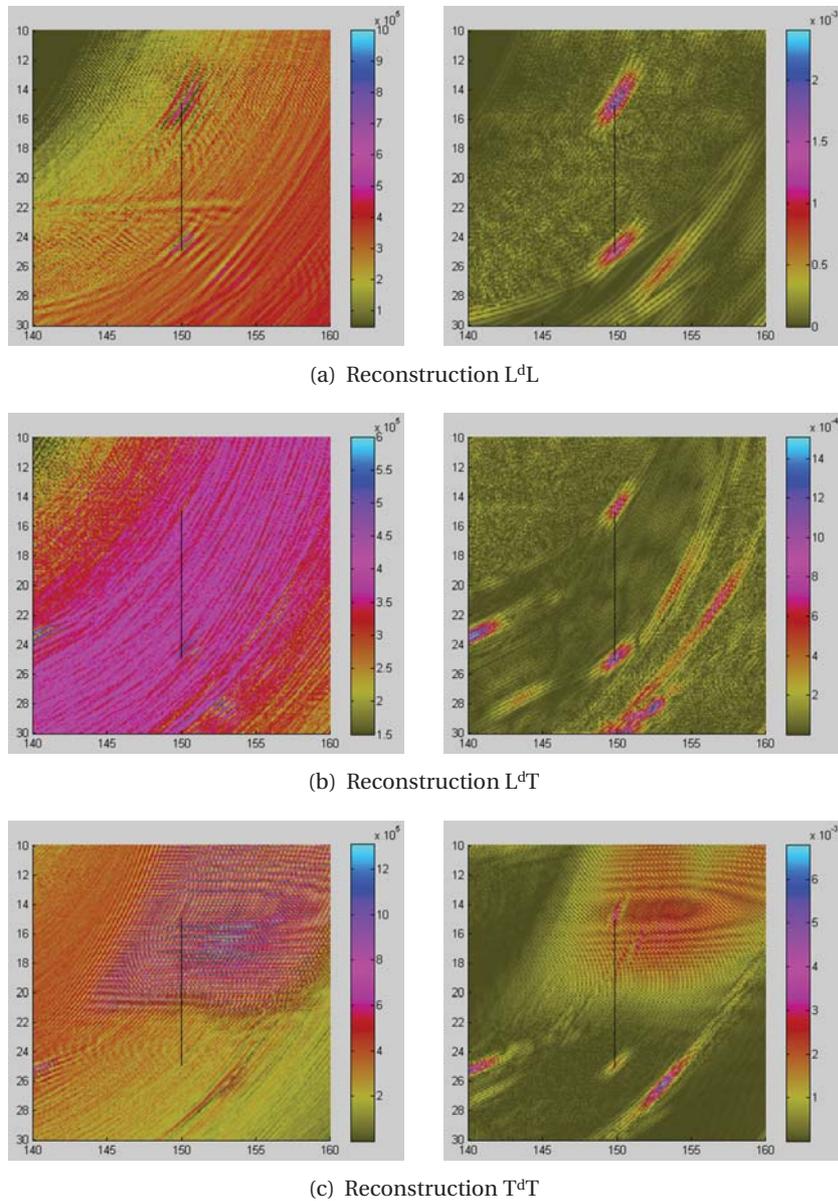


FIGURE 5.39 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan vertical non débouchant à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (à droite) pour les différents modes de propagation directs L^dL (a), L^dT (b), et T^dT (c).

TABLEAU 5.8 : Estimations, à partir des données mesurées et des trajets directs, de la position des extrémités de l'entaille verticale non débouchante.

Trajet	Figure	Position		Écart		Intensité (dB)	
		x	z	Δx	Δz		
L ^d L (haut du défaut)	5.39(a)	150,1	14,8	0,1	0,2	-5	
L ^d L (bas du défaut)		149,9	24,6	0,1	0,4	-6	
L ^d T (haut du défaut)	5.39(b)	/	/	/	/	/	/
L ^d T (bas du défaut)		150,3	24,6	0,3	0,4	-8	
T ^d T (haut du défaut)	5.39(c)	/	/	/	/	/	/
T ^d T (bas du défaut)		/	/	/	/	/	/

peut noter parfois l'apparition de taches supplémentaires sur les cartographies (FIGURES 5.39(b) ou 5.39(c)). Elles correspondent à la reconstruction d'écho de coin sous l'hypothèse d'un écho direct et sont situées vers le fond de la pièce, zone pour laquelle les temps de vol associés à un trajet direct coïncident avec ceux de coin.

Pour le mode T^dT (FIGURE 5.39(c)), le « nuage » évoqué précédemment ressort d'autant plus ici que ce mode ne permet pas de localiser les extrémités du défaut. Ce phénomène est dû à la configuration particulière du contrôle et par le fait qu'il s'agit d'une pièce plane. Plus précisément, il est causé par la relocalisation sous hypothèse T^dT des échos de géométrie faisant intervenir des réflexions successives de l'onde longitudinale sur le fond et sur la surface, les trajets L^rL et L^rL^rL^rL (cf. § 5.4). Une simulation de contrôle ne considérant seulement que les interactions avec le défaut –et non les échos de géométrie– est effectuée. La cartographie reconstruite avec le mode T^dT obtenue avec ces signaux est donnée FIGURE 5.40, elle ne montre effectivement plus le nuage. Celui-ci étant indépendant du défaut puisqu'il n'est dû qu'à la géométrie de la pièce, on doit le retrouver lors de la reconstruction avec le mode T^dT pour chacune des acquisitions effectuées sur cette pièce mais il apparaîtra d'autant plus atténué que son intensité sera petite devant celles des taches reconstruites.

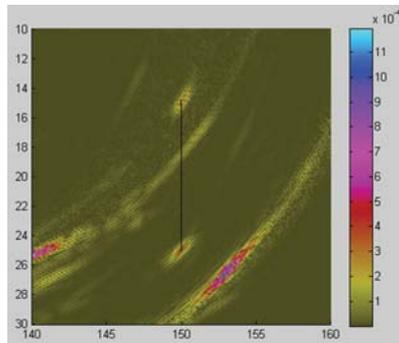


FIGURE 5.40 : Image reconstruite T^dT sans simulation des échos de géométrie

5.4.2.2 Analyse des images reconstruites en mode de coin

Les images reconstruites pour les différents trajets en échos de coin, à partir des données simulées et expérimentales, ainsi que les cartographies du compteur de réflexion pour un défaut vertical, sont présentées FIGURES 5.43 et 5.44. Afin de quantifier l'importance des taches reconstruites obtenues avec ces différents modes, nous représentons comme précédemment leurs intensités maximales TABLEAU 5.9. La plus faible (-7 dB) est obtenue pour le mode T^rT^dL alors que la plus forte (8 dB) l'est pour T^rL^dL. La position de ces maxima montre de faibles écarts de localisation (au maximum 0,6 mm), ce qui traduit une bonne évaluation des temps de vol théoriques pour chacun des modes.

5.4.2 - Défaut plan vertical non débouchant

TABLEAU 5.9 : Entaille verticale non débouchante. Intensité maximale de chaque tache reconstruite par échos de coin et sa position (données réelles).

Trajet	Figure	Mesure		Distance au défaut Δl	Intensité (dB)
		x	z		
$L^{rf}L^{dL}$	5.43(a)	149,4	23,9	0,6	-1
$L^{rf}L^{dT}$	5.43(b)	150,1	16,3	0,1	-1
$L^{rf}T^{dL}$	5.43(c)	/	/	/	/
$L^{rf}T^{dT}$	5.43(d)	149,7	24,8	0,3	-3
$T^{rf}L^{dL}$	5.44(a)	150,4	20,4	0,4	8
$T^{rf}L^{dT}$	5.44(b)	149,6	15,4	0,4	-5
$T^{rf}T^{dL}$	5.44(c)	149,7	24,8	0,3	-7
$T^{rf}T^{dT}$	5.44(d)	149,8	23,5	0,2	5

Images $T^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}T^{dT}$ [FIGURES 5.44(a) et 5.44(d)] Ces images correspondent aux intensités les plus fortes, 8 et 5 dB respectivement pour les modes $T^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}T^{dT}$. Les cartographies du compteur de réflexion montrent que le défaut est vu au moins partiellement par réflexion avec ces deux modes. Ces deux images sont donc bien les plus informatives sur le défaut. Le compteur de réflexion indique que seul le bas du défaut est vu en réflexion avec le mode $T^{rf}T^{dT}$, ce qui explique que seule cette partie du défaut est imagée sur la cartographie $T^{rf}T^{dT}$. En revanche, il l'est sur toute sa longueur avec le mode mixte $T^{rf}L^{dL}$, l'image reconstruite correspondante permet d'imager correctement le défaut. La courbe échodynamique pour le mode $T^{rf}T^{dT}$ (FIGURE 5.41) est analogue à celle obtenue avec un défaut horizontal dans le cas où seule une partie est détectée par réflexion, comme dans la situation FIGURE 5.24(a). L'application du critère de dimensionnement introduit § 5.2.4 conduit à la localisation correcte de l'extrémité basse du défaut, on estime son ordonnée en $z = 25,1$ pour une ordonnée réelle en $z = 25,0$.

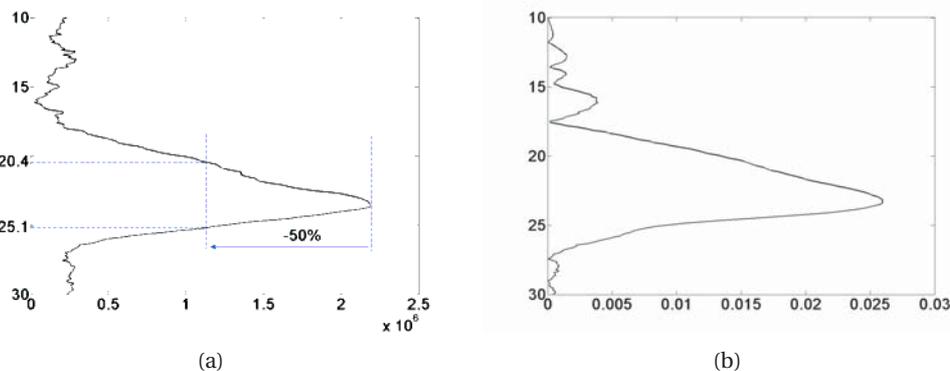


FIGURE 5.41 : Courbes échodynamiques suivant z des cartographies reconstruites pour le mode $T^{rf}T^{dT}$, à partir de données expérimentales (a) et simulées (b).

La courbe échodynamique pour le mode $T^{rf}L^{dL}$ (FIGURE 5.42) est analogue à celle obtenue dans le cas d'un défaut plan horizontal se trouvant sous un transducteur d'ouverture plus petite que ce dernier, moins de tir en réflexion ont lieu vers les extrémités (FIGURE 5.22(a)). À l'aide de cette courbe, les ordonnées des extrémités haute et basse peuvent être approximées en repérant les points où l'on a une baisse de -6 dB de l'intensité maximale, soient $z = 15,9$ et $z = 25,1$ (ordonnées réelles : $z = 15,0$ et $z = 25,0$). La taille est ainsi évaluée à $9,2$ mm, soit avec un écart de $0,8$ mm par rapport à la taille réelle.

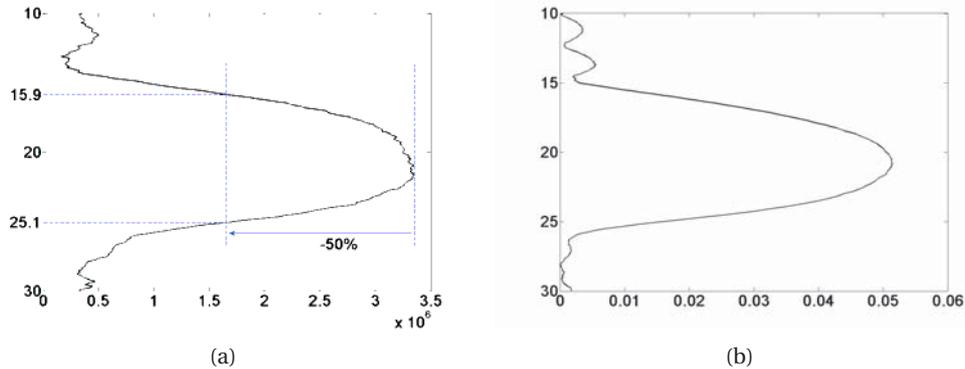


FIGURE 5.42 : Entaille verticale non débouchante. Courbes échodynamiques suivant z des cartographies reconstruites pour le mode T^{rfL^dL} , à partir de données expérimentales (a) et simulées (b).

Image L^{rfL^dL} [FIGURE 5.43(a)] Nous observons sur l'image reconstruite une tache verticale vers le bas du défaut, similaire mais de plus faible amplitude que celle de la tache obtenue avec le mode T^{rfT^dT} (FIGURE 5.44(d)). La différence d'intensité pour les modes L^{rfL^dL} et T^{rfT^dT} provient du fait que les amplitudes des échos de coin du mode L^{rfL^dL} sont bien plus faibles que celles du mode T^{rfT^dT} . En L^{rfL^dL} , on observe également une tache qui provient des échos de diffraction et qui localise l'extrémité haute du défaut.

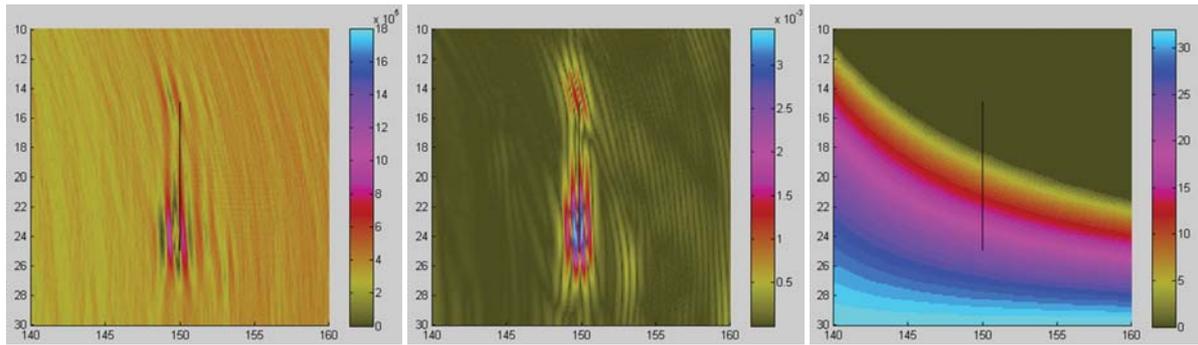
Images L^{rfL^dT} et T^{rfL^dT} [FIGURES 5.43(b) et 5.44(b)] Pour les modes L^{rfL^dT} et T^{rfL^dT} , l'image du compteur de réflexion montre que seule la partie haute du défaut peut être vue en réflexion, ce qui est en accord avec les taches verticales que l'on observe pour ces deux modes. Bien que les taches correspondantes à ces deux modes localisent une partie du défaut, on peut néanmoins noter une grande différence d'intensité entre les deux (-1 et -5 dB). Dans les deux cas, la diffraction permet aussi de localiser l'extrémité basse de l'entaille. Nous pouvons aussi observer l'apparition d'une tache artefact vers le fond de la pièce. Il s'agit en fait de la reconstruction d'un écho de coin légèrement plus « lent » que celui considéré puisque la tache est tout de même proche du défaut. Ainsi, les artefacts des images L^{rfL^dT} et T^{rfL^dT} proviennent respectivement des échos L^{rfT^dT} et T^{rfT^dT} .

Images L^{rfT^dT} , L^{rfT^dL} et T^{rfT^dL} [FIGURES 5.43(d), 5.43(c) et 5.44(c)] Pour ces trois modes, aucune réflexion n'a lieu sur le défaut. Pour les modes L^{rfT^dL} et T^{rfT^dL} les amplitudes de ces échos sont trop faibles pour donner lieu à des taches d'intensité notable sur les cartographies expérimentales. L'image L^{rfT^dT} fait cependant apparaître une tache d'intensité relativement grande localisée sur l'extrémité basse du défaut. Bien qu'aucune réflexion spéculaire n'est possible sur le défaut, l'intensité de cette tache laisse tout de même supposer que des échos de coin de plus faibles amplitudes interviennent dans la formation de cette tache. De plus, dans cette configuration, la zone vue par réflexion spéculaire n'est pas si loin de l'entaille ce qui peut aussi jouer sur l'amplitude de ces échos de coin et donc sur l'intensité de la tache reconstruite.

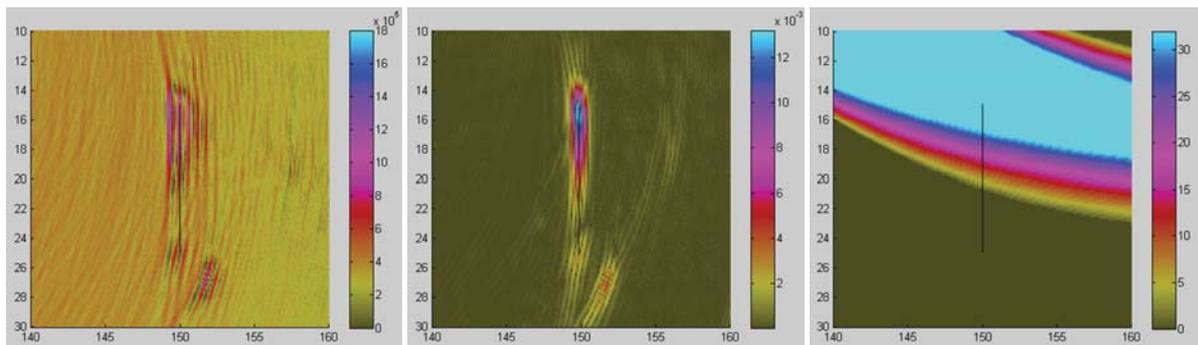
5.4.2.3 Discussion

Les échos de coin simple L^{rfL^dL} et T^{rfT^dT} sont bien adaptés pour imager des défauts verticaux débouchants comme on l'a vu plus haut. Mais leur capacité à imager le défaut diminue à mesure qu'augmente la distance au fond de la pièce. Ainsi dans le cas du défaut à cœur étudié ici, ils ne fournissent qu'une image partielle du défaut. Par contre, le mode mixte T^{rfL^dL} fournit une image du défaut sur toute sa hauteur. Ici encore, l'extension du défaut qui peut être imagée par ce mode est limité et dépend de la géométrie de la

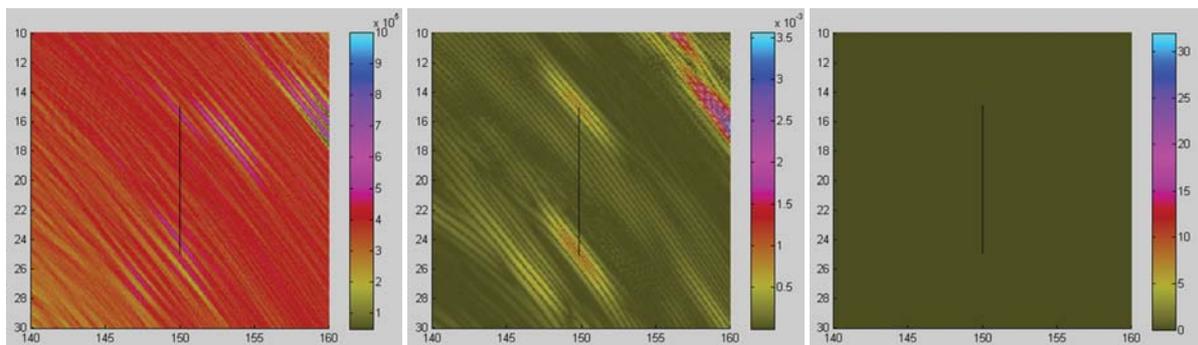
5.4.2 - Défaut plan vertical non débouchant



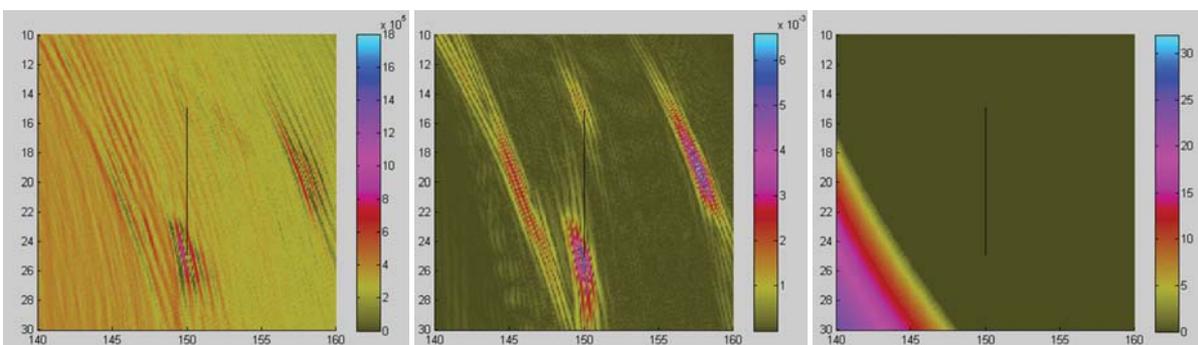
(a) L^rL^dL



(b) L^rL^dT

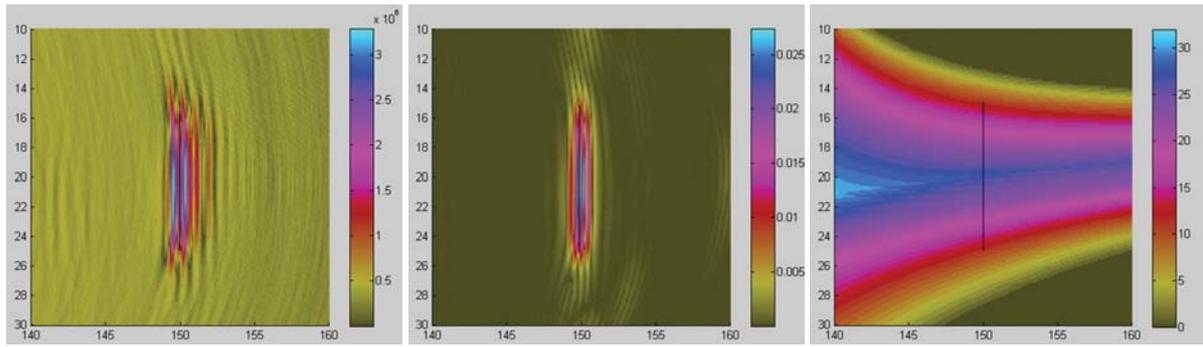


(c) L^rT^dL

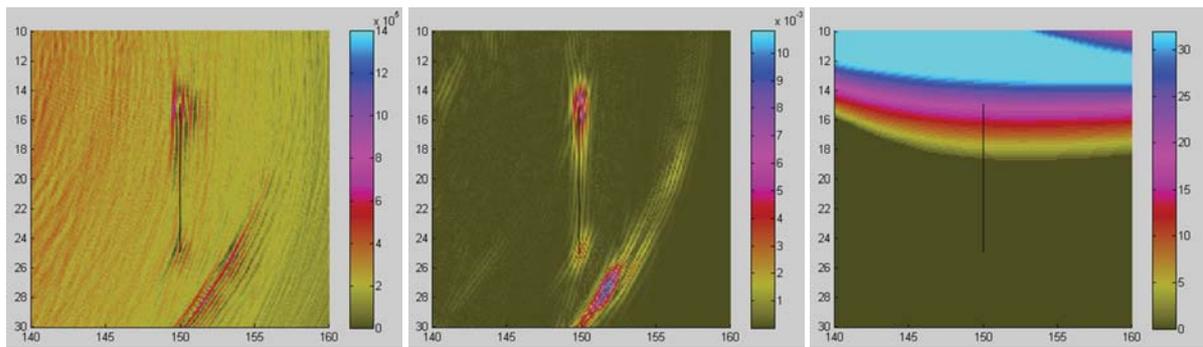


(d) L^rT^dT

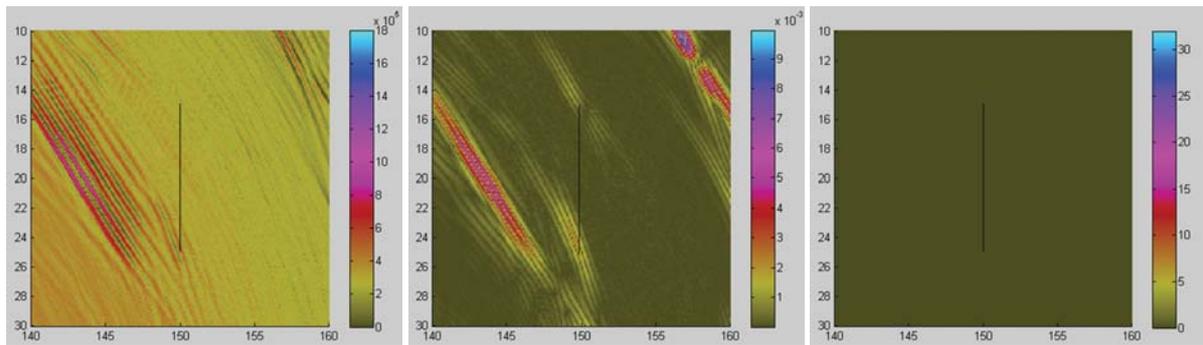
FIGURE 5.43 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan vertical non débouchant à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion pour un défaut vertical (à droite). Modes de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c), et L^rT^dT (d).



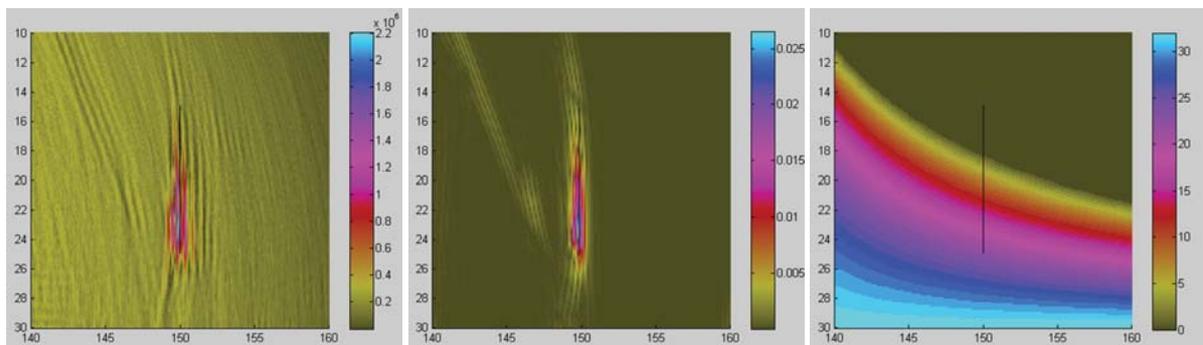
(a) T^{rfL^dL}



(b) T^{rfL^dT}



(c) T^{fT^dL}



(d) T^{fT^dT}

FIGURE 5.44 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan vertical non débouchant à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion pour un défaut vertical (à droite). Modes de coin T^{rfL^dL} (a), T^{rfL^dT} (b), T^{fT^dL} (c), et T^{fT^dT} (d).

5.4.3 - Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle obtu

configuration (dimension de la barrette, épaisseur de la pièce, ...). Les reconstructions à partir des autres échos de coin peuvent venir compléter les informations (dimension du défaut) fournies par le mode mixte $T^{rf}L^dL$. Ainsi les modes $L^{rf}L^dL$ et $T^{rf}T^dT$ permettent d'étendre la zone accessible en direction du fond tandis que d'autres échos mixtes peuvent permettre de l'étendre en direction de la surface ($L^{rf}L^dT$ et $T^{rf}L^dT$).

5.4.3 Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle obtu

Jusqu'à présent nous nous sommes intéressés à des défauts perpendiculaires au fond de la pièce. Il s'agit d'une configuration favorable aux échos de coin. Nous nous attachons maintenant au cas d'un défaut débouchant incliné par rapport à la normale du fond de la pièce. L'influence de l'inclinaison est différente suivant que l'angle du dièdre formé par le défaut et le fond de la pièce est obtu ou aigu vu du traducteur. En positionnant le traducteur de part et d'autre du défaut incliné de 10° contenu dans la maquette que nous avons à disposition nous avons pu étudier ces deux situations. Dans cette section, on considère l'acquisition obtenue pour un positionnement du traducteur « coté angle obtu ». Dans ce qui suit on notera cette position du traducteur la position I. L'acquisition pour le traducteur positionné de l'autre coté du défaut fera l'objet de la section § 5.4.4. La configuration de contrôle est représentée FIGURE 5.45. Le traducteur est placé de la même manière que précédemment, la droite reliant le milieu du traducteur et le bas du défaut est à 45° par rapport à la verticale. Dans cette configuration de contrôle, les incidences sur le défaut incliné (de 10°) varient de 27° à 41° suivant l'élément considéré.

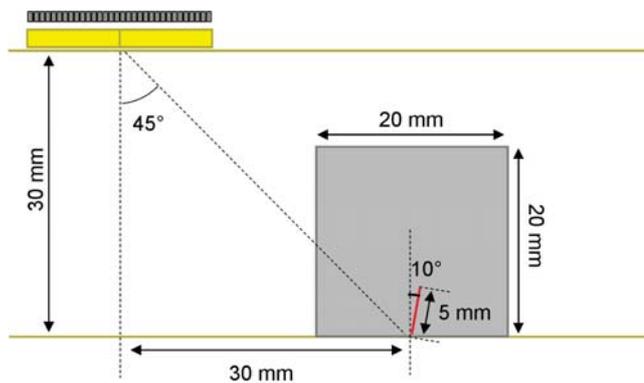


FIGURE 5.45 : Configuration FMC sur pièce plane dans le cas du défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle obtu avec le fond

5.4.3.1 Analyse des images reconstruites en mode direct

Les cartographies FTP pour les trois trajets directs sont présentées FIGURE 5.46 et au TABLEAU 5.10 nous donnons les intensités des points brillants estimant la position des extrémités du défaut.

TABLEAU 5.10 : Estimations, à partir des données mesurées et des trajets directs, des extrémités du défaut plan incliné débouchant (angle obtu formé par le défaut et le fond).

Trajet	Figure	Position		Écart		IntensitédB
		x	z	Δx	Δz	
L^dL (haut du défaut)	5.46(a)	291,2	24,9	0,4	0,2	-4
L^dL (bas du défaut)		289,9	30,0	0,1	0,0	-2
L^dT (haut du défaut)	5.46(b)	/	/	/	/	/
L^dT (bas du défaut)		291,3	28,7	1,3	0,3	-4
T^dT (haut du défaut)	5.46(c)	291,3	25,0	0,4	0,1	-7
T^dT (bas du défaut)		289,9	30,0	0,1	0,0	3

Comme dans le cas de l'entaille verticale débouchante, on observe des taches localisées aux deux extrémités de l'entaille considérée ici. Le haut de l'entaille est repéré avec les modes L^dL et T^dT avec une intensité

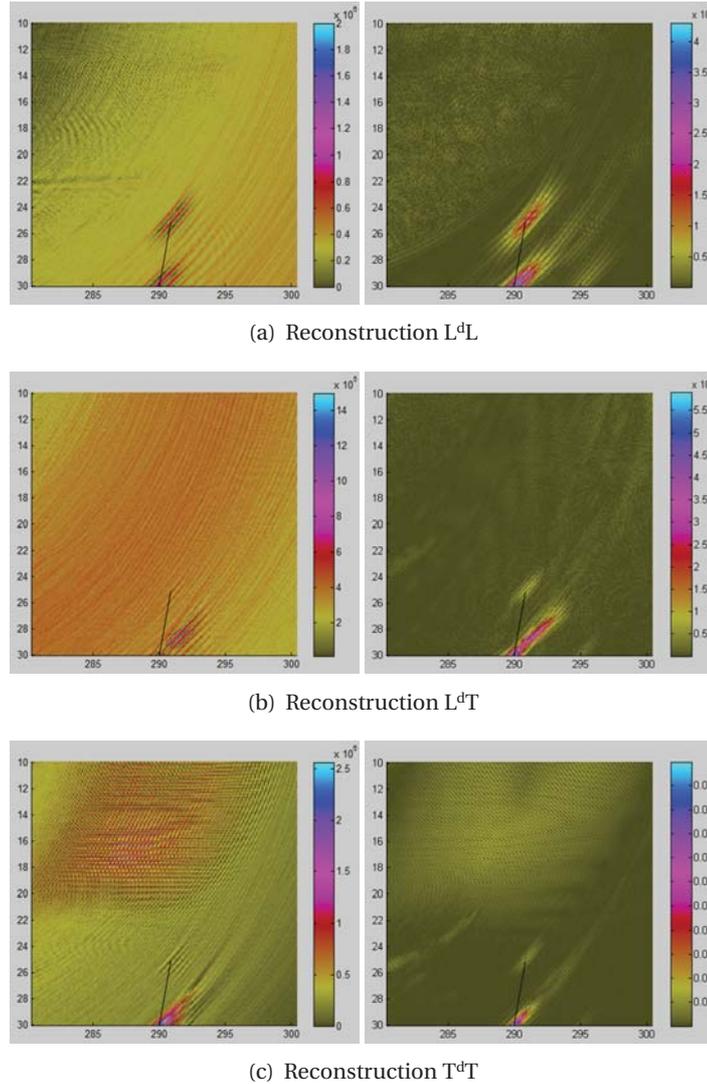


FIGURE 5.46 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan incliné débouchant (angle obtu formé par le défaut et le fond) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (à droite) pour les différents modes de propagation directs L^dL (a), L^dT (b) et T^dT (c).

maximale respective de -4 et -7 dB. Ces valeurs ainsi que celles correspondantes au défaut vertical sont du même ordre car seul les échos de diffraction contribuent à localiser l'extrémité haute. En revanche, nous notons des différences d'intensité entre les deux défauts pour la localisation de leur extrémité basse. Il y a une baisse d'intensité pour le mode L^dL et T^dT , ici elles valent respectivement -2 et 3 dB alors que pour pour ces même modes dans le cas du défaut vertical nous avons 1 et 5 dB. On rappelle que les taches localisées sur l'extrémité débouchante en L^dL et T^dT correspondent principalement à la reconstruction des échos de coin $L^{rf}L^dL$ et $T^{rf}T^dT$. L'inclinaison du défaut entraîne une baisse d'amplitude des échos de coin et se faisant une diminution de l'intensité des taches. En revanche, pour la reconstruction L^dT , c'est l'effet inverse qui se produit, nous avons ici une intensité plus grande -4 dB (comparée à -8 dB pour le défaut vertical). Cela est dû au fait qu'ici les échos de coin mixte, négligeable dans le cas vertical, interviennent ici dans la reconstruction L^dT . Nous verrons dans la section suivante que le mode $L^{rf}L^dT$ est en effet très efficace et qu'il permet d'obtenir une tache de forte intensité. La relocalisation de ces échos avec le mode L^dT peut ainsi expliquer cette différence d'intensité. Dans le cas du défaut vertical, aucun des modes de type $L^{rf}M^dT$ ou $T^{rf}M^dL$, $M = L$ ou T ne donnent lieu à des taches de forte intensité.

5.4.3.2 Analyse des images reconstruites en mode de coin

Les images reconstruites pour les modes de coin, à partir des données simulées et expérimentales, ainsi que les cartographies du compteur de réflexion –pour un défaut incliné de 10° – sont présentées FIGURE 5.47 et FIGURE 5.48. Les intensités maximales des taches reconstruites pour chaque mode (données réelles) sont reportées au TABLEAU 5.11. Les localisations sont correctes pour la plupart des modes. En revanche, pour les modes $L^{rf}T^{dT}$ et $T^{rf}T^{dL}$ donnant lieu à des taches artefacts, les écarts de localisation sont de ce fait bien plus grands.

TABLEAU 5.11 : *Intensité maximale de chaque tache reconstruite par échos de coin et sa position (données réelles).*

Trajet	Figure	Mesure		Distance au défaut Δl	Intensité dB
		x	z		
$L^{rf}L^{dL}$	5.47(a)	289,8	30,0	0,2	-2
$L^{rf}L^{dT}$	5.47(b)	290,7	27,0	0,2	1
$L^{rf}T^{dL}$	5.47(c)	289,8	30,0	0,2	-2
$L^{rf}T^{dT}$	5.47(d)	289,0	26,1	1,6	0
$T^{rf}L^{dL}$	5.48(a)	290,7	26,7	0,1	3
$T^{rf}L^{dT}$	5.48(b)	291,2	25,5	0,4	-8
$T^{rf}T^{dL}$	5.48(c)	286,2	22,4	5,5	0
$T^{rf}T^{dT}$	5.48(d)	290,0	30,0	0,0	5

Images $T^{rf}T^{dT}$ et $L^{rf}L^{dL}$ [FIGURES 5.48(d) et 5.47(a)] Comme le montre le compteur de réflexion, aucune réflexion spéculaire n'a lieu sur le défaut avec les modes $T^{rf}T^{dT}$ et $L^{rf}L^{dL}$ et donc pas de possibilité d'imager le défaut. Néanmoins, dans les deux cas on observe une tache localisée sur l'extrémité débouchante du défaut de forte intensité 5 dB pour le mode $T^{rf}T^{dT}$ et d'intensité moindre -2 dB pour le mode $L^{rf}L^{dL}$.

Image $T^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}T^{dL}$ [FIGURES 5.48(a) et 5.48(c)] Sur l'image $T^{rf}L^{dL}$ on obtient une tache correctement orientée le long du défaut et de forte intensité (3 dB). En effet, le compteur de réflexion indique que ce mode permet de voir par réflexion la quasi totalité du défaut. On observe cependant de manière analogue et pour les mêmes raisons que dans le cas du défaut vertical débouchant une tache artefact située très au dessus du défaut. L'image $T^{rf}T^{dL}$ montre une tache également d'amplitude significative (0 dB) de très grande dimension, un artefact puisque le compteur de réflexion indique que le défaut n'est pas vu en réflexion. Cette tache correspond à la reconstruction erronée de l'écho $T^{rf}L^{dL}$. L'existence de cet artefact localisé à proximité du défaut (et prenant origine sur l'extrémité débouchante) s'explique par le fait que les deux modes $T^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}T^{dL}$ sont relativement proche en temps de vol puisqu'ils ne diffèrent que par le segment entre réflexion sur le fond et réflexion sur le défaut.

Images $L^{rf}L^{dT}$ et $L^{rf}T^{dT}$ [FIGURES 5.47(b) et 5.47(d)] Chaque mode donne lieu à une tache d'intensité significative de 1 dB ou 0 dB mais d'orientation différente prenant naissance sur l'extrémité basse de l'entaille de dimension semblant indiquer une réflexion sur un défaut étendu. En ce qui concerne le mode $L^{rf}L^{dT}$, le compteur de réflexion indique que le défaut est vu en réflexion sur toute sa longueur. La tache reconstruite sur l'image est correctement orientée le long du défaut et sa dimension correspond à la hauteur du défaut. En ce qui concerne le mode $L^{rf}T^{dT}$, le compteur de réflexion indique que ce mode ne permet pas de voir en réflexion ce défaut. La tache observée sur l'image correspond en fait à la reconstruction de l'écho $L^{rf}L^{dT}$ sous l'hypothèse erronée d'un trajet $L^{rf}T^{dT}$. Comme précédemment, la localisation dans la région du défaut de l'artefact provient de la proximité en temps de vol des deux modes $L^{rf}L^{dT}$ et $L^{rf}T^{dT}$ ne différant que par leur segment central. La tache est orientée avec un angle -10° , autrement dit son orientation est symétrique à celle du défaut réel relativement à la normale du fond.

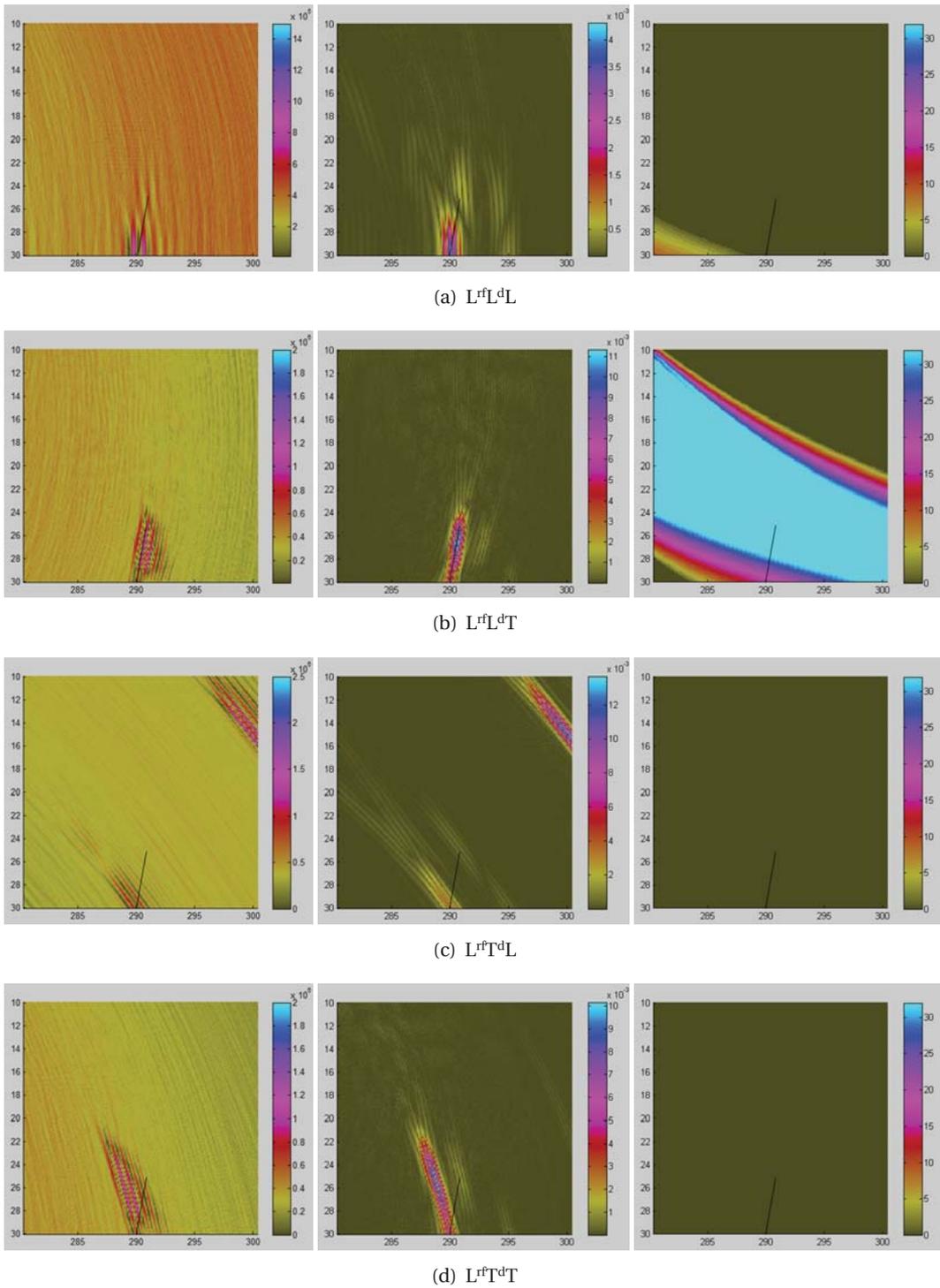


FIGURE 5.47 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan incliné débouchant (angle obtu formé par le défaut et le fond) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographies du nombre de couples en réflexion sur un défaut incliné de 10° (à droite). Modes de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c), et L^rT^dT (d).

5.4.3 - Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle obtu

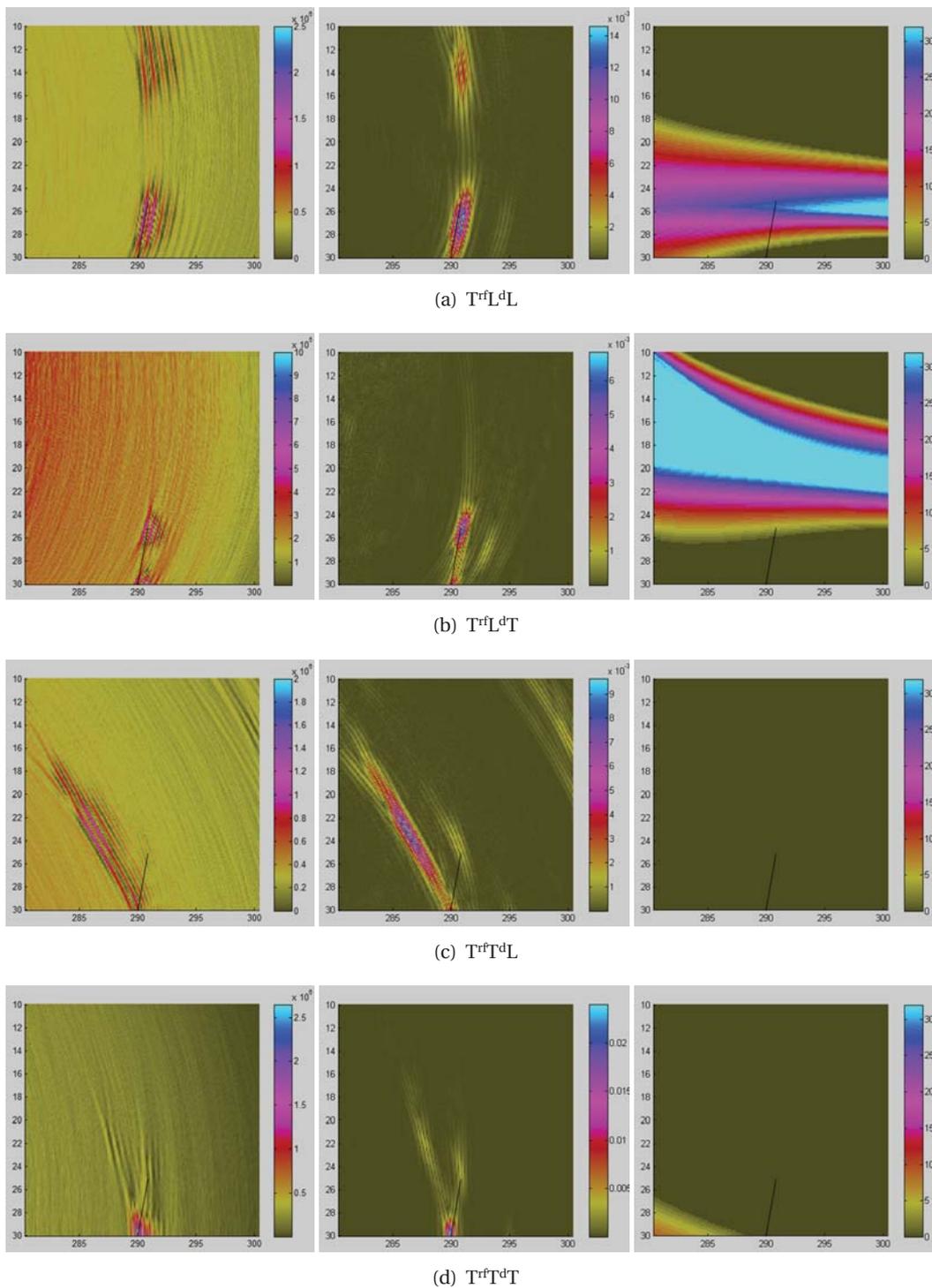


FIGURE 5.48 : *Pièce plane. Reconstruction du défaut débouchant incliné (angle obtu formé par le défaut et le fond) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographies du nombre de couples en réflexion sur un défaut incliné de 10° (à droite). Modes de coin T^rL^dL (a), T^rL^dT (b), T^rT^dL (c), et T^rT^dT (d).*

Images $L^{rf}T^dL$ et $T^{rf}L^dT$ [FIGURES 5.47(c) et 5.48(b)] Sur l'image $L^{rf}T^dL$, seule est visible l'extrémité basse du défaut. Sur l'image $T^{rf}L^dT$ on distingue l'extrémité haute du défaut avec cependant une faible intensité. Le compteur de réflexion pour ce mode indique que quelques couples émetteur-récepteur sont en position de réflexion sur la partie haute du défaut.

5.4.3.3 Discussion

L'analyse qui précède met en évidence que les échos de coin simples $L^{rf}L^dL$ et $T^{rf}T^dT$ perdent très rapidement leur efficacité lorsque le défaut n'est plus normal au fond de la pièce. Dans ce cas les modes mixtes peuvent être utilisés pour pallier cette difficulté. Ainsi dans le cas étudié ici, le mode mixte $L^{rf}L^dT$ fournit une image du défaut sur toute sa hauteur. Cependant on observe des taches artefacts d'amplitude significative sur deux autres modes mixtes : les modes $L^{rf}T^dT$ et $T^{rf}T^dL$. L'image $T^{rf}T^dL$ est assez aisément identifiable en tant qu'artefact (tache très étendue et inclinée associée à une intensité moyenne). En revanche, rien ne permet d'identifier comme artefact l'image fournie par le mode $L^{rf}T^dT$, d'intensité analogue à l'image « vraie » fournie par $L^{rf}L^dT$. Ainsi, d'un point de vue pratique la question se pose de la capacité que l'on a à identifier l'image correcte du défaut en l'absence de connaissance *a priori* sur son orientation. Nous présentons FIGURE 5.49 et FIGURE 5.50 les images reconstruites à partir d'une acquisition simulée en ne considérant plus le défaut réel d'orientation 10° mais le défaut d'orientation -10° tel qu'estimé à partir de l'image erronée $L^{rf}T^dT$. En vis-à-vis sont présentées les images expérimentales (inchangées) ainsi que les cartographies reconstruites et du compteur de réflexion associées à ce nouveau défaut.

La comparaison des images reconstruites obtenues par simulation pour les deux défauts d'orientation 10° et -10° avec les modes $L^{rf}L^dT$ (FIGURE 5.47(b) et 5.49(b) respectivement) et $L^{rf}T^dT$ (FIGURE 5.47(d) et 5.49(d) respectivement) sont très proches. On confirme ainsi qu'il n'est pas possible de conclure sur l'orientation du défaut à partir de ces deux seuls modes. On note que le compteur de réflexion n'est d'aucune utilité pour discriminer entre les deux défauts. Cependant, on constate, comme on pouvait s'y attendre, que les images correspondantes aux autres modes sont différentes d'un défaut à l'autre. Ainsi l'accord entre images reconstruites simulées et expérimentales que l'on observe pour le défaut vrai n'est plus vérifié pour le défaut d'orientation -10° . En particulier, les images fournies par le mode $T^{rf}T^dT$ sont très différentes : le mode $T^{rf}T^dT$ image le défaut d'orientation -10° sur toute sa longueur alors que cette image n'apparaît pas sur la cartographie expérimentale (FIGURE 5.50(d)). On observe également un désaccord clair sur les images $T^{rf}L^dL$ et $T^{rf}T^dL$ (FIGURE 5.50 (a) et (c)). Ainsi il apparaît que la comparaison entre simulation et expérience offre un moyen de discriminer entre les deux orientations possibles du défaut.

5.4.3 - Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle obtu

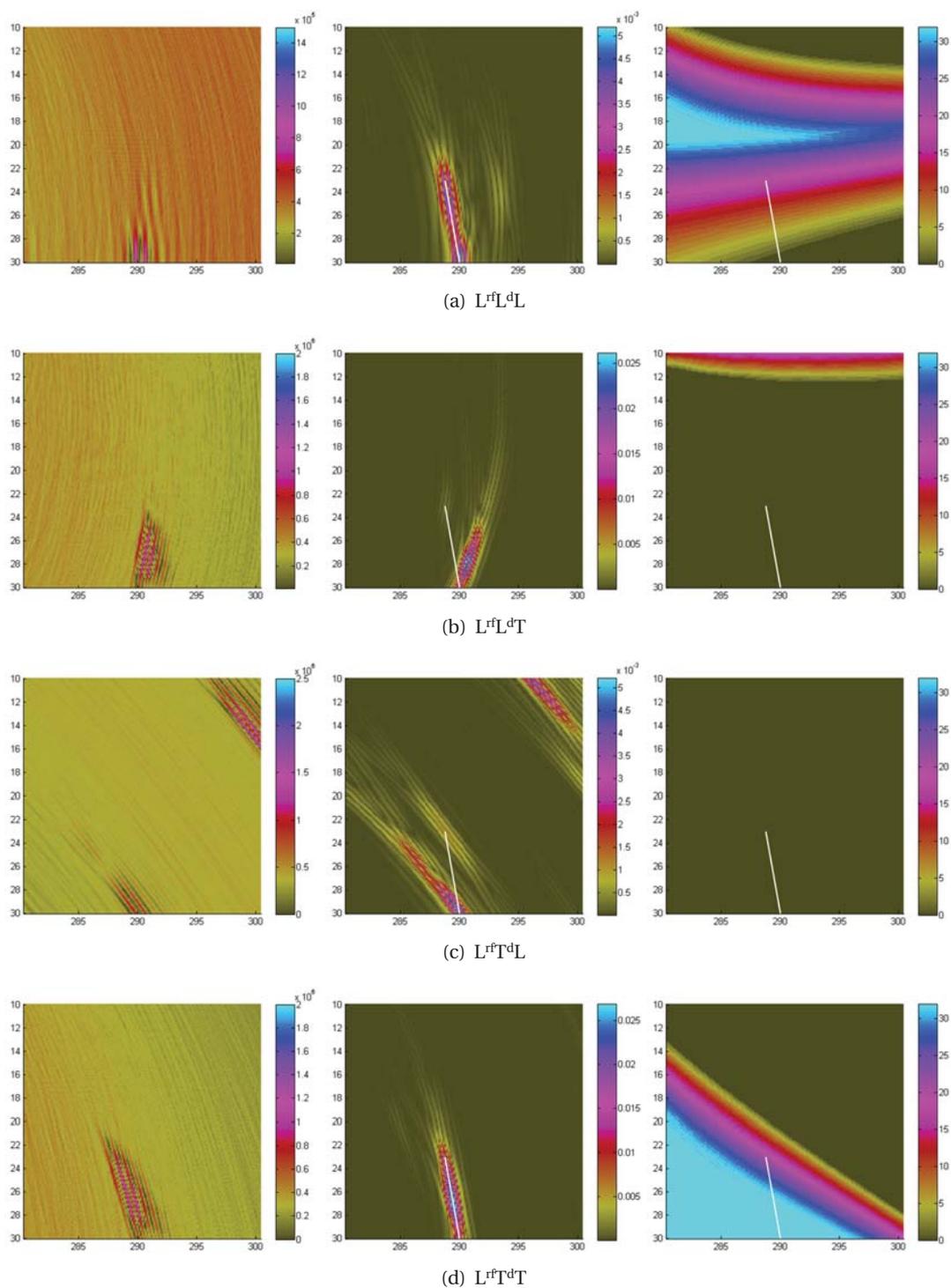


FIGURE 5.49 : Pièce plane. Reconstruction du « faux » défaut (position I) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographies du nombre de couples en réflexion sur un défaut incliné de -10° (à droite). Modes de propagation en écho de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c), et L^rT^dT (d).

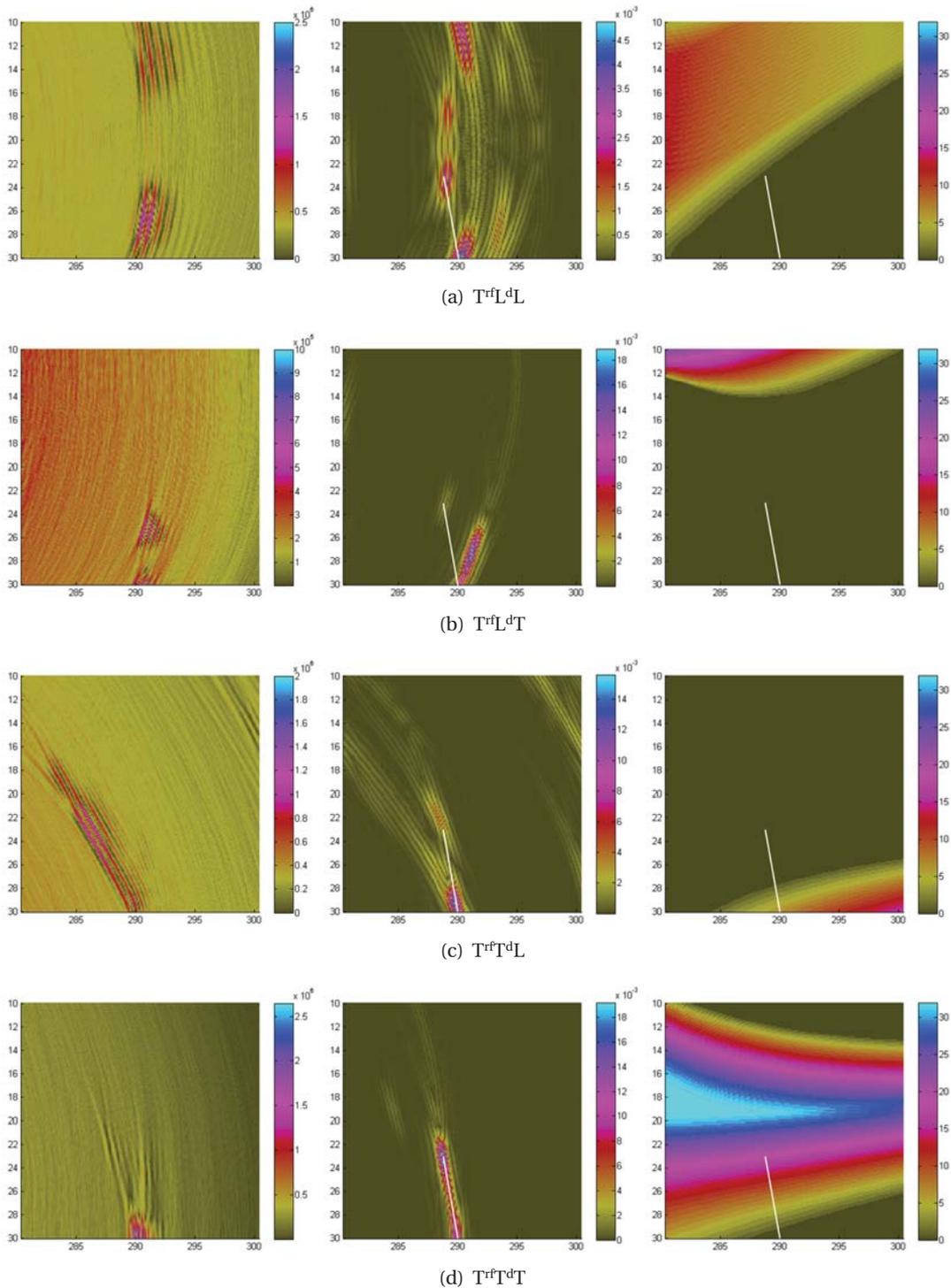


FIGURE 5.50 : Pièce plane. Reconstruction du « faux » défaut (position I) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu) et cartographies du nombre de couples en réflexion sur un défaut incliné de -10° (à droite). Modes de propagation en écho de coin $T^r L^d L$ (a), $T^r L^d T$ (b), $T^r T^d L$ (c), et $T^r T^d T$ (d).

5.4.4 Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus sur le même défaut de hauteur 5 mm incliné de 10° , mais cette fois-ci le dièdre (formé par le défaut et le fond de la pièce) vu du traducteur est d'angle aigu. La configuration du contrôle est représentée FIGURE 5.51. Le traducteur est positionné « côté angle

5.4.4 - Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu

aigu du défaut » (ce que l'on nomme position II) et de telle sorte que la droite reliant son milieu et le bas du défaut est à 45° par rapport à la verticale. Pour cette position du traducteur, les incidences sur le défaut incliné varient de 47 à 61° suivant l'élément pris en compte.

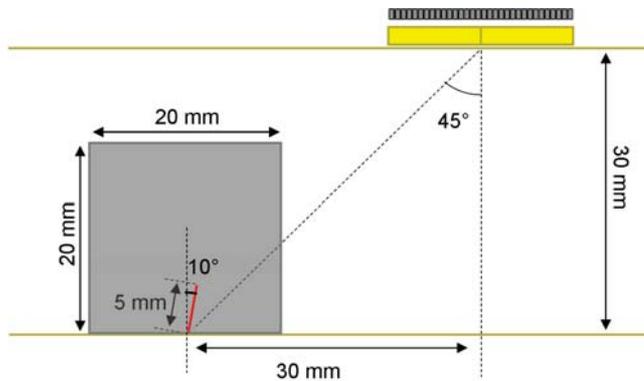


FIGURE 5.51 : Configuration FMC sur pièce plane dans le cas du défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu avec le fond

5.4.4.1 Analyse des images reconstruites en mode direct

Les cartographies FTP pour les trois trajets directs sont présentées FIGURE 5.52 et au TABLEAU 5.12 nous donnons les intensités des points brillants estimant la position des extrémités du défaut. Comme dans les cas précédents, on observe par reconstruction direct des taches localisées sur les deux extrémités de l'entaille. Par rapport au défaut vertical, on note les mêmes tendances que celles observées en position I. Les intensités associées à l'extrémité haute du défaut sont du même ordre, celles associées à l'extrémité débouchante sont différentes en modes L^dL et T^dT , elles sont plus faibles -1 et 1 dB comparées à 1 et 5 dB pour le défaut vertical. Et pour le mode L^dT , nous relevons au contraire une intensité bien plus grande 3 dB comparée à -8 dB pour le défaut vertical. Les explications de ces variations d'intensité ont été données dans le cas précédent. La diminution des intensités des taches L^dL et T^dT est associée à la diminution des amplitudes des échos de coin L^rL^dL et T^rT^dT pour un défaut incliné, l'augmentation de l'amplitude de la tache L^dT est due à l'importance d'un écho de coin mixte. Dans le cas précédent (angle obtus) il s'agissait du L^rL^dT , ici nous verrons qu'il s'agit du L^rT^dT . En comparant les résultats obtenus pour les deux positions du capteur, on observe des intensités du même ordre (inférieur à 2 dB) pour toutes les taches à l'exception de l'extrémité basse en L^dT qui passe de -4 dB à 3 dB. Ceci provient de la plus grande efficacité du mode mixte L^rT^dT dans cette configuration (il s'agissait du mode mixte L^rT^dT dans la précédente) comme on peut le voir sur les cartographies de compteur de réflexion présentées ci-après.

TABLEAU 5.12 : Estimations, à partir des données mesurées et des trajets directs, des extrémités du défaut plan incliné débouchant (angle aigu formé par le défaut et le fond).

Trajet	Figure	Position		Écart		Intensité(dB)
		x	z	Δx	Δz	
L^dL (haut du défaut)	5.52(a)	290,6	24,9	0,3	0,2	-6
L^dL (bas du défaut)		289,8	30,0	0,2	0,0	-1
L^dT (haut du défaut)	5.52(b)	/	/	/	/	/
L^dT (bas du défaut)		290,2	29,9	0,2	0,1	3
T^dT (haut du défaut)	5.52(c)	290,6	25,1	0,3	0,0	-8
T^dT (bas du défaut)		290,2	30,0	0,2	0,0	1

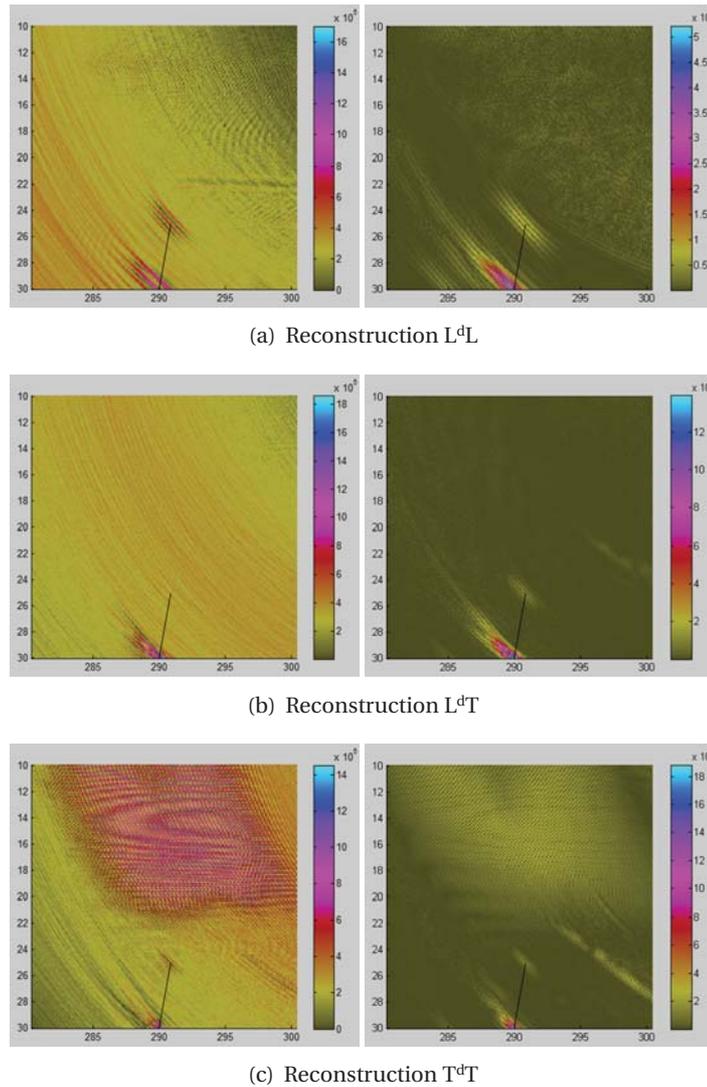


FIGURE 5.52 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan incliné débouchant (angle aigu formé par le défaut et le fond) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (à droite) pour les différents modes de propagation directs L^dL (a), L^dT (b), et T^dT (c).

5.4.4.2 Analyse des images reconstruites en mode de coin

Les images reconstruites avec les échos de coin (ainsi que les images du compteur de réflexion pour un défaut incliné de 10° vu de la position II du transducteur) sont présentées FIGURE 5.53 et FIGURE 5.54. Nous représentons TABLEAU 5.13 les intensités maximales des taches reconstruites pour chaque mode (données expérimentales).

Images L^rL^dL et T^rT^dT [FIGURES 5.53(a) et 5.54(d)] On constate que le défaut est imagé sur toute sa longueur par reconstruction L^rL^dL et T^rT^dT . Contrairement au cas précédent, malgré l'inclinaison du défaut ces deux modes continuent d'être efficace en réflexion. Le compteur de réflexion montre que la partie haute du défaut continue d'être vue en réflexion par un nombre de couple cependant inférieur au cas du défaut vertical. L'image se prolonge sur la partie basse du défaut du fait du phénomène de diffraction par le coin. On distingue sur l'image T^rT^dT (ainsi que l'image L^rL^dL simulée) l'existence de deux taches se complétant, l'une en réflexion pour le haut du défaut et l'autre par diffraction pour le bas.

5.4.4 - Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu

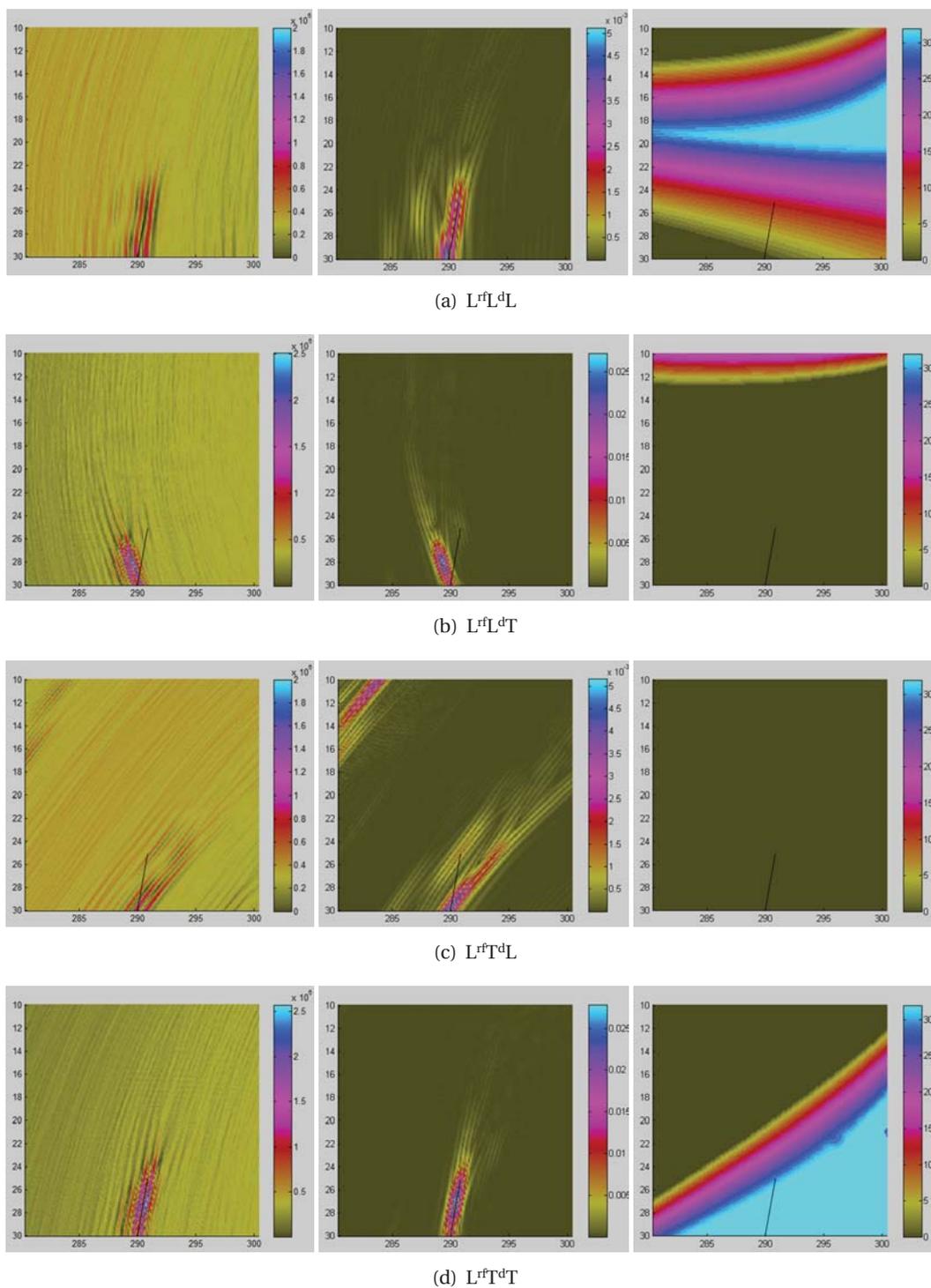


FIGURE 5.53 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan incliné débouchant (angle aigu formé par le défaut et le fond) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c), et L^rT^dT (d).

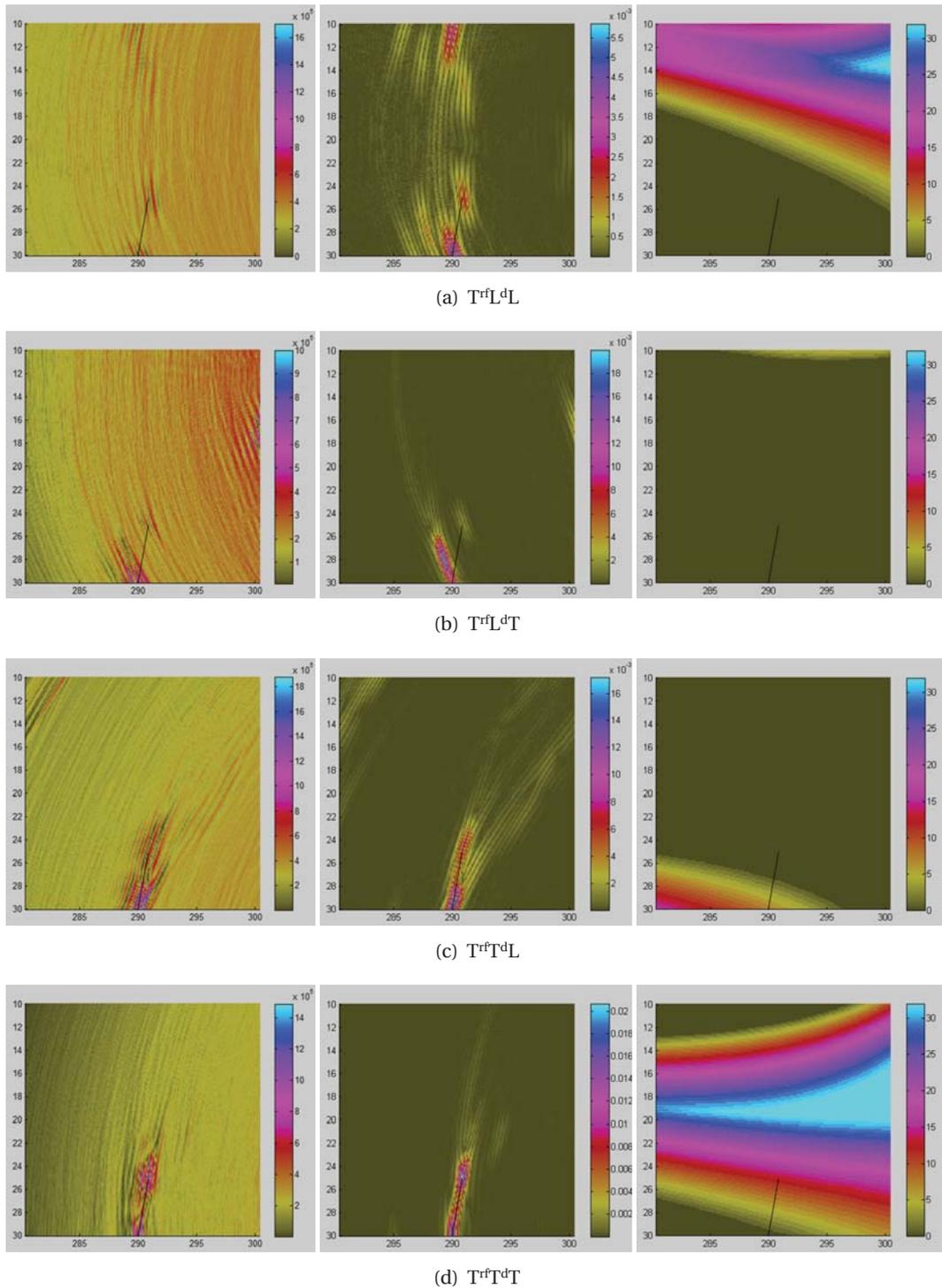


FIGURE 5.54 : Pièce plane. Reconstruction du défaut plan incliné débouchant (angle aigu formé par le défaut et le fond) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de coin T^fL^dL (a), T^fL^dT (b), T^fT^dL (c), et T^fT^dT (d).

5.4.4 - Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu

TABLEAU 5.13 : Estimation des points brillants sur les cartographies reconstruites avec échos de coin (données réelles)

Trajet	Figure	Mesure		Distance au défaut Δl	Intensité (dB)
		x	z		
$L^{rf}L^{dL}$	5.53(a)	289,8	30,0	0,2	-2
$L^{rf}L^{dT}$	5.53(b)	289,6	28,1	0,8	6
$L^{rf}T^{dL}$	5.53(c)	289,8	30,0	0,2	-2
$L^{rf}T^{dT}$	5.53(d)	290,8	27,4	0,3	6
$T^{rf}L^{dL}$	5.54(a)	291,1	25,0	0,5	-6
$T^{rf}L^{dT}$	5.54(b)	290,1	30,0	0,1	-6
$T^{rf}T^{dL}$	5.54(c)	290,3	30,0	0,3	3
$T^{rf}T^{dT}$	5.54(d)	290,2	29,9	0,2	1

Images $L^{rf}T^{dT}$ et $L^{rf}L^{dT}$ [FIGURES 5.53(b) et 5.53(d)] Les deux modes $L^{rf}L^{dT}$ et $L^{rf}T^{dT}$ conduisent aux images d'intensité maximale (6 dB). Sur l'image $L^{rf}T^{dT}$ le défaut est correctement imagé sur toute sa longueur. Sur l'image $L^{rf}L^{dT}$ la tache n'est pas orientée suivant le défaut mais dessine un défaut d'orientation -10° symétrique par rapport à la normale de celle du défaut vrai. Le compteur de réflexion indique que le défaut est vu sur toute sa longueur avec le mode $L^{rf}T^{dT}$ alors qu'il ne l'est pas du tout avec le mode $L^{rf}L^{dT}$. En réalité, la tache artefact $L^{rf}L^{dT}$ correspond à une reconstruction erronée de l'écho $L^{rf}T^{dT}$.

Image $T^{rf}T^{dL}$ [FIGURE 5.54(c)] Le défaut est imagé sur toute sa longueur cependant on distingue sur l'image deux taches se complétant, l'une pour le bas et l'autre pour le haut. La cartographie du compteur de réflexion indique que seul le bas du défaut est vu en réflexion. On pourrait ainsi penser que le bas du défaut est imagé par réflexion tandis que le haut l'est par diffraction. Cependant, il faut remarquer que le nombre de couples efficaces reste faible et considérer le phénomène de diffraction de coin. La contribution de la diffraction de coin est certainement prépondérante ce qui est confirmé par l'orientation de la tache qui ne suit pas celle du défaut.

Images $L^{rf}T^{dL}$, $T^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}L^{dT}$ [FIGURES 5.53(c), 5.54(a) et 5.54(b)] Les images obtenus avec ces trois modes sont de faible intensité (-6 dB pour les modes $T^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}L^{dT}$ et -2 dB pour le mode $L^{rf}T^{dL}$). Le compteur de réflexion indique que le défaut n'est pas vu en réflexion avec ces trois modes. On distingue les deux extrémités du défaut sur les trois images.

5.4.4.3 Discussion

Comme dans le cas précédant les échos de coin « simples » ($L^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}T^{dT}$) ont perdu de leur efficacité pour imagier le défaut incliné même si dans le cas présent ils fournissent tout de même une image correcte du défaut. Le mode mixte $L^{rf}T^{dT}$ donne une tache reconstruite du défaut de forte intensité. En plus de l'image de ce mode et des modes simples, on dispose ici d'une autre image de bonne qualité permettant d'identifier le défaut, celle correspondante au mode $T^{rf}T^{dL}$. Cependant, comme dans le cas précédant, l'image de plus forte intensité, ici $L^{rf}T^{dT}$, s'accompagne d'une image artefact d'intensité similaire, ici correspondant au mode $L^{rf}L^{dT}$. Bien que cette fois-ci plusieurs images convergent vers l'orientation vraie du défaut on ne peut rejeter *a priori* l'image erronée $L^{rf}L^{dT}$.

Pour trancher sans ambiguïté sur les deux orientations possibles du défaut, nous proposons comme dans le cas précédant d'utiliser la comparaison des différentes images reconstruites à partir des données expérimentales avec des images reconstruites à partir de données simulées correspondant au défaut d'orientation erronée -10° . On aura noté que cette simulation est identique à celle correspondante au traducteur en position I avec un défaut d'orientation 10° , ainsi, pour tenir compte du traducteur placé à droite du défaut, les

images simulées correspondantes au défaut fictif sont simplement déduites par symétrie $-d'$ axe $z = 250$ — des images correspondantes au défaut réel inspecté en position I. Les modes L^rL^dL et L^rT^dT donnent des images simulées et expérimentales analogues, cependant on constate des désaccords importants sur certaines images, en particulier pour les modes T^rL^dL , T^rT^dL et T^rT^dT . Cette fois encore la comparaison entre simulation et expérience permet de lever le doute.

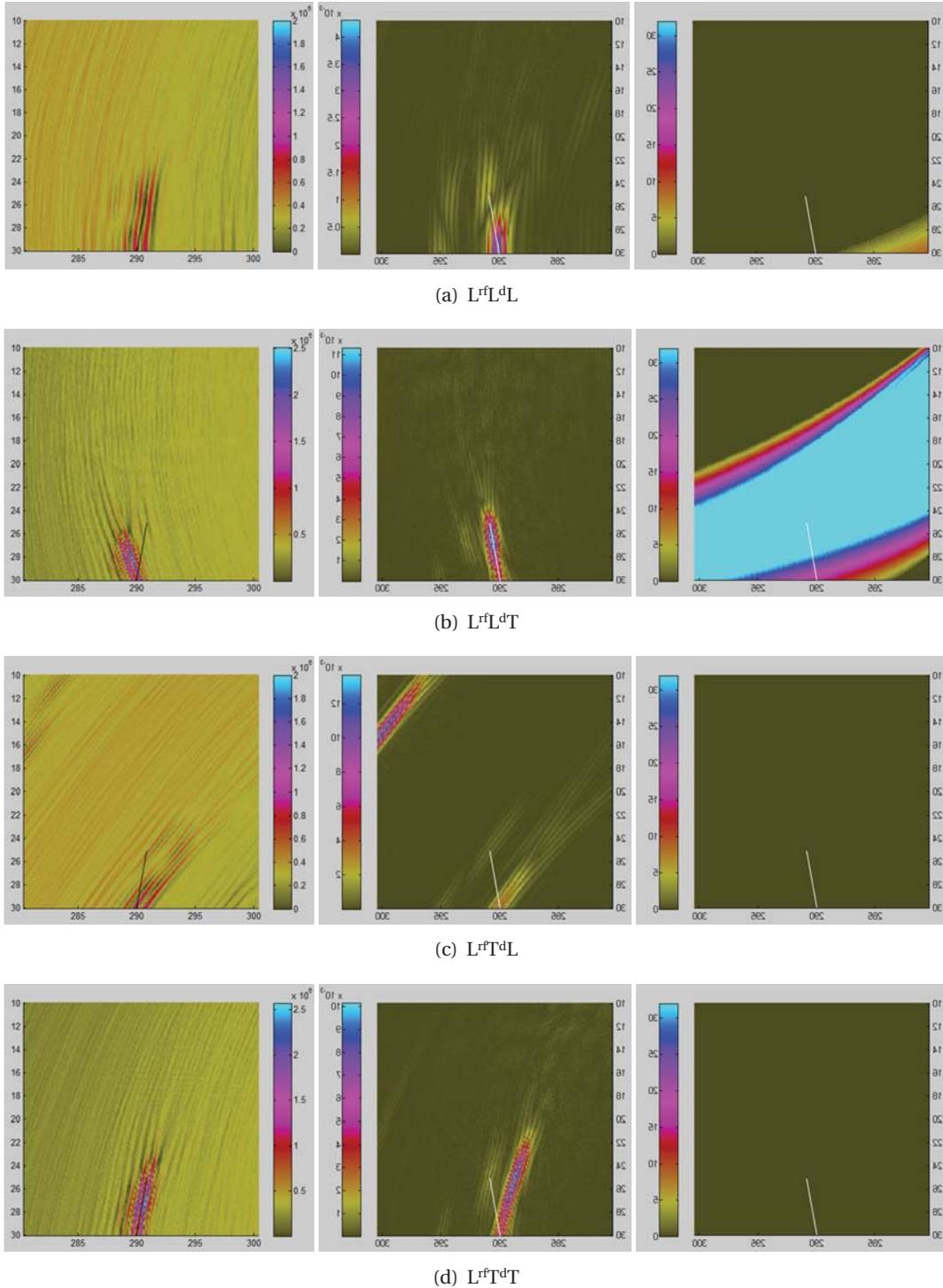


FIGURE 5.55 : Pièce plane. Reconstruction du défaut erroné débouchant incliné (position II) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographies du nombre de couples en réflexion sur un défaut incliné de -10° (à droite). Modes de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c) et L^rT^dT (d).

5.4.4 - Défaut plan incliné débouchant formant un dièdre d'angle aigu

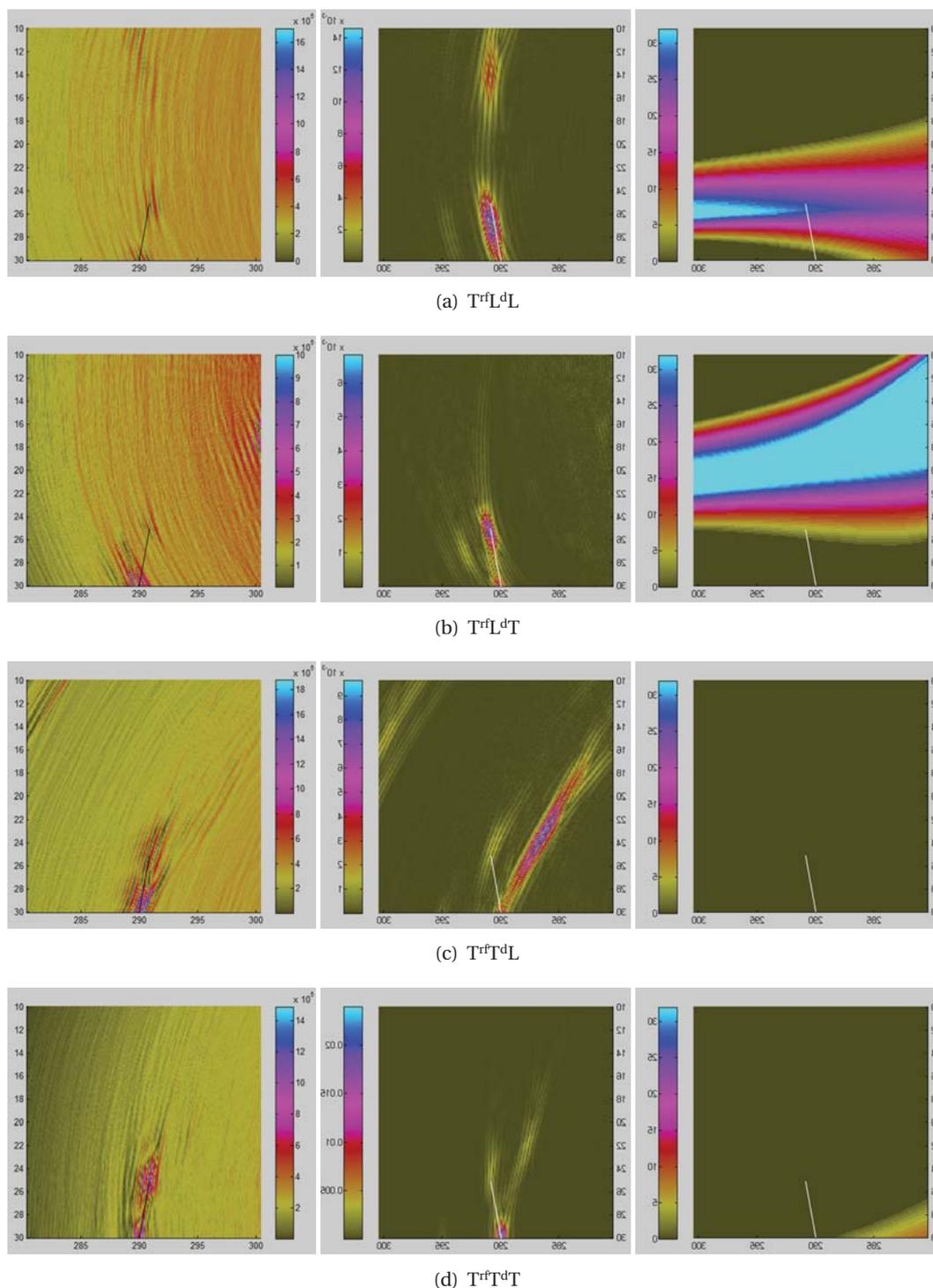


FIGURE 5.56 : Pièce plane. Reconstruction du défaut erroné débouchant incliné (position II) à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographies du nombre de couples en réflexion sur un défaut incliné de -10° (à droite). Modes de coin T^rL^dL (a), T^rL^dT (b), T^rT^dL (c), et T^rT^dT (d).

5.5 Résultats obtenus sur pièce de géométrie complexe

Afin d'évaluer le potentiel de la reconstruction multimodale dans le cas d'une pièce non plane, nous avons effectué des acquisitions expérimentales et mis en œuvre l'algorithme sur une pièce de géométrie

représentative d'un cordon de soudure. Le profil de la surface et du fond de la pièce sont connus et décrits dans un fichier CAO.

Cette pièce est en acier ferritique que l'on suppose être homogène et isotrope. Comme dans la section précédente, les vitesses de propagation pour les deux ondes de volume sont prises égales à $c_T = 3230$ m/s et $c_L = 5900$ m/s pour les ondes transversales et longitudinales. Cette pièce comporte une partie où la surface et le fond sont plans et parallèles, une vérification de la vitesse des ondes L a ainsi pu être réalisée suivant la procédure décrite § 5.4.

Les acquisitions FMC ont été effectuées avec un transducteur flexible (Transducteur Contact Intelligent (TCI) cf. CHAPITRE 1). Ses caractéristiques sont données dans le TABLEAU 5.14.

TABLEAU 5.14 : *Caractéristiques du TCI*

Type	Nombre d'élément	Dimension élément	Espace inter-élément	fréq. centrale
Linéaire	24	0,6 mm × 9 mm	0,3 mm	2,25 MHz

La pièce contient une entaille, de hauteur 12 mm, verticale et débouchante sur le fond. Les acquisitions ont été réalisées en différentes positions du transducteur. Dans la suite on présente les résultats obtenus pour deux positions particulières du transducteur de part et d'autre de l'entaille.

Vérification de la réciprocité des signaux La FIGURE 5.57 représente deux signaux qui ont été mesurés lors de l'acquisition n° 1 § 5.5.1, un signal que l'on a reçu sur l'élément 5 avec une émission par l'élément 15 et l'autre où le rôle de ces deux éléments a été intervertit. On peut distinguer sur chacun les échos liés à différents trajets de coin. Le signal différence sur lequel nous ne voyons plus ces échos permet de vérifier le principe de réciprocité, l'amplitude de ce signal nous donne l'ordre de grandeur du bruit sur les deux signaux mesurés.

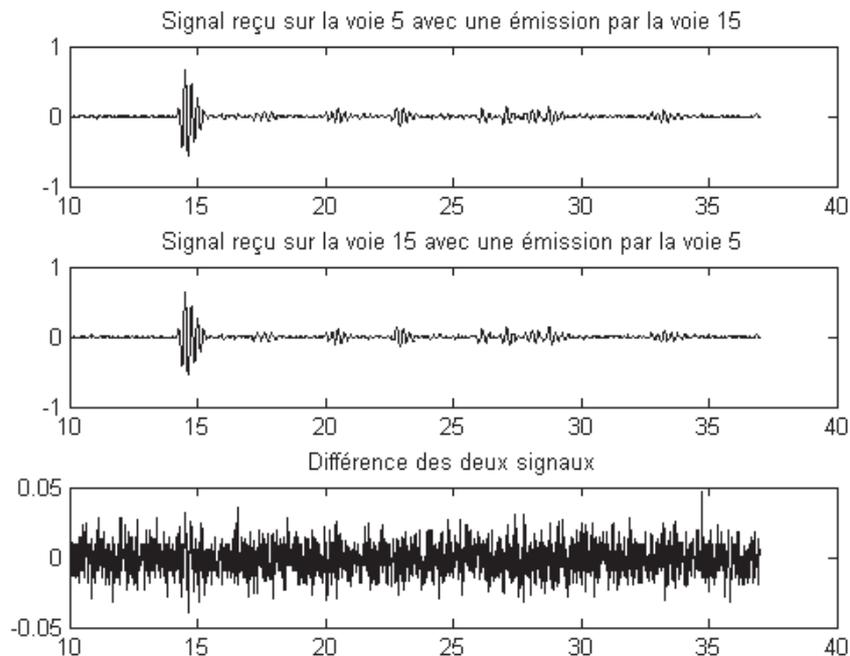


FIGURE 5.57 : TCI positionné en $x = 200$. Signaux (normalisés) mesurés sur les voies 5 et 15 (avec une émission respective par la voie 15 et 5) et différence de ces deux signaux.

5.5.1 Acquisition n° 1

Dans cette configuration schématisée FIGURE 5.58, le défaut est situé entre le capteur et le « cordon de soudure », situation généralement privilégiée en pratique. En prenant comme origine du repère le coin entre la surface et le coté « gauche » de la pièce, le milieu du traducteur et le défaut ont pour abscisses respectives $x = 200$ et $x = 230$ comme représenté FIGURE 5.58. La ROI, centrée sur le défaut, a une taille de $20\text{ mm} \times 20\text{ mm}$ avec un pas de $0,2\text{ mm}$ dans les deux directions.

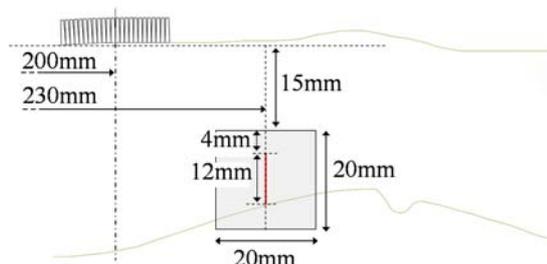


FIGURE 5.58 : Configuration de l'acquisition n° 1. Le milieu du traducteur a pour abscisse $x = 200$.

5.5.1.1 Analyse des images reconstruites en mode direct

Les images reconstruites avec les trois trajets directs sont présentées FIGURE 5.59. Contrairement au cas de la pièce plane nous ne disposons pas ici d'acquisition sur un réflecteur de référence (« trou génératrice »). Nous avons donc choisi de comparer l'intensité des taches sur les cartographies en prenant comme référence l'intensité de la tache L^dL correspondant à l'extrémité débouchante de l'entaille. Les intensités maximales des taches reconstruites avec les modes directs ainsi normalisées sont reportées au TABLEAU 5.15. Ces trois modes, grâce aux échos de coin, permettent de repérer l'extrémité débouchante du défaut avec une intensité significative, 0 , -1 et 4 dB respectivement pour les modes L^dL (FIGURE 5.59(a)), L^dT (FIGURE 5.59(b)) et T^dT (FIGURE 5.59(c)). Ces rapports d'amplitude sont du même ordre que ceux qui avait été observés dans le cas plan correspondant. Ici, le mode mixte responsable de la tache L^dT est le mode $T^{rL}L^dL$ (dans le cas plan il s'agissait du $L^{rL}L^dT$). L'extrémité haute de l'entaille est vue avec les trois modes, néanmoins dans le cas L^dL la résolution est très mauvaise sans doute à cause d'une tache artefact. Ici, nous pouvons remarquer que le « nuage » observé avec la pièce plane en T^dT n'apparaît pas dans les cartographies. Nous avons interpréter ce nuage comme provenant d'échos de fond multiple L^rL et $L^{rL}L^rL$. Dans le cas présent, le fond n'étant pas parallèle à la surface, ces échos ne sont pas détectés comme on peut le voir, par exemple, sur les signaux FIGURE 5.57, le premier écho de géométrie est observé mais pas le second.

TABLEAU 5.15 : Estimations, à partir des données mesurées et des trajets directs, de la position des extrémités du défaut

Trajet	Figure	Position		Écart		Intensité(dB)
		x	z	Δx	Δz	
L^dL (haut du défaut)	5.59(a)	230,3	20,1	0,3	1,1	-6
L^dL (bas du défaut)		229,5	31,0	0,5	0,0	0
L^dT (haut du défaut)	5.59(b)	231,0	18,7	1,0	0,3	-10
L^dT (bas du défaut)		230,4	30,8	0,4	0,2	-1
T^dT (haut du défaut)	5.59(c)	230,9	19	0,9	0,0	-4
T^dT (bas du défaut)		229,5	31,0	0,5	0,0	4

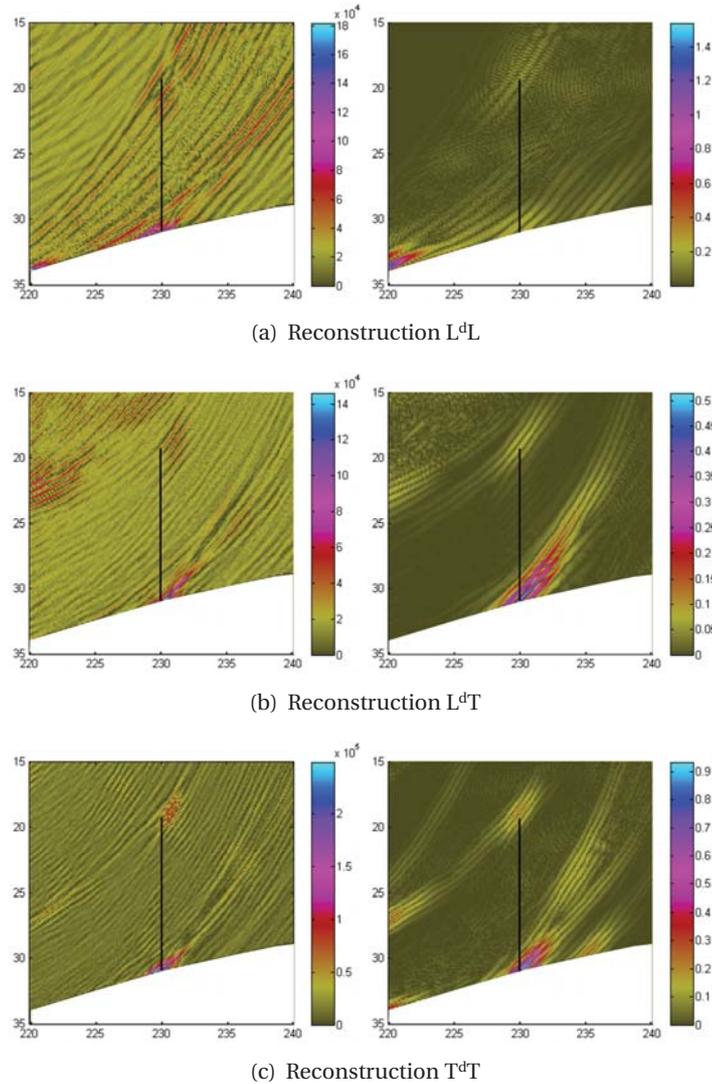


FIGURE 5.59 : Pièce complexe. Reconstruction du défaut avec l'acquisition n° 1, à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (à droite), pour les différents modes de propagation directs L^dL (a), L^dT (b), et T^dT (c).

5.5.1.2 Analyse des images reconstruites en mode de coin

Les images reconstruites ainsi que les cartographies du compteur de réflexion pour les différents modes de coin à partir des données simulées et expérimentales sont présentées FIGURE 5.60 et FIGURE 5.61. Les intensités maximales pour chaque mode ainsi que leurs localisations sont reportées TABLEAU 5.16. Le fond n'étant pas horizontal, l'entaille vue du traducteur forme avec le fond un trièdre d'angle obtu (d'environ 105°). On se retrouve donc dans une configuration qui présente des analogies avec le cas du défaut tilté analysé § 5.4.3 ce que confirment les cartographies du compteur de réflexion qui sont assez proches dans les deux cas.

Images T^rT^dT et L^rL^dL [FIGURES 5.61(d) et 5.60(a)] Le compteur de réflexion indique qu'aucune réflexion spéculaire n'a lieu sur le défaut avec les modes T^rT^dT et L^rL^dL , on ne peut donc obtenir d'image de ce défaut avec ces modes. Néanmoins, dans les deux cas on observe une tache localisant l'extrémité débouchante du défaut, de forte intensité (4 dB) pour le mode T^rT^dT et de plus faible intensité (1 dB) pour le mode L^rL^dL .

5.5.1 - Acquisition n° 1

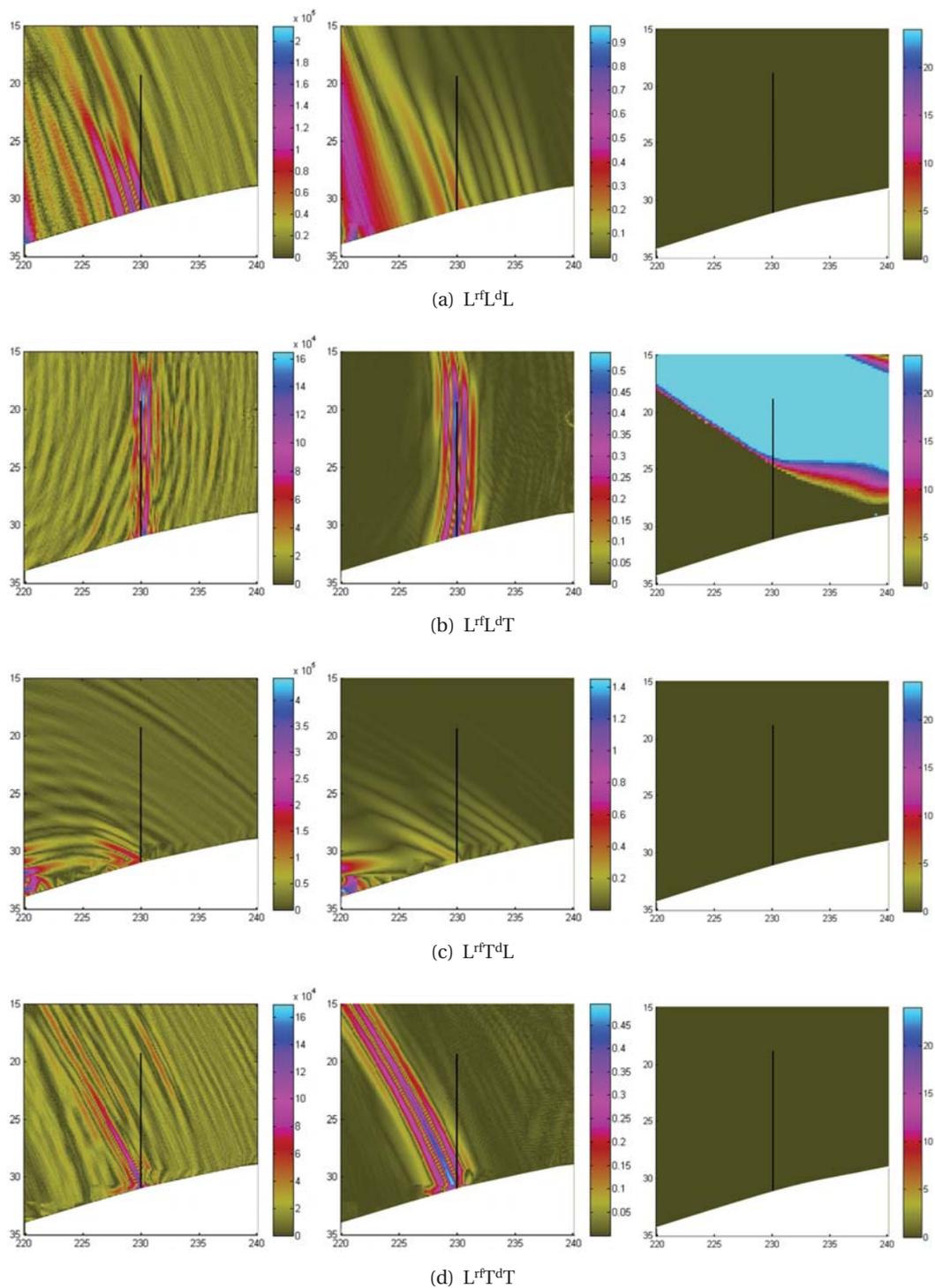


FIGURE 5.60 : Pièce complexe. Reconstruction avec acquisition n° 1, à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de propagation en écho de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c), et L^rT^dT (d).

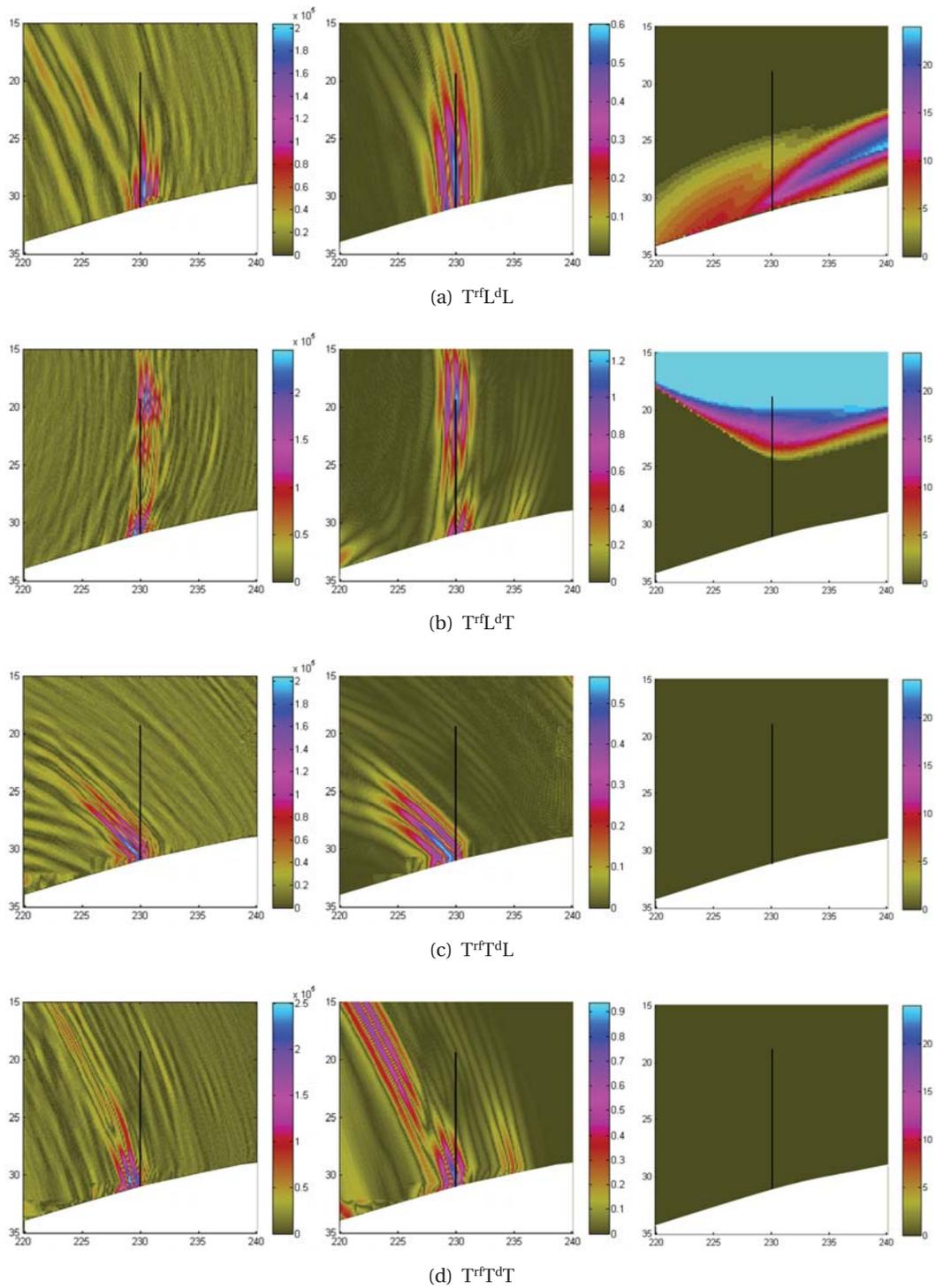


FIGURE 5.61 : Pièce complexe. Reconstruction avec acquisition n° 1, à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de propagation en écho de coin $T^{rf}L^dL$ (a), $T^{rf}L^dT$ (b), $T^{rf}T^dL$ (c), et $T^{rf}T^dT$ (d).

TABLEAU 5.16 : Estimation des points brillants sur les cartographies reconstruites avec échos de coin (données réelles)

Trajet	Figure	Mesure		Distance au défaut Δl	Intensité(dB)
		x	z		
L ^{rf} L ^d L	5.60(a)	229,5	31,0	0,5	1
L ^{rf} L ^d T	5.60(b)	230,3	19	0,3	1
L ^{rf} T ^d L	5.60(c)	229,5	31,0	0,5	2
L ^{rf} T ^d T	5.60(d)	230,0	31,0	0,0	1
T ^{rf} L ^d L	5.61(a)	230,4	29,4	0,6	2
T ^{rf} L ^d T	5.61(b)	230,5	19,3	0,6	5
T ^{rf} T ^d L	5.61(c)	229,3	29,9	0,4	2
T ^{rf} T ^d T	5.61(d)	229,3	30,6	0,8	4

Image T^{rf}L^dL et T^{rf}T^dL [FIGURES 5.61(a) et 5.61(c)] Comme dans le cas du défaut tilté de 10° dans la pièce plane, la cartographie du compteur de réflexion pour le mode T^{rf}L^dL indique ici aussi une zone favorable à la réflexion sur le défaut à proximité du fond. Cependant ici le défaut est de plus grande taille et ne se trouve que partiellement dans cette zone ce qui explique que seule la partie basse de l'entaille est correctement imagée. Contrairement au cas plan la pièce complexe ne présente pas d'axes de symétrie à mi-profondeur, on peut donc penser que pour le mode T^{rf}L^dL le phénomène des taches artefacts symétriques aux taches reconstruites telles qu'observé sur le cas plan (cf. FIGURE 5.48(a)) n'a pas lieu ici. Néanmoins, la position et la taille choisie de la ROI ne permettent pas de l'affirmer. Dans le cas du mode T^{rf}T^dL avec le défaut tilté de 10° dans la pièce plane, il n'y a pas de zone favorable à la détection dans la ROI. Cependant, l'image montre une tache inclinée de même intensité que dans l'image T^{rf}L^dL et prenant naissance de l'extrémité débouchante du défaut. Il s'agit d'une tache artefact due à la reconstruction des échos de coin T^{rf}L^dL sous hypothèse d'un trajet T^{rf}T^dL. En effet, vers le fond de la pièce, les temps de vol relatifs à ces deux modes sont proches puisque seule diffère la partie du trajet entre le fond de la pièce et le défaut.

Images L^{rf}L^dT et L^{rf}T^dT [FIGURES 5.60(b) et 5.60(d)] Ces deux modes donnent lieu à une tache de même intensité significative 1 dB. En comparaison avec la configuration analogue sur pièce plane, la zone permettant d'avoir un grand nombre de réflexion sur le défaut est ici décalée vers le haut de la pièce. De ce fait, alors que dans le cas plan on avait une image complète du défaut, nous ne pouvons imager par réflexion que la partie haute de l'entaille. On observe cependant une seconde tache localisée sur la partie débouchante du défaut. Cette seconde tache provient très certainement de la diffraction en T du coin. En ce qui concerne le mode L^{rf}T^dT, le compteur de réflexion indique que ce mode ne permet pas de voir en réflexion ce défaut. La tache artefact observée sur l'image correspond en fait à la reconstruction de l'écho L^{rf}L^dT sous l'hypothèse erronée d'un trajet L^{rf}T^dT.

Image T^{rf}L^dT [FIGURE 5.61(b)] De manière analogue aux deux modes précédents, le haut du défaut est imagé en réflexion par le mode T^{rf}L^dT. Comme dans le cas du défaut incliné de 10° dans la pièce plane, nous avons de grande valeur du compteur de réflexion vers le haut de la ROI en T^{rf}L^dT. Précédemment, la faible extension du défaut ne permettait qu'à un très faible nombre de couple émetteur-récepteur de pouvoir contribuer à l'image du haut du défaut incliné. Ici, la zone d'intérêt a été décalée vers le haut, mais le défaut considéré est aussi plus étendu ce qui permet dans ce cas d'avoir une image par réflexion du haut de l'entaille. On se retrouve dans le même cas que le mode L^{rf}L^dT. Nous observons également une tache localisant l'extrémité débouchante de l'entaille qui elle correspond à la diffraction du coin en T^dT.

Image L^{rf}T^dL [FIGURE 5.60(c)] Seule est localisée l'extrémité basse du défaut. La tache observée correspond à la reconstruction du mode L^dL.

5.5.1.3 Discussion

Nous avons montré les analogies qu'il existe entre le cas étudié ici et celui du défaut incliné dans une pièce plane. Les résultats peuvent donc s'interpréter de la même façon. Ici, la configuration de contrôle est assez défavorable puisque aucun mode de coin n'est efficace sur la totalité du défaut. On obtient cependant des images reconstruites donnant une bonne idée du défaut pour différents modes, les modes L^rL^dT et T^rL^dL et, dans une moindre mesure, le mode T^rL^dT .

5.5.2 Acquisition n° 2

Dans cette section, nous avons sollicité les capacités du TCI à épouser la forme de la surface, il a ainsi été placé de l'autre côté du défaut sur le cordon de soudure présentant une forte irrégularité de surface. Dans cette position le défaut est vu comme formant avec le fond un dièdre d'angle aigu, ce qui on le rappelle a fait l'étude de § 5.4.4. Nous verrons dans la suite, en effet, des similitudes entre les deux cas. La référence 0 dB est toujours l'intensité de la tache L^dL de l'acquisition précédente. Pour cette acquisition, le milieu du traducteur est positionné à l'abscisse $x = 250$. Il est placé au dessus de ce qui serait le « bourrelet » de la soudure (FIGURE 5.62).

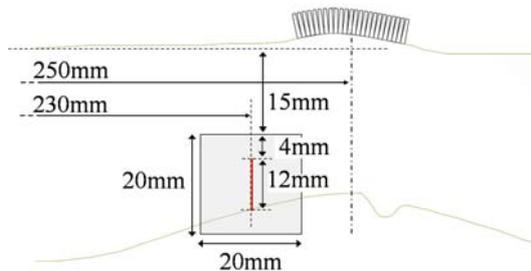


FIGURE 5.62 : Configuration de l'acquisition n° 2. Le milieu du traducteur a pour abscisse $x = 250$.

5.5.2.1 Analyse des images reconstruites en mode direct

Les images reconstruites avec les trois modes directs sont présentées FIGURE 5.63. Les localisations et intensités des points brillants des taches reconstruites avec les données réelles sont reportées au TABLEAU 5.17.

TABLEAU 5.17 : Estimations, à partir des données mesurées et des trajets directs, de la position des extrémités du défaut

Trajet	Figure	Position		Écart		Intensité(dB)
		x	z	Δx	Δz	
L^dL (haut du défaut)	5.59(a)	228,5	18,0	1,5	1,0	-4
L^dL (bas du défaut)		228,8	29,7	1,2	1,3	1
L^dT (haut du défaut)	5.59(a)	/	/	/	/	/
L^dT (bas du défaut)		228,0	29,4	2,0	1,6	4
T^dT (haut du défaut)	5.59(a)	229,6	18,4	0,4	0,6	-4
T^dT (bas du défaut)		230,4	30,8	0,4	0,2	4

La comparaison des tableaux 5.15 et 5.17 montrent qu'excepté pour la tache L^dT correspondant au bas du défaut, les intensités des taches sont similaires (écart inférieur ou égal à 2 dB). Nous avons observé le même phénomène dans le cas de la pièce plane avec un défaut incliné de 10° vu du traducteur avec un angle aigu. Ceci confirme qu'avec le traducteur flexible l'effet de la variation de surface est peu significatif. Nous pouvons remarquer que dans ce cas l'intensité de la tache L^dT est supérieur de 5 dB à son intensité dans le cas précédent. Cette plus grande intensité s'explique par une plus grande amplitude des échos de coin

5.5.2 - Acquisition n° 2

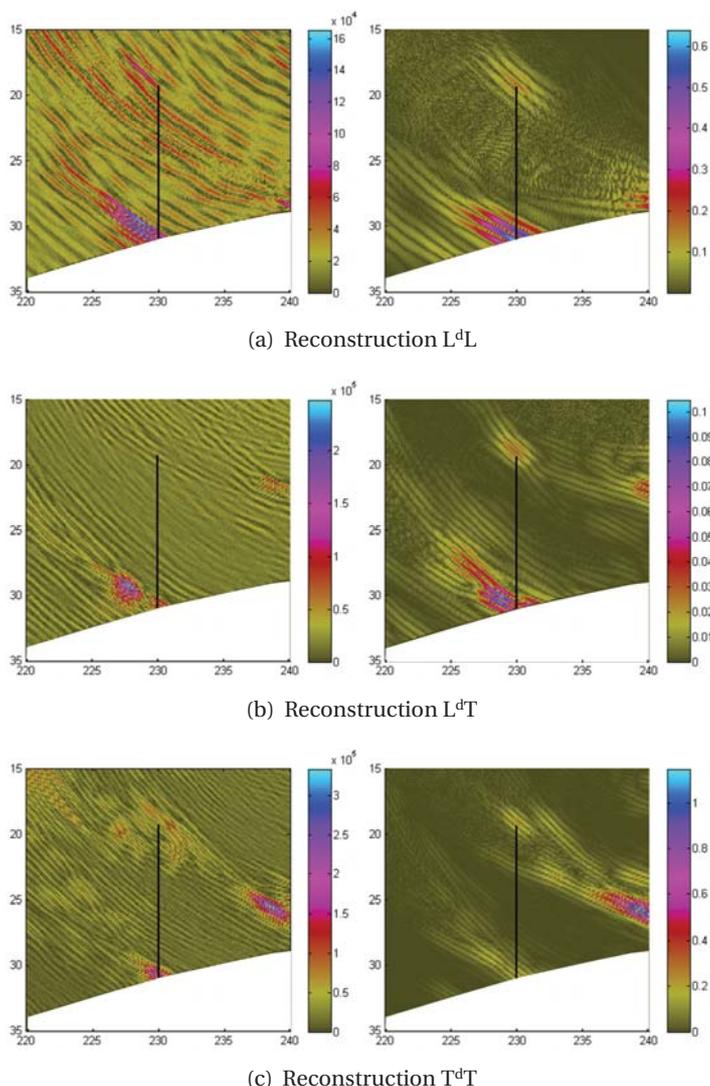


FIGURE 5.63 : Pièce complexe. Reconstruction du défaut avec l'acquisition n° 2, à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (à droite), pour les différents modes de propagation directs L^dL (a), L^dT (b), et T^dT (c).

mixte pour un dièdre aigu ce qui avait déjà été observé dans le cas plan. Dans le cas plan, cette augmentation d'amplitude correspondait à un changement du mode mixte efficace qui passait de L^rL^dT à L^rT^dT ici, comme nous le verrons par la suite, le mode mixte efficace qui était T^rL^dL dans la position I est remplacé par les modes T^rT^dL et surtout L^rT^dT en position n° 2 comme on peut le voir sur les cartographies de compteur de réflexions présentées à la section suivante. Cependant, on note ici la mauvaise localisation de la tache L^dT correspondant au bas de l'entaille. Cette délocalisation n'est pas due à une erreur sur les paramètres puisqu'elle est aussi vue en simulation. Elle est cohérente avec les observations qui seront faites sur les images de coin. Nous reviendrons sur cette question dans la section suivante. Une observation plus précise de l'image montre l'existence d'une tache de plus faible intensité localisée exactement sur l'extrémité de l'entaille. On peut penser que cette tache correspond à la reconstruction de l'écho de diffraction direct L^dT .

5.5.2.2 Analyse des images reconstruites en mode de coin

Les images reconstruites pour chacun des modes de coin, à partir des données simulées et expérimentales, ainsi que les cartographies du compteur de réflexion –pour un défaut vertical– sont présentées FIGURE 5.64 et FIGURE 5.65. La localisation et la valeur du point d'intensité maximale pour chaque mode de coin sont reportées TABLEAU 5.18.

TABLEAU 5.18 : Estimation des points brillants sur les cartographies reconstruites avec échos de coin (données réelles)

Trajet	Figure	Mesure		Distance au défaut Δl	Intensité(dB)
		x	z		
$L^{rf}L^{dL}$	5.64(a)	229,0	21,7	1,0	-1
$L^{rf}L^{dT}$	5.64(b)	227,3	24,6	2,7	10
$L^{rf}T^{dL}$	5.64(c)	229,6	31,0	0,4	-2
$L^{rf}T^{dT}$	5.64(d)	229,6	22,3	0,4	6
$T^{rf}L^{dL}$	5.65(a)	225,3	25,2	4,7	-3
$T^{rf}L^{dT}$	5.65(b)	227,1	26,3	2,9	-4
$T^{rf}T^{dL}$	5.65(c)	229,8	28,1	0,2	4
$T^{rf}T^{dT}$	5.65(d)	229,8	18,8	0,3	4

Images $L^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}T^{dT}$ [FIGURES 5.64(a) et 5.65(d)] Comme pour le cas du défaut incliné de 10° dans la pièce plane (Position n° 2), les modes $L^{rf}L^{dL}$ et $T^{rf}T^{dT}$ sont efficaces aussi dans cette configuration puisqu'ils permettent tous deux de voir le défaut en réflexion sur quasiment toute sa hauteur, à l'exception de l'extrémité basse du défaut. Ainsi, on observe pour le mode $L^{rf}L^{dL}$ une tache présentant deux régions de forte intensité, celle du haut étant due à la réflexion sur le défaut et celle du bas au phénomène de diffraction par le coin. Dans le cas $T^{rf}T^{dT}$, ces deux régions sont disjointes. Comme nous l'avons déjà mentionné, du fait d'une plus faible amplitude des échos de coin en L par rapport à ceux en T, l'intensité maximale de la tache $L^{rf}L^{dL}$ est plus faible que celle obtenue avec $T^{rf}T^{dT}$ (-1 dB contre 4 dB).

Images $L^{rf}T^{dT}$ et $L^{rf}L^{dT}$ [FIGURES 5.64(d) et 5.64(b)] L'image reconstruite du défaut $L^{rf}T^{dT}$ de forte intensité (6 dB) s'étend sur tout le défaut à l'exception de la partie basse. Le fait que l'extrémité basse ne soit pas imagée est surprenant. La même observation étant faite en simulation on peut exclure l'effet d'un décalage en profondeur de la tache correspondant à une fluctuation d'un paramètre (positionnement du capteur, vitesse, ...). On remarque sur la cartographie du compteur de réflexion une chute brutale et très localisée au niveau du coin du nombre de couple émetteur-récepteur efficace. Cependant, cette chute n'est pas suffisante pour expliquer le phénomène observé puisque le mode reste tout de même efficace (autour de 15 couples contributeurs). On peut penser que cet exemple illustre les limites de l'indicateur de réflexion basé sur une modélisation très simplifiée. Nous reviendrons sur cette possible interprétation. Nous avons observé lors de l'analyse des reconstructions directes une délocalisation de la tache L^{dT} supposée correspondre au bas de l'entaille. Cette délocalisation est cohérente avec le fait que l'écho mixte n'est pas efficace jusqu'au coin. Dans le cas de la pièce plane comportant un défaut incliné –qui, vu du traducteur, forme un angle aigu avec le fond–, nous avons observé de manière analogue que le mode $L^{rf}T^{dT}$ fournit une image correcte du défaut (car se trouvant dans une zone favorable en regard des réflexions) et que le mode $L^{rf}L^{dT}$ montrait une tache artefact due à la reconstruction des échos de coin $L^{rf}T^{dT}$ sous hypothèse $L^{rf}L^{dT}$. Dans le cas présent nous obtenons également une tache artefact similaire pour le mode $L^{rf}L^{dT}$. Cependant, l'intensité de cette tache de 10 dB est significativement supérieure à l'intensité de la tache $L^{rf}T^{dT}$ (6 dB) ce qui est surprenant et mériterait une analyse plus poussée. On note que la tache ne s'étend pas jusqu'au coin ce qui confirmerait s'il en était besoin le fait que l'image $L^{rf}L^{dT}$ est bien l'artefact correspondant à l'image $L^{rf}T^{dT}$.

5.5.2 - Acquisition n° 2

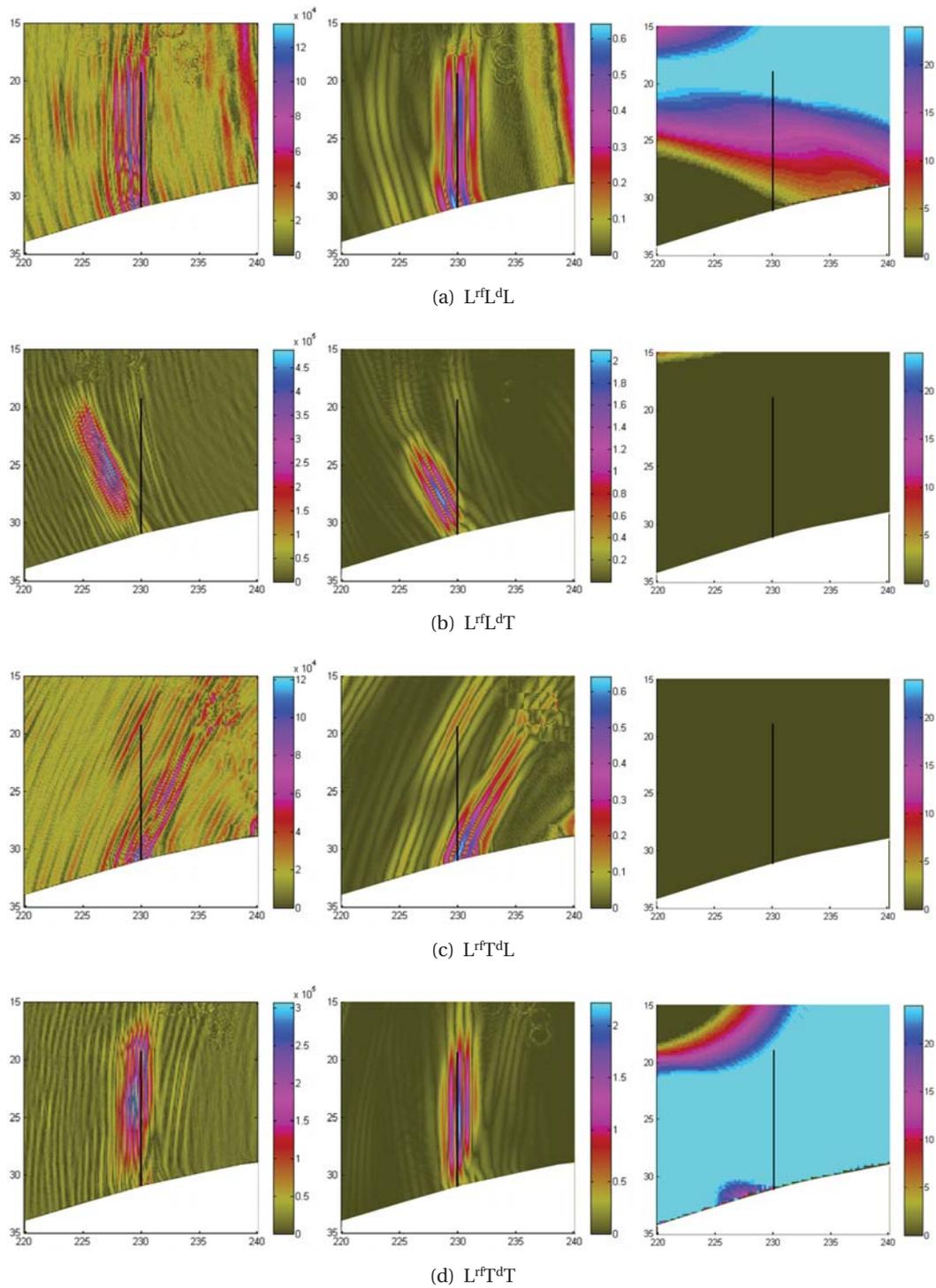


FIGURE 5.64 : Pièce complexe. Reconstruction avec acquisition n° 2, à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de propagation en écho de coin L^rL^dL (a), L^rL^dT (b), L^rT^dL (c), et L^rT^dT (d).

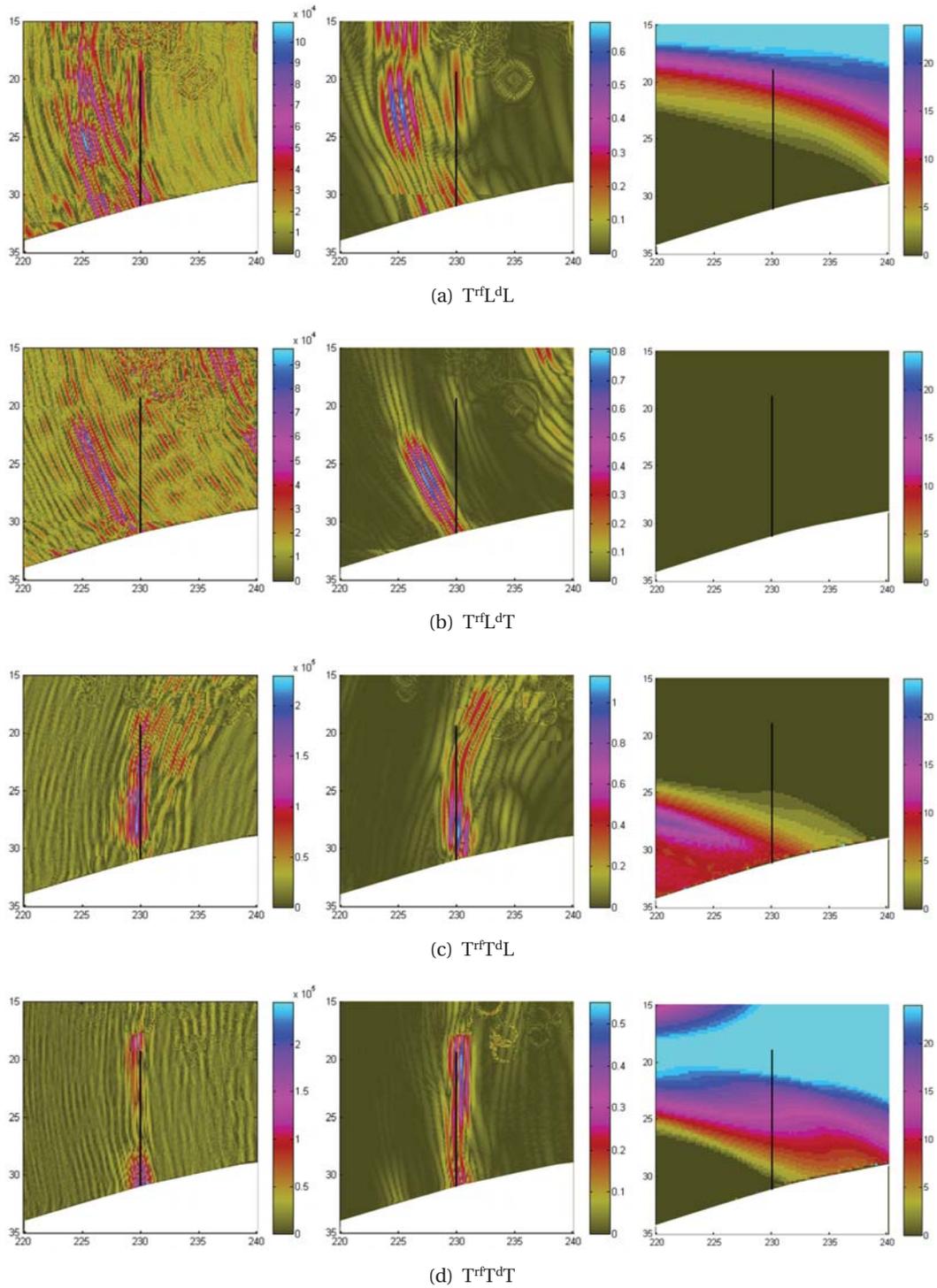


FIGURE 5.65 : Pièce complexe. Reconstruction avec acquisition n° 2, à partir de données expérimentales (à gauche) et simulées (au milieu), et cartographie du nombre de couples en réflexion sur un défaut vertical (à droite). Modes de propagation en écho de coin T^{rfL^dL} (a), T^{rfL^dT} (b), T^{rfT^dL} (c), et T^{rfT^dT} (d).

Image $T^{rf}T^dL$ [FIGURE 5.65(c)] Comme dans le cas de la pièce plane, nous avons une zone de réflexion se trouvant vers le fond de pièce. Ici le compteur de réflexion montre que la partie basse du défaut est vue par réflexion ce qui concorde avec la tache de forte intensité imageant le bas du défaut. Sur l'image expérimentale, on observe une tache localisée à l'extrémité haute du défaut qui pourrait s'interpréter comme étant due à la diffraction suivant le trajet $T^{rf}T^dL$. Cependant, cette interprétation semble infirmer par l'image en simulation sur laquelle nous n'observons pas le même phénomène. On note que comme dans le cas du mode $L^{rf}L^dT$, l'extrémité basse du défaut n'est pas imagée alors que le compteur de réflexion indique qu'elle devrait l'être. Nous n'avons pas d'explication définitive pour ce phénomène. Lors de l'analyse du mode $L^{rf}T^dT$ nous avons invoqué le caractère simplificateur du compteur de rayons. Une interprétation pourrait être l'existence d'interférences destructives entre les deux échos $T^{rf}T^dL$ et $L^{rf}T^dT$ revenant du coin avec les mêmes temps de vol.

Images $T^{rf}L^dL$, $T^{rf}L^dT$ et $L^{rf}T^dL$ [FIGURES 5.65(a), 5.65(b) et 5.64(c)] Les images obtenues avec ces trois modes sont de faible intensité ou noyées dans une zone d'artefact. Pour le mode $T^{rf}L^dL$, aussi bien dans cette configuration que dans la configuration analogue sur pièce plane, nous avons une zone de possible réflexion se trouvant vers le haut de la ROI. Dans le cas plan, le défaut n'étant pas dans cette zone, il ne pouvait être imagé avec ce mode. Ici, le compteur de réflexion montre que la moitié haute du défaut peut être vue par réflexion. Cependant, la tache est noyée dans un bruit de forte intensité correspondant à des artefacts de reconstruction. On observe en particulier une tache plus intense à gauche du défaut, des considérations en temps de vol indique que cette tache est probablement due à la reconstruction des échos $T^{rf}T^dL$ sous hypothèse $T^{rf}L^dL$. Or, la tache reconstruite est noyée dans le bruit et nous n'observons qu'une tache artefact qui en ressort dont l'origine est probablement la reconstruction des échos $T^{rf}T^dL$. Les images $T^{rf}L^dT$ et $L^{rf}T^dL$ pour lesquels aucune réflexion ne peut avoir lieu sur le défaut, ne permettent que de localiser les extrémités de l'entaille. Les données simulées permettent de rendre compte facilement que les taches reconstruites avec ces deux modes sont similaires dans cette configuration et celle sur pièce plane avec lequel le défaut incliné forme un trièdre d'angle aigu avec le fond.

5.5.2.3 Discussion

Dans la configuration de contrôle précédente (Acquisition n° 1), la surface était quasiment plane le long de la barrette ce n'est plus le cas ici. Cependant, les résultats obtenus montre que la reconstruction par méthode FTP continue d'être efficace. Les variations de la surface ont peu d'influence du fait de l'utilisation d'un traducteur flexible et de la connaissance que l'on a de la géométrie de la pièce. Ainsi, comme dans le cas précédent, la configuration comporte des analogies fortes avec le cas du défaut incliné dans la pièce plane. Plusieurs modes fournissent des images de forte intensité et représentative du défaut, le mode $L^{rf}T^dT$ et dans une moindre mesure le $T^{rf}T^dL$. Comme dans le cas plan la simulation peut être utilisée pour discriminer de façon certaine les images représentatives du défaut et les images artefacts (cas $L^{rf}L^dT$ et $L^{rf}T^dT$).

5.6 Conclusion

Dans la perspective d'une application à la détection et à la caractérisation de défaut de type fissure nous nous sommes attachés, dans ce chapitre, à étendre et évaluer l'approche en reconstruction jusque là limitée à des défauts quasi ponctuels au cas de défauts étendus.

Dans la première partie du chapitre, nous avons évalué la capacité de l'algorithme FTP à imager un défaut étendu dans le cas idéalisé d'un réflecteur plan plus ou moins horizontal vu en réflexion spéculaire. Par simulation, nous avons vu que l'algorithme permettait d'obtenir une image du défaut à partir de laquelle il est possible de déduire sa taille et son orientation, sous réserve que le défaut soit suffisamment grand (au

moins plusieurs longueur d'onde) et suffisamment peu désorienté. Cette dernière condition assure que le défaut est bien vu en réflexion par un nombre suffisant de couples émetteur-récepteur.

Nous nous sommes ensuite intéressés au cas plus réaliste d'un défaut proche du fond de la pièce inspectée et plus ou moins normal à cette surface. Nous avons ainsi généralisé l'algorithme FTP pour prendre en compte la multiplicité des trajets ultrasonores (échos directs, échos de coin, conversion de modes) donnant lieu à la réception d'échos. Il devient ainsi possible de reconstruire l'acquisition en considérant l'un ou l'autre des modes échographiques et d'obtenir ainsi différentes images correspondant aux différents modes.

L'algorithme FTP généralisé a été appliqué dans un premier temps à l'inspection d'une pièce de géométrie plane comportant des entailles débouchantes et non débouchante de différentes tailles et orientations. Nous avons également réalisés des acquisitions avec un traducteur flexible sur une pièce de géométrie (surface et fond) complexe. Dans tous les cas on a pu obtenir une ou plusieurs cartographies présentant des taches de forte intensité correctement localisées sur le défaut. Le mode le plus efficace en échographie variant d'une configuration à l'autre (position, dimension et orientation du défaut), les cartographies « utiles » ne sont pas les mêmes dans tous les cas. L'interprétation des cartographies a été facilitée par l'exploitation d'un outil dit « compteur de réflexions » que nous avons développé afin d'évaluer l'efficacité d'un mode donné pour la détection du défaut considéré. Nous avons donné une interprétation approfondie des images obtenues en nous appuyant également sur la simulation. Nous avons, à cette occasion, observé une bonne adéquation entre images obtenues à partir d'acquisitions expérimentales et simulées.

Cette étude a mis en évidence le remarquable potentiel de la technique proposée en termes de détection, localisation, identification et dimensionnement de défauts étendus. En ce qui concerne la détection et la localisation, la sommation cohérente réalisée par FTP sur un mode donné conduit à l'obtention d'une intensité maximale sur l'image au lieu du défaut. Plus remarquable encore est la capacité tout à fait originale de la technique à fournir une (ou plusieurs) image(s) du défaut sur tout ou partie de sa « hauteur ». Ainsi l'identification du défaut en tant que tel est grandement facilitée par rapport à d'autres techniques. La technique peut également être utilisée pour dimensionner le défaut. Le dimensionnement correct à partir d'une seule image n'est bien sûr possible que si tout le défaut est effectivement vu par un nombre suffisant de couples émetteur-récepteur avec le mode échographique correspondant. Lorsque ce n'est pas le cas on peut imaginer aisément des stratégies combinant des informations issues de différentes images, en particulier images en diffraction (échos directs) et en réflexion (échos de coin).

Bien entendu, la multiplicité des modes échographiques peut conduire à l'apparition de taches artefacts correspondant à la reconstruction selon un mode donné d'échos qui sont, dans la réalité, dus à un autre mode échographique. L'étude réalisée montre que, en règle générale, ces artefacts ne sont pas gênants pour l'interprétation des résultats. Souvent ils sont soit de faible amplitude soit éloignés de la ROI. Cependant, dans certains cas et en particulier nous l'avons constaté sur les défauts tiltés, ces artefacts peuvent conduire à une ambiguïté : à côté de cartographies donnant une image « correcte » du défaut, certaines cartographies montrent une image « erronée » du défaut. On se trouve alors confronté à devoir choisir entre deux (voire plus) défauts possiblement à l'origine des échos. Nous avons dans un tel cas montré qu'il était possible de lever l'ambiguïté en exploitant la simulation. La stratégie consiste à effectuer une comparaison entre le jeu de cartographies obtenues à partir de l'acquisition et les jeux de cartographies correspondantes obtenues à partir de simulations postulant l'existence de l'un ou l'autre des défauts « candidats ». La mise en oeuvre d'une telle stratégie et son automatisation constitue une perspective de ce travail.

Conclusion générale

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont porté sur l'étude de méthodes de reconstruction dans le contexte de contrôle par ultrasons multi-éléments. L'objectif était de disposer de méthodes d'imageries adaptées aux acquisitions multi-éléments et capables de s'appliquer à des situations complexes, en particulier en ce qui concerne la géométrie de la pièce.

Dans un premier temps nous avons identifié deux approches différentes desquelles nous avons fait dériver un ensemble d'algorithmes. La première approche la plus classique en CND, consiste à repositionner les signaux associés à chacun des tirs ultrasonores le long de rayons. C'est elle qui est à l'œuvre dans les imageries Bscan vrai dans le cas des contrôles par mono-éléments, ou S-scan pour les balayages sectoriels. La seconde approche dite de focalisation synthétique consiste à sommer de façon cohérente les signaux en chacun des points de la région imagée. C'est cette approche qui est à l'œuvre en CND conventionnelle avec l'algorithme SAFT. Dans le CHAPITRE 2 à partir d'une réinterprétation de l'imagerie vraie nous avons proposé un formalisme unifié qui éclaire les spécificités, avantages et limitations des deux approches et surtout a permis de proposer une généralisation du Bscan vrai (algorithme BSVG) s'affranchissant de l'hypothèse d'une propagation rectiligne. Les différents algorithmes proposés à partir de ce formalisme exploitent de façon différente les données théoriques qui sont le temps de vol et l'amplitude du champ en émission-réception que l'on peut associer à un point donné de la région imagée. Les amplitudes théoriques étaient obtenues à partir d'un modèle implémenté dans CIVA calculant le champ rayonné par le traducteur dans la pièce. Les temps de vol théoriques pouvaient être déduits de ce même modèle ou bien obtenus à partir d'un modèle rayon, également disponible dans CIVA, plus approché mais beaucoup plus rapide.

L'étude effectuée et rapportée au CHAPITRE 3 a également mis en évidence, la complémentarité des deux approches précitées : la focalisation synthétique est particulièrement adaptée aux acquisitions exploitant les voies élémentaires tandis que l'approche de type Bscan Vrai l'est pour les acquisitions à faisceaux formés. Nous avons également montré que la généralisation de l'algorithme Bscan vrai (BSVG) proposée améliorerait de façon notable les performances en localisation sur une pièce de géométrie complexe relativement au Bscan vrai classique. Cet algorithme exploite l'amplitude du champ théorique il présente donc l'inconvénient d'être beaucoup moins rapide que son homologue classique. Du côté de la focalisation synthétique nous avons constaté les performances remarquables en termes de détection et de localisation de l'algorithme de focalisation en tous points (FTP) appliqué à une acquisition FMC (*Full Matrix Capture*), c'est-à-dire une acquisition des signaux élémentaires correspondant à toutes les paires possibles d'émetteur-récepteurs sur le traducteur multi-éléments. L'algorithme FTP n'utilise que les temps de vol théoriques et nous n'avons constaté aucune amélioration notable en exploitant également l'amplitude théorique sur une acquisition FMC. Dans la suite des travaux qui se sont centrés sur l'exploitation de l'acquisition FMC nous nous sommes donc limités à cet algorithme qui pouvait être mis en œuvre à partir du modèle rayons.

La technique FMC combinée à la reconstruction FTP ayant montré un grand potentiel pour la localisation des défauts, nous nous y sommes plus particulièrement intéressés. La reconstruction supposant connue l'ensemble des paramètres de la configuration nous nous sommes attachés à évaluer la sensibilité de la technique aux incertitudes sur ces paramètres. En particulier nous avons étudié et quantifié sur un certain nombre de cas représentatifs l'influence d'une incertitude sur le positionnement du traducteur ainsi que sur la description géométrique de la surface de la pièce, afin de nous rapprocher de la réalité pratique d'un contrôle. Les résultats obtenus sont rapportés dans la première partie du CHAPITRE 4.

Conclusion générale

La technique FMC requiert l'acquisition et le traitement de $N \times N$ signaux correspondant aux $N \times N$ paires émetteur-récepteur du traducteur (N étant le nombre d'éléments) ce qui implique des temps d'exécution qui peuvent être réhibitoires pour certaines applications. On comprend ainsi l'intérêt qu'il peut y avoir à réduire le nombre de signaux acquis autrement dit de sélectionner sur le traducteur un sous ensemble d'éléments actifs en émission et en réception. Nous avons évalué plusieurs stratégies pour une telle sélection en comparant, à la fois sur des données simulées et expérimentales, les images obtenues avec l'image de référence correspondant à l'acquisition FMC. Les résultats obtenus montrent que l'on peut réduire de façon très importante le nombre de signaux acquis tout en conservant des performances en détection et localisation tout à fait satisfaisantes. Ces résultats ont été interprétés qualitativement à partir du concept d'ouverture effective. Ce concept permet de représenter un réseau émetteur-récepteur par un réseau équivalent simplement émetteur et on peut montrer l'équivalence en champ lointain entre l'image fournie par FTP et le champ rayonné par le traducteur équivalent. Ainsi la résolution de l'algorithme d'imagerie est directement reliée à l'ouverture effective du traducteur équivalent tandis que l'échantillonnage du traducteur équivalent commande l'apparition de lobes sur l'image.

Une analyse théorique originale est également rapportée dans le CHAPITRE 4. Cette analyse a été menée afin d'approfondir la compréhension et l'interprétation des images obtenues avec l'algorithme FTP. Elle a conduit à établir formellement et quelque soit le système émetteur-récepteur l'équivalence entre l'image FTP et le champ en émission-réception de ce système. Cette équivalence permet en particulier de mieux comprendre les résultats obtenus lors de l'étude de sensibilité de la technique aux incertitudes sur les paramètres de la configuration.

Tous les résultats rapportés précédemment concernent la détection et la localisation de défauts supposés petits devant la longueur d'onde utilisée. La recherche de défauts étendus de type fissure est une problématique très répandue et dans la pratique du CND ce type de défaut est souvent détecté par réflexion via un mécanisme dit d'écho de coin faisant intervenir une réflexion successivement sur une paroi de la pièce et sur le défaut. Dans la dernière partie de la thèse nous nous sommes attachés à évaluer la capacité de la méthode combinant acquisition FMC et algorithme FTP à imager le défaut dans cette configuration. L'algorithme a été généralisé pour prendre en compte non plus seulement le trajet direct entre émetteur et récepteur mais l'ensemble des trajets ultrasonores possibles (échos de coin et conversion de modes d'onde). Cette généralisation permet de reconstruire les données en considérant l'un ou l'autre des trajets et d'obtenir ainsi les différentes images qui leur sont associées. La méthode a été évaluée sur des données expérimentales et simulées obtenues à partir d'entailles de différentes tailles, positions et orientations. Dans tous les cas la méthode a montré sa capacité à fournir une (ou plusieurs) image(s) du défaut sur tout ou partie de sa « hauteur ». Ainsi l'identification du défaut en tant que tel est grandement facilitée par rapport à d'autres techniques. Il s'agit d'un résultat original et particulièrement intéressant car offrant des perspectives prometteuses pour le dimensionnement des défauts.

Nous ouvrons dans le CHAPITRE 5 plusieurs pistes dans cette perspective. Le dimensionnement à partir d'une seule image n'est bien sûr possible que si tout le défaut est effectivement vu par un nombre suffisant de couples émetteur-récepteur avec le mode échographique correspondant. Lorsque ce n'est pas le cas on peut imaginer des stratégies combinant des informations issues de différentes images, en particulier images en diffraction (échos directs) et en réflexion (échos de coin). Par ailleurs, la multiplicité des modes échographiques peut conduire à l'apparition de taches artefacts correspondant à la reconstruction selon un mode donné d'échos qui sont, dans la réalité, dus à un autre mode échographique. L'étude réalisée montre que, en règle générale, ces artefacts ne sont pas gênants pour l'interprétation des résultats. Cependant, dans certains cas (et en particulier nous l'avons constaté lorsque le défaut est désorienté relativement à la normale à la surface sur laquelle il débouche), ils peuvent conduire à des ambiguïtés. Nous avons indiqué comment une telle ambiguïté pourrait être automatiquement levée à l'aide d'une stratégie exploitant les outils de simulation existants.

A

Signal analytique et enveloppe de Hilbert

Dans les techniques ultrasonores, le repérage des échos s'obtient par démodulation et filtrage passe-bas de ce signal (seule la démodulation réelle est prise en compte). Cela revient à prendre l'enveloppe du signal, sans tenir compte de sa phase. C'est une manière très simple d'obtenir la position des échos. L'unicité de l'enveloppe du signal n'est toutefois pas assurée, étant donné que les paramètres du filtre passe-bas peuvent varier. La transformée de Hilbert permet la génération de l'enveloppe instantanée du signal, enveloppe unique, ne dépendant d'aucun paramètre extérieur.

Le signal Ascan $s(t)$ reçu par le transducteur est un signal réel, sa transformation de Fourier (i.e. son spectre) $S(\omega)$ bénéficie de certaines propriétés : sa partie réelle est paire et sa partie imaginaire est impaire

$$\Re[S(\omega)] = \Re[S(-\omega)] \quad (\text{A.1a})$$

$$\Im[S(\omega)] = -\Im[S(-\omega)] \quad (\text{A.1b})$$

En d'autres termes, si on connaît ce qui se passe uniquement pour des fréquences positives, on ne perd pas d'information.

Maintenant, introduisons le signal $s_a(t)$ produit par passage de $s(t)$ dans un système qui ne garde que les fréquences positives et les amplifie par un facteur 2. La transmittance de ce système est donnée par

$$H(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < 0 \\ 2, & \omega \geq 0 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

La notation H est utilisée pour rappeler la fonction de Heaviside.

La transformation de Fourier $S_a(\omega)$ du signal en sortie est donc

$$S_a(\omega) = H(\omega) S(\omega). \quad (\text{A.3})$$

Soit, lorsque l'on repasse dans la domaine temporelle

$$s_a(t) = h(t) \otimes s(t) \quad (\text{A.4a})$$

$$= \left[\delta(t) + j \frac{1}{\pi t} \right] \otimes s(t)$$

$$= s(t) + j \left[s(t) \otimes \frac{1}{\pi t} \right]$$

$$= s(t) + j \hat{s}(t). \quad (\text{A.4b})$$

$\hat{s}(t)$ est ce qu'on appelle la transformée de Hilbert du signal $s(t)$.

Donc passer un signal réel $s(t)$ dans un filtre qui ne garde que les fréquences positives, a pour effet de provoquer l'apparition d'une partie complexe en sortie. Cette partie complexe $\hat{s}(t)$ s'obtient par transformation de Hilbert du signal

$$\hat{s}(t) = s(t) \otimes \frac{1}{\pi t} = \frac{1}{\pi} \text{vp} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau \right\}, \quad (\text{A.5})$$

où « vp » désigne la valeur principale de Cauchy.

Le signal $s_a(t)$ est ce qui est appelé le signal analytique correspondant au signal réel $s(t)$. L'enveloppe (de Hilbert) du signal $s(t)$ est alors, par définition, le module $|s_a(t)|$ du signal analytique,

$$\text{Env}\{s(t)\} = \sqrt{s(t)^2 + \hat{s}(t)^2}. \quad (\text{A.6})$$

L'unicité du module, et donc de l'enveloppe, est ainsi assurée et ne dépend d'aucun paramètre supplémentaire de filtrage. L'enveloppe obtenue dépend uniquement du contenu spectral du signal considéré.

A.1 Déphasage

On note $e(t)$ notre signal de référence et $s(t)$ le signal déphasé de φ . Par définition,

$$s(t) = \cos(\varphi) e(t) - \sin(\varphi) \hat{e}(t), \quad (\text{A.7})$$

où $\hat{e}(t)$ est la transformée de Hilbert de $e(t)$.

L'enveloppe de Hilbert permet de s'affranchir de la phase car deux signaux déphasés ont la même enveloppe.

On reprend notre signal $s(t)$ déphasé de φ , son enveloppe vaut donc d'après (A.7) et (A.6),

$$\text{Env}\{s(t)\} = \sqrt{(\cos(\varphi) e(t) - \sin(\varphi) \hat{e}(t))^2 + (\cos(\varphi) \hat{e}(t) - \sin(\varphi) e(t))^2}. \quad (\text{A.8})$$

La transformée de Fourier de $\hat{e}(t)$ est

$$\mathcal{F}[\hat{e}](f) = -j \text{Sign}(f) \mathcal{F}[e](f),$$

avec

$$\text{Sign}(f) = \begin{cases} -1, & f < 0 \\ 0, & f = 0 \\ 1, & f > 0 \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

d'où $\hat{e} = \mathcal{F}^{-1}[-j \text{Sign}(f) \mathcal{F}[e](f)](t)$ et

$$\begin{aligned} \hat{e}(t) &= \mathcal{F}^{-1}[-j \text{Sign}(f) \mathcal{F}[\hat{e}](f)](t) \\ &= \mathcal{F}^{-1}[(-j \text{Sign}(f))^2 \mathcal{F}[e](f)](t) \\ &= -\mathcal{F}^{-1}[\mathcal{F}[e](f)](t) \\ &= -e(t). \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

D'après (A.8) et (A.10), $\text{Env}\{s(t)\} = \text{Env}\{e(t)\}$.

A.2 Sensibilité du déphasage

Les signaux $e(t)$ et $s(t)$ peuvent s'interpréter respectivement comme l'entrée et la sortie d'un filtre déphaseur de fonction de transfert :

$$H(f) = e^{j\varphi \text{Sign}(f)}.$$

Soit $h_1(t) = h(t + \Delta t)$ la réponse impulsionnelle du filtre déphaseur décalé de Δt .

Dans le domaine fréquentiel,

$$H_1(f) = e^{j2\pi f \Delta t} H(f) = e^{j2\pi f \Delta t} e^{j\varphi \text{Sign}(f)}.$$

Si l'on suppose que le signal est à bande étroite autour d'une fréquence centrale f_c , on peut approximer $H_1(f)$ par :

$$H_1(f) \approx e^{j2\pi f_c \Delta t \text{Sign}(f)} e^{j\varphi \text{Sign}(f)} = e^{j(\varphi + \Delta\varphi) \text{Sign}(f)}.$$

Un décalage temporel Δt provoque donc dans le cas d'un signal à bande étroite un déphasage :

$$\Delta\varphi = 2\pi f_c \Delta t.$$

Un décalage d'un échantillon temporel $1/f_e$, avec f_e la fréquence d'échantillonnage, produit un déphasage de

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{f_c}{f_e}.$$

Nous prenons en général f_e dix fois plus grand que f_c , ce qui implique un déphasage de 36° pour une erreur d'un échantillon temporel.

Annexe B Calcul d'une isochrone pour un écho de coin dans le cas d'un fond plan

$d_{EI} + d_{IP} = d_{E'P}$ avec I étant le point d'incidence sur le fond, et

$$d_{EPR} = d_{E'P} + d_{PR} \quad (\text{B.1})$$

La définition bifocale de l'ellipse \mathcal{E} de foyers E' et R et de demi-grand axe $d_{EPR}/2$ s'écrit :

$$\forall M \in \mathcal{E}, d_{E'M} + d_{RM} = d_{EPR} \quad (\text{B.2})$$

Ces deux relations semblent montrer que l'isochrone que l'on recherche est l'ellipse \mathcal{E} . Cela est vrai en terme de distance, mais il faut s'assurer qu'un point quelconque de cette ellipse vérifie aussi le critère de réflexion sur le fond. Soit un point P' de cette ellipse, en appelant I' l'intersection de $(E'P')$ avec le fond, par symétrie nous avons $d_{EI'} = d_{E'I'}$ d'où $d_{EI'} + d_{I'P'} = d_{E'P'}$. De plus avec de simple considération angulaire on montre que l'angle formé par la droite (EI') et la normale au fond en I' est le même angle que celui formé par $(I'P')$ et cette même normale, ce qui montre que le trajet $E - I' - P'$ correspond bien à une réflexion.

Bibliographie

- J. D. ACHENBACH : *Wave propagation in elastic solids*. North-Holland, Amsterdam, 1973. 94
- H. AMMARI, P. CALMON et E. IAKOVLEVA : Direct Elastic Imaging of a Small Inclusion. *SIAM Journal on Imaging Sciences*, 1(2):169–187, 2008. 11
- B.A. AULD : General electromechanical reciprocity relations applied to the calculation of elastic wave scattering coefficients. *Wave Motion*, 1:3–10, 1979. 7, 104
- A. J. BERKHOUT : The seismic method in the search for oil and gas : current techniques and future development. *In Proceedings of the IEEE*, volume 74, pages 1133–1159, 1986. 8
- A. BULAVINOV, M. DALICHOW, M. KRÖNING, J. H. KURZ, F. WALTE et K. REDDY : Quantitative Ultrasonic Testing of Pressurized Components Using Sampling Phased Array. *In Proceedings of the National Seminar on Non-Destructive Evaluation*, India, 7-9 Décembre 2006. 9
- L. BUTIN, A. LHÉMERY et P. CALMON : A model for predicting effects of surface wave propagation on the echo response from planar cracks. *Ultrasonics*, 36:133–140, 1998. 7
- C. CAFFORIO, C. PRATI et E. ROCCA : Sar data focusing using seismic migration techniques. *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, 27(2):194–207, 1991. 8
- P. CALMON, E. IAKOVLEVA, A. FIDAHOUSSEN, G. RIBAY et S. CHATILLON : Model based reconstruction of UT array data. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 975(1):699–706, 2008. 11
- P. CALMON, A. LHÉMERY, I. LECOEUR-TAÏBI, R. RAILLON et L. PARADIS : Models for the computation of ultrasonic fields and their interaction with defects in realistic NDT configurations. *Nuclear Engineering and Design*, 180:271–283, 1998. 7
- O. CASULA, C. POIDEVIN, G. CATTIAUX et Ph. DUMAS : Control of Complex Components with Smart Flexible Phased Arrays. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 25:829–836, 2006. 5
- P. CATTON, A. HAIG, R. SANDERSON, M. WESTON et P. MUDGE : Enhanced signal processing and characterization using guided waves. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 29A:607–614, 2009. 9
- N. CHAKROUN, M. FINK et F. WU : Time Reversal Processing in Ultrasonic Nondestructive Testing. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 42(6):1087–1098, Novembre 1995. 6
- Y.-F. CHANG et C.-C. CHERN : Frequency-Wavenumber Migration of Ultrasonic Data. *Journal of Nondestructive Evaluation*, 19(1):1–10, 2000. 9
- S. CHATILLON : *Étude d'un système de contrôle par ultrasons des pièces de géométrie complexe à l'aide de traducteurs contacts intelligents*. Thèse de doctorat, Université Paris VII, 1999. 5
- M. CHENEY : The linear sampling method and the music algorithm. *Inverse Problems*, 17(4):591–595, 2001. 10
- R. Y. CHIAO et L.J. THOMAS : Aperture formation on reduced-channel arrays using the transmit-receive apodization matrix. *In IEEE ultrasonics symposium*, pages 1567–1571, 1996. 68, 69

Bibliographie

- J.F. CLAERBOUT : Toward a unified theory of reflector mapping. *Geophysics*, 36(3):467–481, juin 1971. 87
- COFREND : *Essais non destructifs par ultrasons - Technique multi éléments- Terminologie*.
<http://www.cofrend.com/us-multi/>. 7
- G. D. CONNOLLY, M. J. S. LOWE, S. I. ROKHLIN et J. A. G. TEMPLE : Synthetically focused imaging techniques in simulated austenitic steel welds using an ultrasonic phased array. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 29A:871–878, 2009. 9
- L.J. CUTRONA : Comparison of sonar system performance achievable using synthetic aperture techniques with the performance achievable by more conventional means. *Journal of the Acoustical Society of America*, 58(2):336–348, 1975. 8
- M. DARMON, P. CALMON et C. BELE : Modelling of the ultrasonic response of inclusions in steels. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 22A:101–108, 2003. 7
- A.J. DEVANEY : Time Reversal Imaging of Obscured Targets From Multistatic Data. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(5):1600–1610, Mai 2005. 10
- S.R. DOCTOR, T.E. HALL et L.D. REID : SAFT-the evolution of a signal processing technology for ultrasonic testing. *NDT International*, 19(3):163–167, 1986. 8, 16
- N. FAVRETTO-CRISTINI, P. CRISTINI et E. de BAZELAIRE : What is a seismic reflector like? *Geophysics*, 74(1):13–23, janvier-février 2009. 92
- M. FINK : Time reversal of ultrasonic field - part I : Basic principles. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 39:556–566, 1992. 6
- J. GAZDAG et P. SGUAZZERO : Migration of seismic data. *In Proceedings of the IEEE*, volume 72, pages 1302–1315, Octobre 1984. 8
- N. GENGEMBRE : *Modélisation du champ ultrasonore rayonné dans un solide anisotrope et hétérogène par un traducteur immergé*. Thèse de doctorat, Université Paris VII, 1999. 7
- N. GENGEMBRE et A. LHÉMERY : Pencil method in elastodynamics : application to ultrasonic field computation. *Ultrasonics*, 38:495–499, 2000. 7
- P.T. GOUGH et D.W. HAWKINS : Imaging algorithms for strip-map synthetic aperture sonar : Minimizing the effects of aperture errors and aperture undersampling. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 22:27–39, 1997. 8
- C. HOLMES, B.W. DRINKWATER et P.D. WILCOX : Post-processing of the Full Matrix of Ultrasonic Transmit-Receive Array Data for Non-Destructive Evaluation. *NDT&E International*, 38(8):701–711, 2005. 6, 9, 16, 37
- A. J. HUNTER, B. W. DRINKWATER et P. D. WILCOX : The Wavenumber Algorithm for Full-Matrix Imaging Using an Ultrasonic Array. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 55(11):2450–2462, 2008. 9
- J. A. JENSEN, S. I. NIKOLOV, K. L. GAMMELMARK et M. H. PEDERSEN : Synthetic aperture ultrasound imaging. *Ultrasonics*, 44:5–15, 2006. 8
- H. JEONG, J.-S. LEE et C.-H. LEE : Time reversal beam focusing of ultrasonic array transducer on a defect in a two layer medium. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 29A:948–953, 2009. 9
- M. KARAMAN, P.C. LI et M. O'DONNELL : Synthetic aperture imaging for small scale systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 42(3):429–442, 1995. 8, 69
- G.S. KINO : *Acoustic Waves : Devices, Imaging and Analog Signal Processing*. Prentice-Hall, 1987. 107

- A. KIRSCH : The MUSIC algorithm and the factorisation method in inverse scattering theory for inhomogeneous media. *Inverse Problems*, 18(4):1025–1040, 2002. 10
- H. S. KWON, S. H. CHO, S. S. LEE et J. Y. KIM : An improved processing algorithm for guided wave phased array in plate structures. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 29A:655–661, 2009. 9
- S. K. LEHMAN et A. J. DEVANEY : Transmission mode time-reversal super-resolution imaging. *Journal of the Acoustical Society of America*, 113(5):2742–2753, 2003. 10
- A. LHÉMERY : Impulse-response method to predict echo-responses from targets of complex geometry. Part I : Theory. *Journal of the Acoustical Society of America*, 90(5):2799–2807, 1991. 14
- F. LINGVALL : A method of improving overall resolution in ultrasonic array imaging using spatio-temporal deconvolution. *Ultrasonics*, 42:961–968, 2004. 14
- G.R. LOCKWOOD, J.R. TALMAN et S.S. BRUNKE : Real-Time 3-D Ultrasound Imaging Using Sparse Synthetic Aperture Beamforming. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 45(4): 980–988, 1998. 68, 83
- S. MAHAUT, S. CHATILLON, N. LEYMARIE, F. JENSON et P. CALMON : Simulation tools for predicting non destructive testing of heterogeneous and anisotropic structures. *In The International Congress of Ultrasonics*, Vienne, 9-12 Avril 2007. paper 1652. 8
- S. MAHAUT, O. ROY, C. BERONI et B. ROTTER : Development of phased array techniques to improve characterization of defect located in a component of complex geometry. *Ultrasonics*, 40:165–169, 2002. 4
- K. MAYER, R. MARKLEIN, K.J. LANGENBERG et T. KREUTTER : Three-Dimensional imaging system based on Fourier transform synthetic aperture focusing technique. *Ultrasonics*, 28(4):241–255, 1990. 9
- L. MOREAU, B.W. DRINKWATER et P.D. WILCOX : Ultrasonic imaging algorithms with limited transmission cycles for rapid nondestructive evaluation. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 56(9):1932–1944, September 2009. 69
- M. MÉPHANE : *Modélisation du contrôle ultrasonore de tubes d'acier présentant des défauts de type « entaille longitudinale »*. Thèse de doctorat, Université Paris 7, 1997. 7
- K. NAGAI : Fourier domain reconstruction of synthetic focus acoustic imaging system. *In Proceedings of the IEEE*, volume 72, pages 748–749, 1984. 9
- J. POGUET, L. CHUPIN, P. GENDREU, S. MAHAUT et O. ROY : Contrôle ultrasonore au moyen de transducteurs multi-éléments : design et applications. *The e-Journal of Nondestructive Testing & Ultrasonics*, 6(8), 2001. 4
- J. PORRÉ : *Conception de méthodes de reconstruction ultrasonore pour le contrôle par multi-éléments de composants complexes*. Thèse de doctorat, Université Paris 7, 2005. 19
- J. PORRÉ, S. MAHAUT, S. CHATILLON et P. CALMON : Simulation of phased array techniques and model based data reconstruction. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 24:906–913, 2005. 8
- C. PRADA et M. FINK : Eigenmodes of the time-reversal operator : a solution to selective focusing in multiple-target media. *Wave Motion*, 20:151–163, 1994. 9
- C. PRADA, E. KERBRAT, D. CASSEREAU et M. FINK : Time Reversal techniques in ultrasonics nondestructive testing of scattering media. *Inverse Problems*, 18:1761–1773, 2002. 10
- C. PRADA et 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*, 114 (1):235–243, Juillet 2003. 10, 11

Bibliographie

- J. M. REID et J. J. WILD : Current developments in ultrasonic equipment for medical diagnosis. *IRE Transactions on Ultrasonic Engineering*, 5(1):44–58, 1957. 8
- O. ROY, S. MAHAUT, M. SERRE et A. LHÉMERY : Application of ultrasonic beam-forming and self-focusing techniques to defect characterization. *In Proceedings of the First International Conference on NDE in Relation to Structural Integrity for Nuclear and Pressurized Component*, pages 480–487, Cambridge, 1999. Woodhead publishing limited. 7
- R. SAGLIO et A.C. PROT : Ultrasonic Focusing Techniques. *In Research techniques in nondestructive testing*, volume 8. Academic Press, London, r. s. sharpe édition, 1985. 3
- L. SCHMERR et S.J. SONG : *Ultrasonic Nondestructive Evaluation Systems*. Springer, 2007. 104
- J. SEYDEL : *Research Techniques in Nondestructive Testing*, volume 6, chapitre Ultrasonic Synthetic Aperture Focusing Techniques in NDT, pages 1–47. Academic Press, London, R.S. Sharpe édition, 1982. 8
- C.W. SHERWIN, J.P. RUINA et R.D. RAWCLIFFE : Some early developments in synthetic aperture radar systems. *IRE Transactions on Military Electronics*, 6:111–115, 1962. 8
- A. SHLIVINSKI et K. J. LANGENBERG : Defect imaging with elastic waves in inhomogeneous-anisotropic materials with composite geometries. *Ultrasonics*, 46:89–104, 2007. 9
- S.-J. SONG, H. J. SHIN et Y. H. JANG : Development of an ultrasonic phased array system for nondestructive tests of nuclear power plant components. *Nuclear Engineering and Design*, 214:151–161, 2002. 4
- P.R. STEPANISHEN : Transient radiation from pistons in an infinite planar baffle. *Journal of the Acoustical Society of America*, 49:1629–1638, 1971. 14
- T. STEPINSKI : An Implementation of Synthetic Aperture Focusing Technique in Frequency Domain. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 54(7):1399–1408, 2007. 9
- R. H. STOLT : Migration by Fourier transform. *Geophysics*, 43(1):23–48, 1978. 9
- G. TOULLELAN, A. NADIM, O. CASULA, E. ABITTAN, L. DOUDET et P. DUMAS : Contrôle de composants de géométries complexes à l'aide de traducteurs multi-éléments flexibles. Journées de la Confédération Française pour les Essais Non Destructifs (COFREND), mai 2008. Actes sur CD-ROM : 9 pages. 5
- P.D. WILCOX, C. HOLMES et B.W. DRINKWATER : Advanced reflector characterization with ultrasonic phased array in NDE applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 54: 1541–1550, 2007. 37
- C.A. WILEY : Pulsed Doppler Radar methods and apparatus. Rapport technique, US Patent 3 196 436, 1954-1965. 8
- J. ZHANG, B.W. DRINKWATER et P.D. WILCOX : The use of scattering matrix to model multi-modal array inspection with the TFM. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 28:888–895, 2009. 9, 104

Résumé

Développement de méthodes de reconstruction ultrasonore pour la localisation et la caractérisation de défauts

Les techniques de contrôle non-destructif s'appuyant sur des traducteurs ultrasons multi-éléments sont maintenant de plus en plus utilisées dans l'industrie. Ces traducteurs offrent en effet de nombreux avantages, en particulier une polyvalence d'utilisation et une adaptabilité à des configurations complexes. De plus des techniques d'acquisition avancées, telle que la *Full Matrix Capture*, permettent d'avoir accès à des données beaucoup plus riches et complètes que celles fournies par les techniques conventionnelles, offrant ainsi de nouvelles possibilités en terme de localisation et de caractérisation de défauts.

Les travaux de cette thèse ont pour objectif de mettre en œuvre des méthodes d'imagerie et de reconstruction adaptées aux diverses acquisitions multi-éléments possibles. Pour cela, nous proposons différentes méthodes dérivées de l'approche dite de focalisation synthétique. Ces méthodes s'appuient sur des modèles directs développés au CEA LIST et implémentés dans la plateforme CIVA. Ces derniers peuvent, en outre, prendre en compte des configurations de contrôle complexes, notamment en ce qui concerne l'état de surface -irrégulier- des pièces inspectées.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la localisation de diffracteur quasi-ponctuel. Sous cette hypothèse, nous avons évalués les performances des méthodes proposées lorsqu'elles sont appliquées à différents types d'acquisitions. La suite des travaux s'est recentrée sur l'étude de la *Full Matrix Capture* couplée à l'algorithme dit de « Focalisation en Tous Points (FTP) », cette combinaison ayant montré de bonnes performances en terme de localisation.

Dans un second temps, nous avons prolongé notre approche à la reconstruction de défauts étendus et à la prise en compte de trajets ultrasonores multiples. En particulier, nous avons appliqué cette généralisation de l'algorithme FTP à la localisation et à la caractérisation d'entaille proche du fond de la pièce à l'aide d'échos de coin, échos dus à des réflexions successives de l'onde ultrasonore sur le fond et le défaut.

Les différentes méthodes envisagées dans ces travaux ont été appliquées avec des données simulées ainsi qu'avec des mesures expérimentales.

Mots-clés : Ultrasons, Reconstruction, Imagerie, Multi-éléments, Focalisation synthétique, Full Matrix Capture.

Abstract

Development of ultrasonic reconstruction method for the localization and characterization of defects

Techniques for nondestructive testing based on ultrasonic phased array probe are now increasingly used in industry. These probes offer many advantages, in particular use versatility and adaptability to complex configurations. More advanced acquisition techniques, such as « Full Matrix Capture », provide access to collection of data richer and more complete than those provided by conventional techniques, offering so new possibilities in terms of localization and characterization of defects.

The work of this thesis aims to implement imaging and reconstruction methods for various operating modes of UT array inspection. For this, we propose different methods derived from the so-called synthetic focusing. These methods rely on forward models developed at CEA LIST and implemented in the CIVA software platform. These models can also take into account the complex inspection configurations, especially in regard to the -irregular- surface inspected parts.

At first, we were interested in locating point-like scatterer. Under this hypothesis, we evaluated the performance of the proposed methods when they are applied with different types of inspection operating mode. Next work has been refocused on the study of the Full Matrix Capture coupled to the algorithm called *Focalisation en Tous Points (FTP)*, this combination has shown good performance in terms of defect localization.

In a second step, we generalized our approach to extended defects and multiple ultrasonic paths. In particular, we applied the latest FTP algorithm to the localization and characterization of notch near the bottom of the part with corner echoes, echoes due to successive ultrasonic wave reflections on the bottom and defect.

The different methods considered in this work have been applied with both simulated data and experimental measurements.

Keywords : Ultrasonics, Reconstruction, Imaging, UT Arrays, Synthetic Focusing, Full Matrix Capture.

