



**HAL**  
open science

# Étude et évaluation d'un système multi-radars monostatiques ultra large bande - Application à la détection et à l'identification de chutes sur les voies ferroviaires

Ali Mroue

► **To cite this version:**

Ali Mroue. Étude et évaluation d'un système multi-radars monostatiques ultra large bande - Application à la détection et à l'identification de chutes sur les voies ferroviaires. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2010. Français. NNT : 2010VALE0037 . hal-00572718

**HAL Id: hal-00572718**

**<https://hal.science/hal-00572718>**

Submitted on 17 Nov 2020

**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.

2010 VALE 0037

N° d'ordre: XXXX

UNIVERSITÉ DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRÉSIS (UVHC)

INSTITUT NATIONAL DE RECHERCHE SUR LES TRANSPORTS ET LEUR SÉCURITÉ (INRETS)

THÈSE

PRÉSENTÉE PAR

ALI MROUÉ

EN VUE D'OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE ET ACOUSTIQUE

ÉTUDE ET ÉVALUATION D'UN SYSTÈME MULTI-RADARS MONOSTATIQUES  
ULTRA LARGE BANDE - APPLICATION À LA DÉTECTION ET À  
L'IDENTIFICATION DE CHUTES SUR LES VOIES FERROVIAIRES

DATE DE LA SOUTENANCE

30 - NOVEMBRE - 2010

DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE

François Le Chevalier

Professeur des Universités, Université Technique de Delft/Rapporteur

Mohamed Himdi

Professeur des Universités, Université de Rennes I/Rapporteur

Pierre Borderie

Ingénieur de recherche HDR, ONERA - Centre de Toulouse/Examineur

Atika Rivenq

Professeur des Universités, UVHC/Directeur

Marc Heddebaut

Ingénieur de recherche HDR, INRETS/Directeur

Fouzia Boukour

Chargée de recherche, INRETS/Encadrante



N° d'ordre: XXXX

UNIVERSITÉ DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRÉSIS (UVHC)

INSTITUT NATIONAL DE RECHERCHE SUR LES TRANSPORTS ET LEUR SÉCURITÉ (INRETS)

THÈSE

PRÉSENTÉE PAR

ALI MROUÉ

EN VUE D'OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE ET ACOUSTIQUE

ÉTUDE ET ÉVALUATION D'UN SYSTÈME MULTI-RADARS MONOSTATIQUES  
ULTRA LARGE BANDE - APPLICATION À LA DÉTECTION ET À  
L'IDENTIFICATION DE CHUTES SUR LES VOIES FERROVIAIRES

DATE DE LA SOUTENANCE

30 - NOVEMBRE - 2010

DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE

François Le Chevalier

Professeur des Universités, Université Technique de Delft/Rapporteur

Mohamed Himdi

Professeur des Universités, Université de Rennes I/Rapporteur

Pierre Borderie

Ingénieur de recherche HDR, ONERA - Centre de Toulouse/Examinateur

Atika Rivenq

Professeur des Universités, UVHC/Directeur

Marc Heddebaut

Ingénieur de recherche HDR, INRETS/Directeur

Fouzia Boukour

Chargée de recherche, INRETS/Encadrante



*A mon père, à l'âme de ma mère,*

---

---

# Remerciements

---

---

Comme le veut la tradition, je vais essayer de satisfaire au « difficile » exercice de la page de remerciements : la difficulté réside, non dans l'expression de la gratitude pour les personnes qui m'ont soutenu, mais dans le fait de n'oublier personne.

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de recherche Marc Heddebaut qui a mis mon pied sur l'étrier des études sur le thème radar. Je le remercie également pour ses conseils, son écoute, son regard critique et les discussions scientifiques intéressantes qui m'ont beaucoup aidé à avancer.

Mes remerciements s'adressent aussi à mes encadrantes Atika Rivenq et Fouzia Boukour pour la liberté et la confiance qu'elles m'ont accordées pendant les années de préparation de ma thèse

Je remercie François Le Chevalier et Mohamed Himdi de m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de cette thèse.

Un très grand merci à Marion Berbineau la directrice du laboratoire LEOST de m'avoir accueilli pendant trois ans au sein du laboratoire.

Je tiens aussi à adresser mes remerciements et ma gratitude à Divitha Seetharamdoo et Jean-Pierre Ghys pour les discussions scientifiques qui ont enrichi mon travail.

Je remercie en vrac toutes les personnes que j'ai eu la chance de rencontrer au laboratoire LEOST : Victor, Crépin, Malik, Emmanuel, Olivier, Corinne, ...

Cela va de soi de remercier la famille et les amis : Tout d'abord, je remercie mon père qui a beaucoup travaillé pour me permettre d'être là où je suis ; je le remercie pour tous les sacrifices et les efforts qu'il a faits pour que je puisse poursuivre mes études en France ; je le remercie pour sa générosité, son affection, ses encouragements et son soutien. Je remercie également ma mère qui aurait aimé être là mais que la vie et la maladie n'ont pas épargnée pour qu'elle puisse voir mon travail accompli. Mes parents, je vous remercie énormément et je sais que vous êtes très fiers de moi. Je remercie ma tante et mes sœurs Linda, Randa, Raghda et Nahla pour leur amour intarissable et leurs encouragements.

Je remercie également Abdallah pour son inconditionnel et irremplaçable soutien. Il a été présent pour partager aussi bien les moments de joies que les moments de tristesse ; je le remercie aussi pour sa patience inépuisable, son infinie générosité, son amitié inconditionnelle. Je remercie également Ali Khanafer, mon frère d'armes, qui m'a accompagné dans presque toutes les étapes de préparation de ce travail mais qui m'a devancé et a soutenu avant moi. Enfin, je remercie Zeinab pour la lecture et la correction de mon manuscrit et qui a ajouté sa touche magique à mon travail. A tout ceux que j'ai mentionnés et ceux que j'ai oubliés de citer, je vous remercie et je vous dédie ce travail.

# TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES	vi
LISTE DES FIGURES	ix
<b>1 TECHNIQUE RADAR ET CADRE DE NOTRE ÉTUDE</b>	<b>5</b>
1.1 RADAR	6
1.1.1 Introduction	6
1.1.2 Radar à ondes entretenues	6
1.1.3 Radar à corrélation	9
1.1.4 Radar à impulsions	10
1.1.5 Radar à impulsions pour la détection de chute d'objets sur les voies	12
1.2 TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE ET RADAR ULTRA LARGE BANDE	13
1.2.1 Technologie Ultra Large Bande	13
1.2.2 Contexte réglementaire de notre application ULB	20
1.2.3 Formes d'onde ULB	21
1.2.4 Conclusion	22
1.3 RADAR ULTRA LARGE BANDE	22
1.3.1 Introduction	22
1.3.2 Potentiel du radar ULB	22
1.3.3 Distinction entre radar ULB et radar à bande étroite	23
1.3.4 Domaines d'applications civiles des radars ULB	24
<b>2 PROCÉDURE D'IDENTIFICATION DES CIBLES ET LIGNE DE TRANSMISSION</b>	<b>29</b>
2.1 PROCÉDURE D'IDENTIFICATION DES CIBLES	30
2.1.1 Introduction	30
2.1.2 Reconnaissance/Identification Automatique d'Obstacles	30
2.1.3 R/IAO basée sur les résonances complexes	31
2.1.4 Les pôles naturels de résonance	35
2.1.5 Extraction des Résonances Naturelles Complexes	36
2.1.6 Conclusion	43
2.2 LIGNE DE TRANSMISSION	43
2.2.1 Étude comparative de lignes de transmission	43
2.2.2 Guide d'onde	48
2.2.3 Guide d'onde à fentes	50
2.2.4 Conclusion	58
<b>3 DIMENSIONNEMENT DU SYSTÈME MULTI-RADARS MONOSTATIQUES ET TRAITEMENT DES SIGNAUX REÇUS</b>	<b>61</b>

3.1	INTRODUCTION . . . . .	62
3.2	OPTIMISATION DU GÉNÉRATEUR . . . . .	62
3.2.1	Sélection de la fréquence centrale et de la largeur de bande de fréquence . . . . .	62
3.2.2	Conclusion . . . . .	66
3.3	PROCÉDURE D'OPTIMISATION DU GUIDE D'ONDE . . . . .	66
3.3.1	Procédure de calcul des discontinuités . . . . .	68
3.3.2	Application au design d'un guide d'onde à fentes transversales (polarisation horizontale) . . . . .	71
3.3.3	Application au design d'un guide d'onde à fentes longitudinales (polarisation verticale) . . . . .	72
3.3.4	Conclusion . . . . .	73
3.4	VALIDATION DE LA MÉTHODE DE TRAITEMENT . . . . .	74
3.4.1	Exemple didactique . . . . .	74
3.4.2	Validation vis-à-vis d'autres méthodes d'extraction . . . . .	77
3.5	TRAITEMENT SEM DES CIBLES DÉTECTÉES PAR UN GUIDE D'ONDE À FENTE . . . . .	83
3.5.1	Introduction . . . . .	83
3.5.2	Extraction des pôles de résonances d'objets significatifs . . . . .	85
3.5.3	Conclusion . . . . .	93
3.6	MÉTHODE DE DISCRIMINATION . . . . .	94
3.6.1	Conclusion . . . . .	97
4	VALIDATION EXPÉRIMENTALE DU SYSTÈME RADAR . . . . .	101
4.1	INTRODUCTION . . . . .	102
4.2	EXPÉRIMENTATION EN RÉGIME TEMPOREL . . . . .	102
4.2.1	Corps humain . . . . .	103
4.2.2	Ballon métallisé . . . . .	104
4.2.3	Boule de pétanque . . . . .	104
4.2.4	Bonbonne d'eau . . . . .	104
4.2.5	Pyramide en cuivre . . . . .	105
4.2.6	Résultats de discrimination . . . . .	106
4.3	EXPÉRIMENTATION EN RÉGIME SINUSOÏDAL . . . . .	107
4.3.1	Corps humain : homme 1 . . . . .	109
4.3.2	Valise 1 . . . . .	110
4.3.3	Pyramide . . . . .	111
4.4	CONCLUSION . . . . .	113
A	ANNEXES . . . . .	121
A.1	MÉTHODE DE TLS-PRONY . . . . .	122
A.2	MÉTHODE DE KUMARESAN ET TUFTS . . . . .	123
A.3	BIBLIOTHÈQUE DE PÔLES DE RÉSONANCE ISSUE DES SIMULATIONS . . . . .	126
A.3.1	Adulte en PEC de taille 1.8 m . . . . .	126
A.3.2	Adolescent en muscle de taille 1.2 m . . . . .	127
A.3.3	Enfant en PEC de taille 0.5 m . . . . .	128
A.3.4	Enfant en muscle de taille 0.5 m . . . . .	129
A.3.5	Bouteille en plastique de volume 0.5 l remplie d'eau . . . . .	130
A.3.6	Cannette de soda modèle 1 en aluminium . . . . .	131
A.3.7	Cannette de soda modèle 2 de taille différente de celle de la cannette précédente . . . . .	132

A.3.8	Porte-document constitué en matière plastique avec quelque détails en aluminium	133
A.3.9	Valise métallique en aluminium	134
A.3.10	Valise de voyage en plastique avec quelques détails en aluminium	135
A.4	BIBLIOTHÈQUE DE PÔLES DE RÉSONANCE ISSUE DES EXPÉRIMENTATIONS	136
A.4.1	Homme 1 vu de dos	136
A.4.2	Femme	137
A.4.3	Homme 2	138
A.4.4	Valise 1 vue de face	139
A.4.5	Valise 1 vue à 45°	140
A.4.6	Pyramide vue à 45°	141
A.4.7	Valise 2 vue à 45°	142
A.4.8	Valise 2 vue de côté	143
A.4.9	Valise 2 vue de face	144
	<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>145</b>

# LISTE DES FIGURES

1.1	Onde entretenue modulée en fréquence . . . . .	7
1.2	Modèle simplifié d'un radar FM/CW. . . . .	8
1.3	Séquence pseudo-aléatoire de période $T = N \times T_h$ . . . . .	10
1.4	Génération du code pseudo-aléatoire avec $N = 127 = 2^7 - 1$ . . . . .	10
1.5	Signaux émis et reçus par un radar à impulsions. . . . .	11
1.6	Dispositif de détection de chutes sur les voies fondé sur une technologie de radar ULB. . . . .	12
1.7	Densité spectrale de puissance des signaux bande étroite, large bande et très large bande. . . . .	15
1.8	Masques des limitations de P.I.R.E selon la FCC. . . . .	16
1.9	Masques des limitations de P.I.R.E selon l'ECC (07/2007). . . . .	19
1.10	Nouvelles applications - Masques des limitations de PIRE selon l'ECC (07/2007). . . . .	20
1.11	Formes d'onde Gaussienne d'ordre 0, 1 et 2. . . . .	21
1.12	Tentative de classification des applications radar ULB. . . . .	24
1.13	Altimètre et radar ULB d'anticollision <i>Hummingbird</i> . . . . .	25
1.14	Tag+Radar anticollision. . . . .	26
1.15	RadarVision 2i. . . . .	26
1.16	PRISM200. . . . .	27
2.1	Stratégies de traitement pour un radar à haute résolution. . . . .	31
2.2	Représentation des pôles de résonance d'une cible dans le plan complexe. . . . .	36
2.3	Illustration de l'utilisation d'une bibliothèque des pôles de résonances complexes de cibles radar. . . . .	37
2.4	Géométrie d'une ligne de transmission de type microstrip. . . . .	44
2.5	Géométrie d'une ligne de transmission de type CPS. . . . .	44
2.6	Atténuation longitudinale de la ligne microstrip (pointillés), la CPS (hachurée) et le guide d'onde (continue). . . . .	48
2.7	Guide d'onde rectangulaire et notation utilisée. . . . .	49
2.8	Champs électrique et magnétique pour le mode $TE_{01}$ . . . . .	51
2.9	Distribution des courants sur la facette interne dans le mode $TE_{01}$ . . . . .	51
2.10	Schéma des circuits électriques équivalents donné par Stevenson. . . . .	53
2.11	Modèle numérique d'un guide d'onde à fente transversale. . . . .	55
2.12	Modèle numérique d'un guide d'onde à fente longitudinale. . . . .	55
2.13	Paramètre $S_{11}$ calculé numériquement du guide d'onde sans fente. . . . .	56
2.14	Paramètre $S_{21}$ calculé numériquement du guide d'onde sans fente. . . . .	56
2.15	Paramètre $S_{11}$ calculé numériquement du guide d'onde avec une fente transversale centrée et une fente longitudinale décalée. . . . .	56
2.16	Paramètre $S_{21}$ calculé numériquement du guide d'onde avec une fente transversale centrée et une fente longitudinale décalée. . . . .	57

2.17	Champ électrique dans l'axe $yz$ de la fente transversale. . . . .	57
2.18	Champ électrique dans l'axe $xz$ de la fente transversale. . . . .	57
2.19	Champ rayonné par la fente transversale dans le plan $xz$ . . . . .	58
2.20	Champ électrique dans l'axe $yz$ de la fente transversale à une distance $\lambda$ de la fente. . .	58
2.21	Champ électrique dans l'axe $yz$ de la fente longitudinale. . . . .	59
2.22	Champ électrique dans l'axe $xy$ de la fente longitudinale. . . . .	59
2.23	Champ électrique dans l'axe $xz$ de la fente transversale. . . . .	59
3.1	SER de l'ellipsoïde de différentes tailles : adulte, adolescent, enfant . . . . .	64
3.2	Modèles de corps humains : adulte, adolescent, enfant. . . . .	65
3.3	Vues de face et de côté du modèle de corps humain. . . . .	65
3.4	SER des corps humains : adulte, adolescent, enfant . . . . .	66
3.5	Perforation d'une fente transversale élémentaire sur un grand côté du guide d'onde. . .	67
3.6	Perforation d'une fente longitudinale élémentaire sur un grand côté du guide d'onde. .	67
3.7	Efficacité totale d'une fente transversale vs la longueur de la fente $l_y$ . . . . .	69
3.8	Efficacité totale d'une fente transversale vs « offset ». . . . .	69
3.9	Efficacité totale d'une fente longitudinale vs la longueur de fente $l_z$ . . . . .	69
3.10	Schéma équivalent des rayonnements consécutifs le long d'un guide d'onde (fentes transversales). . . . .	70
3.11	Schéma équivalent des rayonnements consécutifs le long d'un guide d'onde (fentes longitudinales). . . . .	70
3.12	Puissances maximales rayonnées successivement par les fentes consécutives transversales.	72
3.13	Diagramme de rayonnement d'une fente transversale. . . . .	72
3.14	Puissances maximales rayonnées successivement par les fentes consécutives longitudinales. . . . .	73
3.15	Diagramme de rayonnement d'une fente longitudinale. . . . .	73
3.16	Réponse temporelle retardée reconstruite à partir des pôles et des résidus fournis dans le tableau 3.4. . . . .	75
3.17	Amplitude des valeurs singulières de $[Y_r]$ . . . . .	75
3.18	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$ et $M = 10$ ). . . . .	76
3.19	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$ et $M = 6$ ). . . . .	77
3.20	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$ et $M = 8$ ). . . . .	77
3.21	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$ et $M = 14$ ). . . . .	78
3.22	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$ et $M = 50$ ). . . . .	78
3.23	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 1$ et $M = 10$ ). . . . .	79
3.24	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 2$ et $M = 10$ ). . . . .	79
3.25	Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 3$ et $M = 10$ ). . . . .	80
3.26	Réponse impulsionnelle de la scène de simulation en présence de la cible. . . . .	80

3.27	Réponse impulsionnelle de la scène de simulation en absence de cible. . . . .	81
3.28	Réponse impulsionnelle de la cible après déconvolution. . . . .	81
3.29	Composante forcée et en temps de retard de la cible. . . . .	82
3.30	Cartographie des pôles de résonance extraits selon les trois méthodes différentes. . . . .	82
3.31	Evolution de l'EQM en fonction du SNR. . . . .	83
3.32	Scène de simulation statique modélisée sous CST MWS™. . . . .	84
3.33	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	85
3.34	CNR avant et après filtrage. . . . .	86
3.35	Corps humain . . . . .	86
3.36	Valise de voyage . . . . .	86
3.37	Porte-documents . . . . .	86
3.38	Malette . . . . .	87
3.39	Bouteille d'eau . . . . .	87
3.40	Cannette de soda . . . . .	87
3.41	Valise métallique . . . . .	87
3.42	Forme d'onde d'excitation. . . . .	87
3.43	Modèle numérique d'un corps humain homogène incorporé dans la scène de simulation. . . . .	88
3.44	Réponse impulsionnelle du modèle « adolescent » avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	88
3.45	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe (adolescent). . . . .	89
3.46	Comparaison des pôles de résonance lors du changement de l'angle d'incidence. . . . .	89
3.47	Modèle numérique d'une bouteille d'eau incorporée dans la scène de simulation. . . . .	90
3.48	Réponse impulsionnelle de la bouteille d'eau (2 l) avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	91
3.49	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la bouteille 2 l. . . . .	91
3.50	Comparaison des pôles de résonance lors du changement de l'angle d'incidence. . . . .	92
3.51	Modèle numérique d'une malette. . . . .	92
3.52	Réponse impulsionnelle de la malette avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	93
3.53	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la malette. . . . .	93
3.54	Comparaison des pôles de résonance lors du changement de l'angle d'incidence. . . . .	94
3.55	Exemple illustrant les liens entre les deux cartographies. . . . .	95
3.56	Cas où deux points ont le même voisin . . . . .	96
3.57	Résultats de discrimination entre l'adolescent et tous les obstacles présents dans la bibliothèque. . . . .	98
4.1	Configuration géométrique du dispositif de mesure situé à l'intérieur de la chambre anéchoïque. . . . .	102
4.2	Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	103
4.3	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	103
4.4	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe. . . . .	103
4.5	Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	104
4.6	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	104
4.7	Cartographie des pôles de résonance. . . . .	104
4.8	Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	105
4.9	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	105
4.10	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe. . . . .	105
4.11	Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	105
4.12	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	105

4.13	Catographie des pôles de résonance dans le plan complexe. . . . .	106
4.14	Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	106
4.15	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	106
4.16	Catographie des pôles de résonance dans le plan complexe. . . . .	107
4.17	Image illustrant la configuration des mesures dans la chambre anéchoïque. . . . .	107
4.18	Configuration géométrique du dispositif de mesure situé à l'intérieur de la chambre anéchoïque. . . . .	107
4.19	Transition coaxial/guide d'onde utilisée pour alimenter le guide. . . . .	108
4.20	Réponse fréquentielle de la scène dans le cas d'une fente transversale. . . . .	109
4.21	Réponse fréquentielle de la scène dans le cas d'une fente longitudinale. . . . .	109
4.22	Image de la scène de mesure en chambre anéchoïque : homme 1. . . . .	110
4.23	Réponse fréquentielle : homme 1. . . . .	110
4.24	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : homme 1. . . . .	110
4.25	Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1. . . . .	110
4.26	Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : homme 1. . . . .	110
4.27	Cartographie des pôles de résonance : homme 1. . . . .	110
4.28	Image de la scène de mesure en chambre anéchoïque : valise 1. . . . .	111
4.29	Réponse fréquentielle : valise 1. . . . .	111
4.30	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 1. . . . .	111
4.31	Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1. . . . .	111
4.32	Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 1. . . . .	111
4.33	Cartographie des pôles de résonance : valise 1. . . . .	111
4.34	Image de la scène de mesure en chambre anéchoïque : pyramide. . . . .	112
4.35	Réponse fréquentielle : pyramide. . . . .	112
4.36	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : pyramide. . . . .	112
4.37	Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1. . . . .	112
4.38	Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : pyramide. . . . .	112
4.39	Cartographie des pôles de résonance : pyramide. . . . .	112
4.40	Valise 2 vue de face. . . . .	113
A.1	Modèle numérique de l'adulte incorporé dans la scène de simulation. . . . .	126
A.2	Réponse impulsionnelle de l'adulte avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	126
A.3	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	126
A.4	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'adulte. . . . .	126
A.5	Modèle numérique de l'adolescent en muscle incorporé dans la scène de simulation. . . . .	127
A.6	Réponse impulsionnelle de l'adolescent en muscle avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	127
A.7	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	127
A.8	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'adolescent en muscle. . . . .	127
A.9	Modèle numérique de l'enfant incorporé dans la scène de simulation. . . . .	128
A.10	Réponse impulsionnelle de l'enfant avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	128
A.11	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	128
A.12	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'enfant. . . . .	128
A.13	Modèle numérique de l'enfant en muscle incorporé dans la scène de simulation. . . . .	129
A.14	Réponse impulsionnelle de l'enfant en muscle avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	129
A.15	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	129
A.16	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'enfant en muscle. . . . .	129

A.17	Modèle numérique de la bouteille d'eau 0.5 l incorporé dans la scène de simulation. . .	130
A.18	Réponse impulsionnelle de la bouteille d'eau 0.5 l avec un zoom sur le signal retardé. .	130
A.19	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	130
A.20	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la bouteille d'eau 0.5 l. .	130
A.21	Modèle numérique de la cannette de soda 1 incorporé dans la scène de simulation. . .	131
A.22	Réponse impulsionnelle de la cannette de soda 1 avec un zoom sur le signal retardé. . .	131
A.23	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	131
A.24	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la cannette de soda 1. .	131
A.25	Modèle numérique de la cannette de soda 2 incorporé dans la scène de simulation. . .	132
A.26	Réponse impulsionnelle de la cannette de soda 2 avec un zoom sur le signal retardé. . .	132
A.27	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	132
A.28	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la cannette de soda 2. .	132
A.29	Modèle numérique du porte-document incorporé dans la scène de simulation. . . . .	133
A.30	Réponse impulsionnelle du porte-document avec un zoom sur le signal retardé. . . . .	133
A.31	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	133
A.32	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe du porte-document. . . . .	133
A.33	Modèle numérique de la valise métallique incorporé dans la scène de simulation. . . . .	134
A.34	Réponse impulsionnelle de la valise métallique avec un zoom sur le signal retardé. . . .	134
A.35	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	134
A.36	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la valise métallique. . .	134
A.37	Modèle numérique de la valise de voyage incorporé dans la scène de simulation. . . . .	135
A.38	Réponse impulsionnelle de la valise de voyage avec un zoom sur le signal retardé. . . .	135
A.39	Elimination des composantes bruitées hautes fréquences. . . . .	135
A.40	Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la valise de voyage. . . .	135
A.41	Réponse fréquentielle : homme 1 vu de dos. . . . .	136
A.42	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : homme 1 vu de dos. . . . .	136
A.43	Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1 vu de dos. . . . .	136
A.44	Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : homme 1 vu de dos. . .	136
A.45	Cartographie des pôles de résonance : homme 1 vu de dos. . . . .	136
A.46	Réponse fréquentielle : femme. . . . .	137
A.47	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : femme. . . . .	137
A.48	Réponse impulsionnelle et réponse retardée : femme. . . . .	137
A.49	Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : femme. . . . .	137
A.50	Cartographie des pôles de résonance : femme. . . . .	137
A.51	Réponse fréquentielle : homme 2 vue de face. . . . .	138
A.52	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : homme 2 vue de face. . . . .	138
A.53	Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 2 vue de face. . . . .	138
A.54	Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : homme 2 vue de face. .	138
A.55	Cartographie des pôles de résonance : homme 2 vue de face. . . . .	138
A.56	Réponse fréquentielle : valise 1 vue de face. . . . .	139
A.57	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 1 vue de face. . . . .	139
A.58	Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 1 vue de face. . . . .	139
A.59	Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 1 vue de face. . .	139
A.60	Cartographie des pôles de résonance : valise 1 vue de face. . . . .	139
A.61	Réponse fréquentielle : valise 1 vue à 45°. . . . .	140
A.62	Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 1 vue à 45°. . . . .	140

A.63 Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 1 vue à 45° . . . . .	140
A.64 Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 1 vue à 45° . . . . .	140
A.65 Cartographie des pôles de résonance : valise 1 vue à 45° . . . . .	140
A.66 Réponse fréquentielle : pyramide vue à 45° . . . . .	141
A.67 Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : pyramide vue à 45° . . . . .	141
A.68 Réponse impulsionnelle et réponse retardée : pyramide vue à 45° . . . . .	141
A.69 Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : pyramide vue à 45° . . . . .	141
A.70 Cartographie des pôles de résonance : pyramide vue à 45° . . . . .	141
A.71 Réponse fréquentielle : valise 2 vue à 45° . . . . .	142
A.72 Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 2 vue à 45° . . . . .	142
A.73 Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 2 vue à 45° . . . . .	142
A.74 Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 2 vue à 45° . . . . .	142
A.75 Cartographie des pôles de résonance : valise 2 vue à 45° . . . . .	142
A.76 Réponse fréquentielle : valise 2 vue de côté. . . . .	143
A.77 Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 2 vue de côté. . . . .	143
A.78 Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 2 vue de côté. . . . .	143
A.79 Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 2 vue de côté. . . . .	143
A.80 Cartographie des pôles de résonance : valise 2 vue de côté. . . . .	143
A.81 Réponse fréquentielle : valise 2 vue de face. . . . .	144
A.82 Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 2 vue de face. . . . .	144
A.83 Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 2 vue de face. . . . .	144
A.84 Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 2 vue de face. . . . .	144
A.85 Cartographie des pôles de résonance : valise 2 vue de face. . . . .	144

---

# Introduction

---

Dans la plupart des agglomérations à travers le monde, les usagers exploitent les transports publics pour leurs déplacements quotidiens. Parmi l'ensemble des moyens de transport public mis à leur disposition, ces usagers utilisent fréquemment les transports guidés, souvent implantés en souterrain, là où les sites propres nécessaires peuvent être plus aisément aménagés. La sécurité et l'accessibilité de ces transports guidés aux usagers constituent un enjeu majeur. Cet enjeu concerne notamment les interactions entre les passagers et le système de transport. Le développement et la mise en œuvre des fonctions de perception et de surveillance de l'environnement transport pour des applications en lien avec la sécurité et la sûreté de ces transports s'avèrent donc essentiels. Les informations qui découlent de ces fonctions sont disponibles le plus souvent au niveau local et doivent ensuite être transmises vers un poste de contrôle afin d'arrêter une décision et de gérer notamment les situations dangereuses.

De nombreuses situations potentiellement dangereuses peuvent être envisagées dans un environnement de transport guidé. Parmi elles, la chute sur les voies ferroviaires est un problème important qui se situe au cœur du sujet de cette thèse. En absence de portes palières, l'objectif est de détecter la chute d'un objet sur les voies d'un système de transport guidé et de l'identifier afin de prendre très rapidement une décision d'arrêt d'urgence et de coupure d'énergie si l'objet détecté correspond à un corps humain ou encore, d'être en mesure de dégager rapidement les voies si un objet de grande taille s'avère présent. Le but est alors d'assurer tant la sécurité des passagers que de maintenir la disponibilité du système de transport, en évitant de longues interruptions de service.

La plupart des systèmes de transport guidés urbains exploite des postes de contrôle centralisés munis de dispositifs permettant notamment une visualisation de l'ensemble des caméras de vidéosurveillance déployées le long de l'emprise de transport. Dans ces postes de contrôle, des opérateurs sont placés devant de nombreux écrans afin de surveiller l'état du système de transport. Cependant, l'efficacité de l'opérateur humain est limitée à cause du grand nombre d'écrans à surveiller par un nombre limité d'opérateurs. Ceci explique la nécessité de mettre en place un système automatique de détection des situations dangereuses assurant une meilleure surveillance et réduisant le taux de fausse alarme. De plus, pour des applications nécessitant un temps de réaction très bref, une décision locale très rapide peut devenir indispensable, imposant des contraintes encore plus fortes quant au fonctionnement du dispositif de détection.

De nombreux dispositifs sont déployés afin de contrôler les incidents de chute sur les voies. Parfois, une approche consistant à installer des portes palières pour séparer le quai du métro est utilisée [29]. Il s'agit d'une solution logique à ce problème puisque ces portes palières condamnent l'accès à la voie depuis le quai, en absence de train. Ces portes palières sont ouvertes seulement lorsque le train est présent, arrêté à quai. Cependant, l'implémentation de cette solution est coûteuse non seulement en installation mais aussi en maintenance. Elle peut s'avérer délicate à mettre en œuvre sur des sites non prévus initialement pour ce type de dispositif. Cette solution requiert également des matériels spécifiques afin de résoudre le problème de l'arrêt répétitif des trains devant les portes avec une précision

de quelques centimètres. Malgré son niveau de performance élevé, cette solution peut mener à des accidents mortels comme cela s'est passé à Shanghai le 15 juillet 2007, quand un homme a essayé de se frayer sans succès un chemin dans un train bondé. Les portes se sont refermées sur lui en le tirant au-dessous du train, entraînant sa mort [168].

Les méthodes sans protection matérielle d'accès à la voie de détection d'incidents peuvent être groupées en deux catégories principales : les méthodes passives et les méthodes actives. Les méthodes passives utilisent des capteurs (habituellement une ou plusieurs caméras) afin d'effectuer la détection. La vision artificielle utilise des caméras installées sur les stations de métros, voire à bord des matériels roulants. Cette solution possède l'avantage de donner une meilleure résolution de la scène. Cependant, l'analyse des images reste lourde en termes de calcul et demande des unités de calcul puissantes. Cette solution souffre aussi des occultations de scènes par des éléments perturbateurs.

Parmi les méthodes actives, une solution consiste à utiliser une grille virtuelle, constituée d'une succession de faisceaux infrarouges créant un plan de détection au-dessus de celui de la voie. L'interruption d'un faisceau par la chute d'un objet est détectée. On considère qu'il y a chute d'un objet sur la voie, lorsque deux faisceaux consécutifs sont occultés simultanément. Le nombre de faisceaux interrompus fournit une information quant à la taille de l'objet chutant. L'arrivée d'un train en station inhibe ce dispositif. Cette technique nécessite donc un nombre important de faisceaux pour couvrir efficacement la totalité d'un quai de métro et la disponibilité d'un tel système peut être limitée.

Le tapis sensible constitue une autre solution. Sensibles à la pression, ces tapis sont disposés respectivement sur les voies et en bordure du quai sur toute la longueur de la station. L'écrasement du tapis génère une alarme. Le principe de la détection repose soit sur une variation de la capacité électrique de tapis constitué de deux feuilles métalliques qui forment un condensateur, soit sur la variation de la pression du tapis constitué de capsules à air. Ce dispositif est bien souvent inapproprié pour les stations de métro existantes, en raison de la configuration des voies et des contraintes d'environnement telles que salissures et présence de rails, fosses anti-suicide ...

Cette présentation succincte de quelques systèmes déployés pour détecter les chutes sur les voies ferroviaires montre que de nouvelles voies de recherche dans ce domaine restent envisageables afin de compléter la panoplie de systèmes existants et de tenter d'apporter des améliorations. De façon générale, un nouveau système doit être facile à installer et, a priori, moins coûteux que les systèmes existants ou encore apporter un niveau de performances supérieur. Profiter de l'émergence de nouvelles technologies pour répondre au cahier des charges constitue un point d'entrée souvent efficace. Pour les systèmes passifs cités de type caméras, l'identification de l'objet par une technique de traitement d'images appropriée constitue une méthode souvent employée dans des processus industriels. Ces processus fonctionnent très efficacement en luminosité contrôlée. Dans l'emprise de transport, les caméras employées seront nécessairement éloignées de l'interface quai-voie à surveiller et des effets de masquage peuvent rendre plus difficiles la mise au point de techniques de traitement d'images adaptées à cet environnement de fonctionnement. Avec les systèmes actifs mentionnés, la détection s'effectue favorablement au plus près de la zone à surveiller et peut être étendue sans encombre, en fonction de la longueur du quai. L'identification de l'objet chutant s'avère cependant sommaire. Notre objectif sera donc de tenter de concilier ces deux niveaux de performance en développant un système en mesure d'être installé à proximité immédiate de l'interface quai-voie, autorisant un développement longitudinal aisé tout le long du quai, et permettant l'identification des objets chutant.

Dans ce but, nous associerons deux techniques distinctes qui, combinées nous paraissent efficaces pour résoudre ce problème. Pour la première technique, depuis une quinzaine d'années, les radars ultra large bande connaissent un grand essor. Dans leurs utilisations militaires, ils ont montré une grande capacité de détection et un pouvoir important de différenciation entre cibles. La technologie

ultra large bande offre naturellement une très bonne résolution en distance et, l'utilisation du signal ultra large bande à fort contenu spectral fournit une réponse riche en informations nécessaires à une identification efficace des cibles. Pour la seconde technique, des lignes de propagation à ondes progressives ont été développées et fonctionnent efficacement en hyperfréquences, avec une faible atténuation longitudinale, tout en offrant une bande passante importante. Ces lignes peuvent être réalisées de façon robuste et installer le long d'un quai, par exemple en nez de quai. La création de discontinuités régulières le long de cette ligne de propagation génère, par conversion de modes, un rayonnement local de ces lignes. En disposant à une extrémité de la ligne un générateur ultra large bande et, à l'autre extrémité un récepteur large bande nous pouvons créer, tout le long du quai, un ensemble de radars ultra large bande monostatiques aptes à détecter et à identifier les objets passant à proximité des discontinuités créées. Cette combinaison de techniques semble en mesure de satisfaire nos objectifs initiaux. Dans ce travail de recherche de thèse, nous proposons d'analyser, de modéliser cette solution puis de dimensionner et d'évaluer un tel système.

Le premier chapitre de cette thèse propose de passer en revue différents types de radar susceptibles d'être déployés pour la détection de cibles. Une étude qualitative des radars à corrélation, à ondes entretenues et à impulsions est effectuée afin de rappeler succinctement ces éléments puis, l'application radar spécifique destinée à la détection de chutes sur les voies ferroviaires est introduite. Nous introduisons ensuite la technologie ultra large bande et la situons dans son contexte réglementaire. Un état de l'art sur les déploiements de radars ultra large bande conclut ce chapitre.

Le chapitre 2 introduit dans une première partie les différents concepts nécessaires à la caractérisation d'une cible radar à partir de ses coefficients naturels de résonance. Dans un premier temps, nous explicitons la procédure R/IAO (Reconnaissance/Identification Automatique d'obstacles). Ensuite, nous présentons le formalisme SEM (Singularity Expansion Method) permettant d'extraire les pôles de résonance d'un objet en traitant sa réponse dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. La méthode de la matrice de Pencil permettant d'extraire les pôles de résonance à partir de la réponse impulsionnelle sera analysée plus en détail. La seconde partie de ce chapitre, propose une étude comparative de quelques lignes de transmission pouvant transporter les impulsions ultra large bande sur quelques dizaines de mètres, tout en limitant l'atténuation et la déformation des formes d'ondes. Dans cette partie, nous passerons successivement de la notion d'« antenne » à la notion de « ligne de transmission » pour calculer les pertes de la ligne, puis nous reviendrons à la notion « antenne » afin de simuler puis de mesurer le rayonnement et le diagramme de rayonnement de la ligne-antenne disposée dans son environnement.

Dans le chapitre 3 nous optimisons, par simulation, les différentes composantes de notre système. Nous choisissons la bande de fréquences optimale qui permet en particulier de favoriser les différentes cibles privilégiées pour la détection/discrimination de cibles. Puis, nous nous efforçons de dimensionner correctement chacun des paramètres du guide d'onde rayonnant sélectionné. Ce dimensionnement est réalisé par le biais d'une procédure d'optimisation du rayonnement des fentes successives. Cette optimisation est importante afin d'assurer une barrière de détection continue le long du quai ferroviaire. Nous optimisons ensuite le récepteur en comparant les résultats fournis par la méthode de Pencil à un ensemble de méthodes concurrentes. Nous présentons ensuite les traitements SEM entrepris sur plusieurs modèles simulés de cibles représentatives de notre application ferroviaire. A la fin de ce chapitre, une méthode de discrimination est introduite afin de mesurer le degré de similarité entre les cibles. Cette méthode est appliquée aux résultats obtenus avec nos modèles de cibles et nous analysons ainsi l'efficacité de la méthode de discrimination proposée.

Le chapitre 4 propose une validation expérimentale de plusieurs aspects du problème traité jusqu'ici uniquement par simulation. Nous reprendrons la progression du travail utilisée lors du chapitre

3. Nous utiliserons un ensemble de cibles : opérateurs humains, bonbonne d'eau, valises... réelles. Nous analyserons ces cibles dans un environnement de chambre anéchoïque initialement à l'aide d'une technique de radar bistatique puis d'une technique de radar monostatique. Cette dernière exploite un guide d'onde muni d'une fente rayonnante. Nous effectuerons les traitements SEM sur les signaux obtenus dans ces différents cas de figure. Les résultats de discrimination entre ces cibles réelles seront présentés et analysés.

Une conclusion générale reprenant les différentes étapes ainsi que les résultats majeurs obtenus au cours de ce travail de thèse terminera ce mémoire. Elle comprendra également les perspectives de poursuite des travaux qui surgissent à cette phase du travail.

# Technique radar et cadre de notre étude

---

Ce chapitre constitue une synthèse bibliographique sur le thème radar. Les techniques radars classiques sont présentées (radar à impulsions, à corrélation et radar à modulation de fréquence). Des configurations radar pouvant être retenues dans le cadre de notre application sont également identifiées. Dans une seconde partie, ce chapitre effectue un rappel des points d'entrée scientifiques essentiels exploités dans cette thèse. Dans ce but, la technique radio Ultra Large Bande fait l'objet d'une description, de même que les radars exploitant cette technique.

## 1.1 Radar

### 1.1.1 Introduction

Universellement connu pour la détection radioélectrique, le radar (RAdio Detection And Ranging) est apparu aux environs de 1935. Il a vu ses premiers développements se concrétiser durant la seconde guerre mondiale. Depuis, ce dispositif n'a cessé de se développer tant de point de vue technologique que du point de vue des applications. Pendant longtemps, les seules applications du radar concernaient uniquement le domaine militaire. Cependant le procédé radar a trouvé plusieurs applications dans le domaine civil tels l'aide à la navigation, l'anticollision, le contrôle de vitesse, la vision en robotique, la surveillance, la trajectographie, l'imagerie et finalement la météorologie (calcul de vitesse des vents, détection des précipitations, détermination du mouvement des nuages).

Le radar comme le sonar sont dits des systèmes actifs parce qu'ils détectent les signaux qu'ils ont émis auparavant [27]. Il existe également des systèmes dits passifs qui ne possèdent pas d'émetteur mais détectent directement les signaux émis par des cibles (autres signaux radar, transmissions ou sources électromagnétiques, bruit propre rayonné par les navires en acoustique, etc...).

Le radar a été développé pour répondre au besoin de détecter la présence d'objets passifs en utilisant leur écho radioélectrique dans le but de déterminer leurs positions. Le processus employé par un radar consiste à émettre une onde électromagnétique, une partie de ce signal est réfléchi par les obstacles et crée ainsi une onde retour susceptible d'être détectée par un récepteur adapté à ce signal. En calculant le temps d'aller-retour (temps de vol) de l'onde, on en déduit à quelle distance est situé l'obstacle détecté. Le radar peut aussi déterminer la vitesse de la cible et sa position angulaire. D'autres radars peuvent effectuer de la reconnaissance ou de la poursuite de cibles.

Le radar émet une onde qui peut être une impulsion simple ou modulée en amplitude, en phase ou en fréquence. L'onde reçue par le radar est généralement l'onde émise retardée par la propagation et atténuée, à laquelle se superpose un bruit que l'on peut modéliser parfois par un bruit blanc gaussien dans la bande de fréquences utilisée. Cette onde peut être déformée par l'effet Doppler dans le cas où la cible est mobile. Le signal reçu doit subir un traitement plus ou moins complexe afin d'extraire les informations recherchées.

Beaucoup de radars ont été développés pour des applications militaires. Les radars les plus classiques étant les radars à corrélation, les radars à impulsions et les radars à onde entretenue et à modulation de fréquence. Dans cette partie, nous rappellerons succinctement le principe et les caractéristiques de chaque famille de radar.

### 1.1.2 Radar à ondes entretenues

#### 1.1.2.1 Principe du radar à ondes entretenues

Le principe de fonctionnement du radar à onde entretenue et à modulation de fréquence, appelé aussi Frequency Modulated/Continuous-Wave (FM/CW) radar, consiste à émettre une onde hyperfréquence modulée en fréquence selon une fonction triangulaire appelée double rampe. La fréquence croît linéairement de  $f_1$  à  $f_2$  (rampe montante) puis décroît de  $f_2$  à  $f_1$  (rampe descendante) [24, 173, 159]. Le signal reçu en retour se trouve décalé en temps et en fréquence. Après réalisation d'un battement entre les signaux reçus et émis, on mesure la fréquence Doppler et la fréquence de battement. On en déduit la distance et la vitesse relative. Deux méthodes ont été proposées : la méthode dite de pics et vallées ainsi qu'une méthode fondée sur l'analyse spectrale.

La méthode pics et vallées consiste à compter le nombre d'alternances du signal reçu, ce qui revient à comptabiliser les pics (maxima) ou les vallées (minima). La connaissance du nombre d'alternances

pour la rampe montante et de celui pour la rampe descendante permet de déduire la distance relative et la vitesse relative à l'obstacle. Cette technique donne des bons résultats, pouvant conduire à une précision métrique si la variation de fréquence est suffisante. Toutefois, elle reste limitée en portée et n'est pas efficace en cas de présence d'obstacles multiples.

La seconde méthode consiste à calculer le spectre du signal reçu après battement en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT, Fast Fourier Transform).

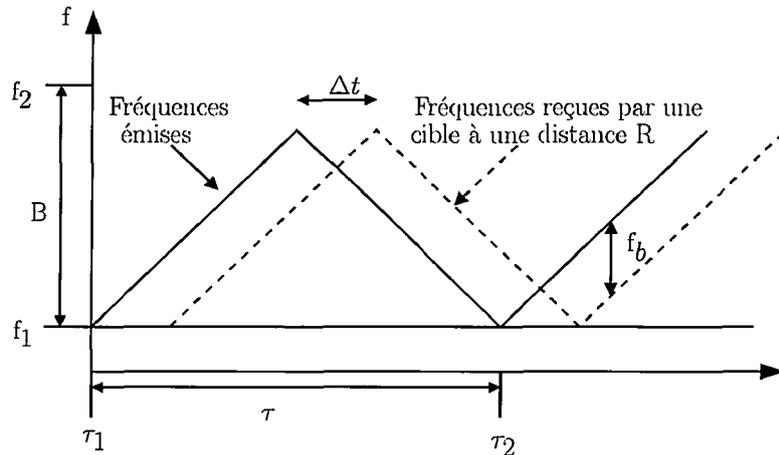


FIGURE 1.1 – Onde entretenue modulée en fréquence

#### 1.1.2.2 Détermination de la fréquence de battement

La différence entre le signal émis et signal réfléchi est appelée le signal de battement et le décalage des fréquences reçues est appelé la fréquence de battement. Celle-ci est proportionnelle à la distance de la cible. La fréquence instantanée du signal émis modulé en fréquence est donnée par :

$$f(t) = f_0 + \alpha \cdot t \quad \forall t < \tau \quad (1.1)$$

où  $f_0$  est la fréquence initiale,  $\alpha$  est le taux de changement de fréquence (Change Frequency Rate), i.e. le taux de balayage en fréquence, définie comme étant le rapport de la bande de fréquence ( $B$ ) à la durée de balayement ( $\tau$ ). A partir de la Fig. 1.1, on peut dériver l'expression suivante :

$$\frac{\Delta t}{(\tau/2)} = \frac{f_b}{B} \quad (1.2)$$

où  $\Delta t$  est le temps que le signal met à voyager de l'émetteur jusqu'à la cible puis de la cible jusqu'à l'émetteur (temps de vol). Ce temps peut s'exprimer par la relation :

$$\Delta t = \frac{2R}{c} \quad (1.3)$$

où  $R$  est la distance à la cible et  $c$  est la célérité d'une onde électromagnétique dans l'espace libre<sup>1</sup>. Allant plus loin, de l'équation (1.2), on obtient :

$$f_b = \frac{2RB}{\tau \cdot c} \quad (1.4)$$

Pour obtenir une expression mathématique du signal reçu, on considère le modèle simplifié d'un radar FM/CW (Fig. 1.2).

1.  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$

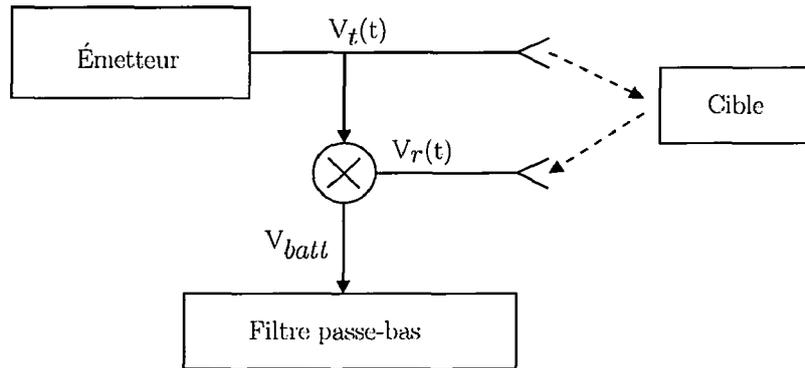


FIGURE 1.2 – Modèle simplifié d'un radar FM/CW.

Tout d'abord le signal transmis peut être exprimé par :

$$V_t(t) = A_t \cos(2\pi[f_0 t + \alpha t^2] + \theta_0) \quad (1.5)$$

où  $A_t$  désigne l'amplitude du signal cosinusoidal et  $\theta_0$  est la phase de départ du signal émis. Comme mentionné avant, le signal réfléchi est retardé durant le temps de vol. En conséquence, le signal présent à la réception peut être écrit comme :

$$V_r(t) = A_t |\Gamma| \cos(2\pi[f_0(t - \Delta t) + \alpha(t - \Delta t)^2] + \phi) \quad (1.6)$$

où  $\Gamma$  est l'amplitude du coefficient de réflexion d'une seule cible et  $\phi$  est la phase de  $\Gamma$ . Ce signal arrive au mélangeur et est mélangé à une copie du signal émis  $V_t(t)$ . La sortie du mélangeur comprend deux composantes : la somme et la différence de deux signaux. Le signal somme, qui contient les composantes hautes fréquences, est filtré par un filtre passe-bas. La sortie du filtre passe-bas peut être simplifiée dans l'expression suivante :

$$V_{batt}(t) = |\Gamma| \cos(2\pi[f_0 t \{ \Delta t + \alpha \Delta t (2t - \Delta t)^2 \} + \phi_{batt}) \quad (1.7)$$

Ensuite, la méthode FFT est appliquée sur le signal  $V_{batt}(t)$  pour obtenir la réponse en fréquence de la cible, appelée aussi profil de distance.

La résolution en distance d'un radar FM/CW,  $\delta R$  peut être déduite de l'expression (1.4) en remplaçant la résolution en fréquence  $\delta f_b$  comme ci-après :

$$R = \frac{\tau \cdot c}{2B} f_b$$

$$\delta R = \frac{\tau \cdot c}{2B} \delta f_b \quad (1.8)$$

En substituant  $f_b \approx 1/\tau$  [33] dans (1.8), la résolution en distance devient :

$$\delta R = \frac{c}{2B} \quad (1.9)$$

Le radar FM/CW présente plusieurs avantages :

- Il utilise une faible puissance émise constamment.
- La mesure de la distance minimum n'est limitée que par le découplage émetteur/récepteur, lequel peut être amélioré par une séparation des antennes.
- La résolution en distance est liée uniquement à la largeur du spectre émis ; elle peut donc être bien meilleure qu'avec un radar à impulsions.

- La sensibilité aux interférences de ce radar peut être fortement réduite si le récepteur est adapté à la forme d'onde transmise.

Par contre ce type de capteur présente les inconvénients suivants :

- La séparation d'antennes est nécessaire sous peine d'éblouir le récepteur par l'onde réfléchie par l'antenne d'émission; des systèmes d'annulation de ce signal permanent existent, mais sont difficiles à mettre en œuvre et globalement peu efficaces.
- le traitement du signal de réception, obtenu par une transformée de Fourier ou par corrélation, s'avère plus complexe que pour les radars à impulsions.

Dans notre cas de figure, ce type de radar s'avère peu utile puisqu'il offre seulement des informations relatives à la distance et à la vitesse de la cible et non pas aux caractéristiques intrinsèques de la cible. Une procédure de classification des signaux issus de ce type de radar pour des cibles différentes semble dès lors très difficile à entreprendre.

### 1.1.3 Radar à corrélation

Le signal émis est un signal haute fréquence modulé par une séquence pseudo aléatoire  $c(t)$ . La partie réception s'approche d'un récepteur idéal [66, 23, 181], qui permet d'améliorer la détection d'obstacles, tout en diminuant le taux de fausses alarmes. Pour assurer une réception optimale, un traitement par corrélation ou par filtre adapté s'impose. Le choix se porte souvent sur la corrélation car le calcul peut se réaliser en temps réel si l'on utilise un processeur de traitement de signal (Digital Signal Processing, DSP). Ces traitements ont l'avantage d'extraire le maximum d'information du signal radar reçu. De plus, en utilisant des séquences pseudo-aléatoires [2, 151], les ambiguïtés en distance et en vitesse sont réduites et le rapport signal sur bruit est amélioré.

#### 1.1.3.1 Réalisations des générateurs pseudo-aléatoires

Le principe des générateurs pseudo-aléatoires est fondé sur la théorie des séquences binaires de longueur maximale [2, 101, 151]. De telles séquences sont générées par un registre à décalage, comportant  $n$  bascules montées en séries, complétés par un circuit de réaction réinjectant à l'entrée de la somme, modulo 2 (OU exclusif), les états de certaines bascules, de sorte que le registre passe successivement par ses  $(2^n - 1)$  états possibles. L'ensemble est cadencé par une horloge à la fréquence  $f_h = 1/T_h$ . Si au moins l'une des  $n$  bascules est initialement à l'état 1, le système passe successivement par  $(2^n - 1)$  états, avant de recommencer la même séquence.

La période du signal généré est  $T = (2^n - 1) \cdot T_h$  et présente en sortie sur la dernière bascule  $(2^n - 1)$  états 1 et  $(2^n - 1)$  états 0. On obtient ainsi une séquence de longueur maximale (Fig 1.3) et, pour  $N$  suffisamment grand, on peut considérer que les symboles 0 et 1 sont équiprobables.

Le choix des points de contre-réaction est donné par des polynômes irréductibles de degré  $n$ . Dans la littérature, ces polynômes sont donnés sous forme de tables. Par exemple, l'utilisation du polynôme  $(x^7 + x^3 + 1)$  signifie qu'il faut prendre en compte les sorties 3 et 7. le registre sera donc bouclé comme indiqué sur la figure 1.4.

#### 1.1.3.2 Principe de mesure

Le principe de mesure se fonde sur l'estimation de la fonction d'intercorrélation entre le signal obtenu en réception en bande de base, après démodulation et filtrage, et le code de référence utilisé en émission [31]. La fonction d'autocorrélation présentera autant de pics que d'obstacles détectés. La position temporelle des pics et leurs amplitudes permettent de déduire la distance, ainsi que la Surface Equivalente Radar (SER) des obstacles détectés. Ce type de radar présente les avantages suivants :

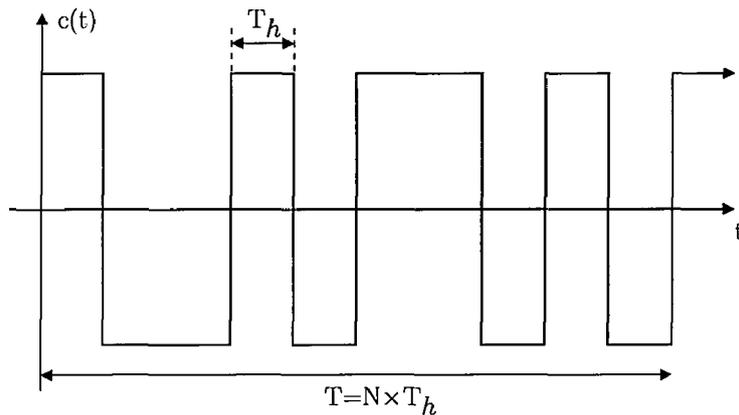


FIGURE 1.3 – Séquence pseudo-aléatoire de période  $T = N \times T_h$ .

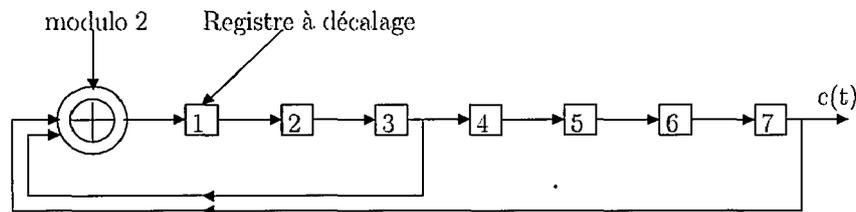


FIGURE 1.4 – Génération du code pseudo-aléatoire avec  $N = 127 = 2^7 - 1$ .

- La détection sur un large intervalle de distances (entre 3 et 200 m).
- L'amélioration du rapport signal sur bruit en réception (en utilisant la technique de compression d'impulsions).
- L'émission de puissances plus faibles.
- L'utilisation d'une grande variété de codes sans risques d'interférences avec d'autres radars.

Bien que ce radar présente des avantages majeurs, il souffre d'une grande complexité du traitement de signal associé. Des tâches supplémentaires peuvent être réalisées afin de rendre l'unité de traitement la plus simple possible pour rendre le coût du système plus modéré. Une technique d'identification des obstacles peut être implémentée avec ce type de radar. Toutefois, les informations disponibles ne permettent pas à ce système d'être très efficaces pour des obstacles à courtes distances ( $< 3$  m). La seule information discriminative disponible est l'amplitude des pics de corrélation. Cette information ne décrit pas le contenu spectral de la réponse impulsionnelle reçue, non signé par les caractéristiques intrinsèques de la cible.

Etendons maintenant notre synthèse bibliographique au cas des radars à impulsions.

#### 1.1.4 Radar à impulsions

Un radar à impulsions consiste à émettre des impulsions de durée  $\tau$  limitée séparées par des intervalles de durée  $T_r$  (temps de répétition) (Fig. 1.5). La distance à la cible se calcule à l'aide de l'équation suivante :

$$D = \frac{c * \Delta t}{2} \quad (1.10)$$

où  $\delta t$  est le temps de vol du signal et  $c$  est la célérité de la lumière dans l'espace libre. Pour éviter toute ambiguïté dans la mesure de la distance, il faut s'assurer que le temps de vol (aller-retour) est inférieur à  $T_r$ , ce qui donne une distance maximale de détection de :

$$R_{max} = \frac{c * T_r}{2} \quad (1.11)$$

Les systèmes radar *Ultra Large Bande* appartiennent à la classe des systèmes à impulsions. Ce terme *Ultra Large Bande* sera détaillé au paragraphe 1.2. Un radar à impulsions transmet un signal qui s'approche le plus d'une impulsion idéale; le signal peut ainsi être considéré en bande de base, sans obligation de le moduler. L'avantage principal d'un radar à impulsions est qu'il permet efficacement la classification des cibles. En effet, les signaux, reçus puis réfléchis par la cible, subissent des modifications liées à l'interaction avec la cible, ce qui n'est pas le cas avec les système à bande étroite. Le signal réfléchi possède un fort contenu spectral du fait de la faible largeur de l'impulsion émise et la SER, mesurée sur une large gamme de fréquence, permet en particulier d'extraire des informations sur la taille, la forme voire sur des détails de la cible.

Cependant, les impulsions brèves occupent un spectre étendu et développent une énergie limitée. Dès lors, le rapport signal sur bruit s'avère rapidement peu favorable avec l'accroissement de la distance et des pertes de propagation. Pour pallier cet inconvénient, des techniques comme la « compression d'impulsions » ou l'« intégration des impulsions » sont généralement déployées.

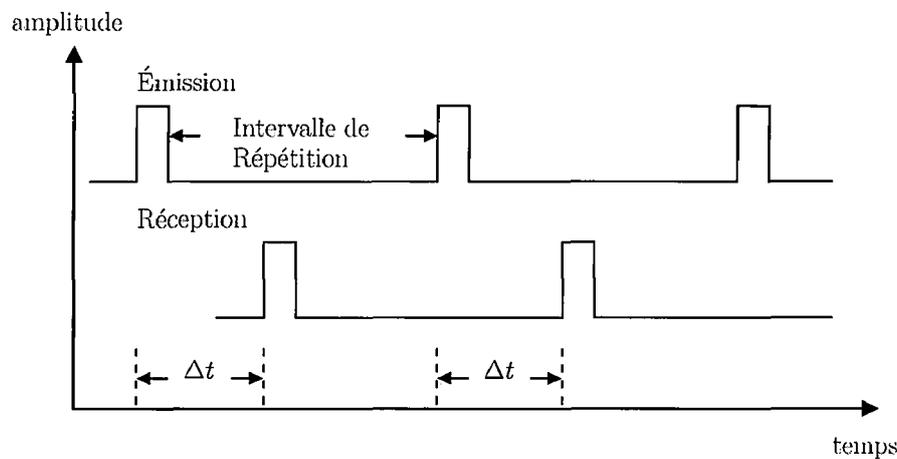


FIGURE 1.5 – Signaux émis et reçus par un radar à impulsions.

Un tableau récapitulatif (Tab. 1.1) des caractéristiques des radars FM/CW et à impulsions nous sert d'arbitre pour choisir le type de radar le plus approprié à notre application.

TABLE 1.1 – Comparaison qualitative des deux techniques radar.

Caractéristiques	Radars à impulsions	Radars FM/CW
Détection	Courte portée (dépend de la durée d'impulsion)	Intégration longue pour obtenir un bon SNR
Mesure de distance	Grande résolution pour des largeurs d'impulsions faible	Bande d'excursion importante pour atteindre une grande résolution
Détection multi-cibles	Efficace	Difficile
Identification de cibles	Possible	Difficile

Après ce rappel sommaire de quelques techniques radar habituellement employées, disposant d'une bonne capacité d'identification intrinsèque des cibles et envisageant de très courtes portées de l'ordre de quelques mètres, nous sélectionnons donc a priori une technique de radar à impulsions brèves comme étant la plus appropriée à notre application.

Nous reviendrons plus en détail sur les radars ultra large bande plus loin dans ce chapitre mais avant cela nous proposons de décrire plus avant la solution projetée combinant les deux techniques annoncées dans l'introduction [69].

### 1.1.5 Radar à impulsions pour la détection de chute d'objets sur les voies

#### 1.1.5.1 Objet de notre étude

Notre objectif est de tenter de développer un système en mesure d'être installé à proximité immédiate de l'interface quai-voie, autorisant un développement longitudinal aisé tout le long du quai, et permettant l'identification des objets chutant. Dans ce but, deux techniques distinctes sont combinées soit les techniques des radars à impulsions avec des lignes de transmission incluant des discontinuités pour permettre leurs rayonnements.

#### 1.1.5.2 Principe du dispositif

Le dispositif envisagé est illustré Fig. 1.6 [119, 120]. Il est composé à une extrémité du quai d'un générateur d'impulsions brèves, de durée voisine de la nanoseconde, alimentant une ligne de propagation optimisée courant tout le long du quai, positionnée en nez de quai. Un récepteur est connecté au port opposé de la ligne de propagation situé à l'autre extrémité du quai.

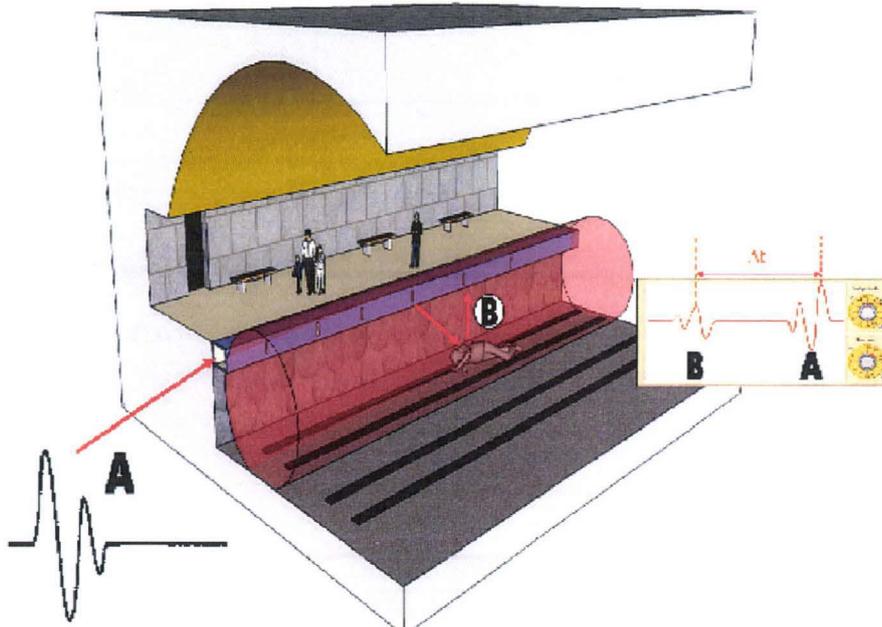


FIGURE 1.6 – Dispositif de détection de chutes sur les voies fondé sur une technologie de radar ULB.

Le générateur émet des impulsions brèves. Ces impulsions à large bande passante se propagent le long de la ligne de propagation. Nous introduisons de loin en loin, disons en première approche tous les mètres, le long de la ligne de propagation, des discontinuités assimilables à des convertisseurs de modes de propagation. De ce fait, une partie d'énergie propagée le long de la ligne est rayonnée au voisinage des discontinuités ainsi créées. L'optimisation de cette ligne permet à une fraction bien déterminée de l'énergie d'être rayonnée tout le long de celle-ci.

Lorsque cette énergie rayonnée rencontre un obstacle, une partie de celle-ci se réfléchit et se diffracte sur l'obstacle fournissant simultanément une réponse à toutes les fréquences contenues dans

le spectre de fréquences de l'impulsion émise. En pratique, la gamme de fréquences initiale d'intérêt pour notre étude s'étend de 500 MHz à 6 GHz (bande de fréquence Ultra Large Bande) afin d'obtenir des signaux susceptibles de se coupler efficacement aux personnes et objets à détecter. Un choix plus fin de ce paramètre et de la largeur de bande à exploiter sera présenté ultérieurement lors de l'étude d'optimisation de la largeur de bande. Cette optimisation permettra de caractériser au mieux certains types d'obstacles critiques (corps humain).

Une partie de cette énergie réfléchiée et diffractée par l'obstacle se couple ensuite de nouveau à l'antenne-ligne de propagation et poursuit sa propagation guidée, jusqu'au récepteur. L'énergie, réfléchiée et diffractée par l'obstacle, parcourt un chemin plus important que celui propagé directement le long de la ligne. Elle arrive de ce fait après l'impulsion principale comme le représente la vue d'écran de droite intégrée à la figure 1.6. Le récepteur sélectionne une fenêtre de temps d'analyse utile après l'impulsion principale, soit encore un intervalle de distances dans lequel il recueille les échos radar utiles. En pratique, nous limiterons la portée de détection à moins d'une largeur de voie, soit environ 2,5 m ou une quinzaine de nanosecondes, c'est-à-dire le temps de propagation aller puis retour dans l'air, depuis une abscisse quelconque le long de la ligne. Cette zone est illustrée par le cylindre de couleur rouge entre quai et voie figure 1.6. L'analyse du signal peut alors débiter afin d'extraire les signatures électromagnétiques de l'obstacle pour constituer un ensemble de caractéristiques propres permettant de discriminer l'objet détecté parmi un ensemble limité de cibles susceptibles d'être rencontrées sur les quais.

Ce système est donc composé de plusieurs briques élémentaires que nous proposons maintenant d'examiner successivement. **Le générateur** délivrant l'impulsion initiale doit être optimisé afin de faciliter la détection et la caractérisation des obstacles souhaités (corps humain, objet de taille importante, etc. . .). **La ligne de propagation** doit également être optimisée afin de permettre un bon transfert d'énergie tout le long du quai, avec un minimum d'atténuation et une bande passante suffisante. Les discontinuités doivent être judicieusement sélectionnées afin d'obtenir un rayonnement et une capacité de détection constante tout le long du quai, compensant progressivement les pertes liées à l'atténuation de la ligne de propagation ainsi qu'à la présence des discontinuités en amont. **Le bloc traitement du signal** indispensable pour extraire les informations utiles à chaque type d'obstacle afin de les caractériser et les discriminer doit tirer au mieux partie des signaux reçus. La suite de ce mémoire de thèse nous permet maintenant d'aborder ces étapes.

## 1.2 Technologie Ultra Large Bande et Radar Ultra Large Bande

### 1.2.1 Technologie Ultra Large Bande

#### 1.2.1.1 Introduction

Dès 1962, l'utilisation d'ondes électromagnétiques exploitées dans le domaine temporel a été entreprise expérimentalement dès lors que le fonctionnement en régime temporel des circuits micro-ondes a été maîtrisé [14]. Dans les années soixante, la technologie Ultra Large Bande (ULB), fait son apparition dans les applications militaires [166], les radars peuvent désormais utiliser cette technologie qui, en raison de sa bande passante très large, permet une reconnaissance fine des objets, grâce en particulier à l'importante résolution temporelle et spatiale procurée par le signal ULB. Le premier prototype commercialisé de radar à pénétration de sol (GPR, *Ground Penetrating Radar*) fut inventé en 1974 [7]. En 1975, une technologie appelée radar en bande de base ou à réflectométrie temporelle en espace libre fut introduite [121] pour des applications de détection de précollision, d'anticollision et d'accostage. Elle fonctionnait à des portées comprises entre 1,5 m et 1,5 km, en exploitant une impulsion de 200 V

d'amplitude. A la fin des années soixante-dix, l'exploitation de la technologie impulsionnelle pour des applications à faible puissance s'est développée, sans que soient délaissées pour autant les applications initiales de radars à forte puissance. Par la suite, ces applications à faible puissance ont connu un développement lent.

Pendant la seconde moitié des années 1990, la technologie ULB a été adoptée pour des applications civiles telles que les radars à pénétration de matériaux. C'est seulement à la fin des années 1990 que la technologie ULB a été également reconnue telle une option pour la communication. Le terme radio impulsionnelle (IR, *Impulse Radio*) a été lancé. Aujourd'hui cette technique radio ULB fait partie intégrante du panel des applications de communication à faible distance ainsi que de localisation. La technique ULB utilise des bandes de fréquences pouvant aller jusqu'à plusieurs gigahertz, tout en autorisant la cohabitation avec d'autres technologies dans les mêmes bandes de fréquences. En pratique, un signal ULB monobande s'avère presque comparable à un bruit en raison de sa large bande de fréquence et de sa faible puissance de transmission. Sa détection et son interception sont donc difficiles, ce qui constitue un atout certain pour des applications où la sûreté de la communication est critique.

Grâce à la bande de fréquences employée élevée, les systèmes ULB peuvent être utilisés pour des applications précises de mesure de distance, de localisation et de poursuite (*tracking*). un signal ULB très bref permet en outre une distinction fine des trajets multiples.

Actuellement, l'organisme de régulation des télécommunications américain la FCC (*Federal Communication Commission*) a limité l'usage des systèmes de vision à travers les murs aux organisations publiques : pour les pompiers, les organisations de sauvetage, pour les instituts scientifiques les compagnies minières commerciales et les compagnies de construction [49, 50]. Les applications ULB s'étendent aussi au domaine médical en proposant une analyse non-invasive du corps humain.

Les discussions sur l'ULB se sont déroulées en sessions régulières dans des grandes conférences et groupe de travail de normalisation notamment IEEE pour répondre aux besoins des applications émergentes. Le premier forum dédié aux problèmes *impulsions courtes* fut organisé à Los Alamos en 1991 [123], mais les présentations couvraient seulement des applications de radar à haute puissance. Dès lors, ce sujet était présenté sous la rubrique « High-power, short-pulse electromagnetics » dans la série de conférences [15, 22, 10, 74, 110, 12, 46].

Depuis et jusqu'à présent, de nombreuses conférences se sont organisées autour du sujet de l'ULB. En plus des conférences IEEE, IRE et autres, des journaux scientifiques dédiés à la thématique ULB sont publiés. De même, un certain nombre d'ouvrages récents ont été publiés sur l'ULB [59, 158, 13, 135, 1].

#### 1.2.1.2 Définition

Le terme « Ultra Large Bande » a été initialement adopté par l'agence américaine de recherche avancée en défense (DARPA, *Defence Advanced Research Project Agency*) [127] en 1990. Basée sur les travaux de la DARPA, une définition de la technologie ULB a été donnée : un signal est considéré ULB si sa bande fractionnelle  $B_f$  est supérieure à 0.25.  $B_f$  a été définie dans [165] :

$$B_f = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} \quad (1.12)$$

où  $f_L$  et  $f_H$  sont respectivement les limites inférieures et supérieures de fréquence à  $-10$  dB, i.e., les fréquences où la Densité Spectrale de Puissance (DSP - PSD, *Power Spectral Density*) est inférieure de 10 dB de la valeur maximale. Selon [165], un signal est classé en bande étroite si sa  $B_f < 1\%$  et large bande si  $1\% < B_f < 25\%$ , où la limite supérieure vient de la définition de la DARPA de l'ULB [127]. Actuellement, la limite inférieure du signal ULB est définie à 20% [49].

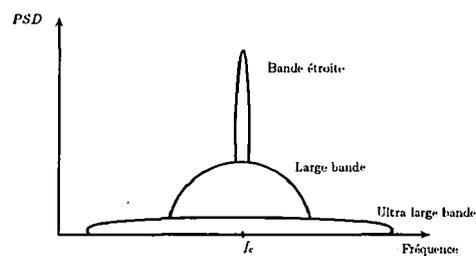


FIGURE 1.7 – Densité spectrale de puissance des signaux bande étroite, large bande et très large bande.

### 1.2.1.3 Réglementation

Occupant des très larges plages de fréquences radio, le signal ULB opère de fait dans des bandes déjà allouées à d'autres systèmes. Dans le but de bien gérer les occupations spectrales et de fortement limiter les éventuelles interférences, les Régulateurs nationaux ont commencé à partir de la fin des années 1990 à recueillir les informations et les connaissances fondamentales relatives à la technologie ULB pouvant aider lors du processus de standardisation. Sur une base de non-interférence avec les autres systèmes existants, les décisions proposées régissent essentiellement les niveaux de rayonnement ULB autorisés sur l'étendue du spectre concerné.

Nous effectuons maintenant un bref rappel de ces différents organismes de régulation de l'emploi des fréquences radioélectriques aux niveaux international et national. Quelques réglementations génériques relatives à l'ULB dans différentes régions du monde seront également exposées.

#### 1.2.1.3.1 Autorités de réglementation

Du point de vue international, l'ITU (*International Telecommunication Union*) est en charge de la coordination des radiocommunications. En Europe, la CEPT (*Conférence Européenne des Postes et Télécommunications*) prend les décisions réglementant l'usage des ressources radiofréquences. L'ERO (*European Radiocommunication Office*) pour sa part a pour objectif de faciliter les échanges entre la CEPT et l'ETSI (*European Telecommunication Standards Institute*) en charge de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes de radiocommunication. L'APT (*Asia-Pacific Telecommunity*) est une organisation centrale pour les télécommunications et la technologie d'information dans les régions d'Asie Est et du Pacifique. Aux Etats-Unis, la Federal Communication Commission (FCC) est une agence gouvernementale indépendante chargée de la réglementation du spectre pour les usages commerciaux, privés, amateurs, étatiques et pour la sécurité publique. La FCC fonctionne en accord avec la NTIA (*National Telecommunication Information Administration*) qui supervise l'usage du spectre pour le compte du gouvernement fédéral. D'autres autorités de réglementations existent au niveau national telles l'ANFR (Agence Nationale des fréquences) en France, l'Ofcom (Office of Communications) en Grande Bretagne, la MIC (Ministry of Internal Affairs and Communications) au Japon, l'IDA (Infocom Development Authority) à Singapour, l'ETRI (Electronics and Telecommunication Research Institute) en Corée du Sud et l'ACA (Australian Communications Authority) en Australie.

#### 1.2.1.3.2 Réglementation générique aux Etats-Unis

La FCC a défini depuis 2002 la bande ULB entre 3.1 et 10.6 GHz, avec une puissance moyenne PIRE (*Puissance Isotropique Rayonnée équivalente*) limitée à  $-41.3$  dBm (74.1 nW) dans une bande de 1 MHz (Fig. 1.8). Cette valeur de 1 MHz correspond à la valeur de la bande de résolution (RBW, *Resolution Bandwidth*) utilisée pour la mesure. La puissance moyenne est calculée sur un temps d'intégration

maximum de 1 ms (Eq. 1.13).

$$P_a(f_0) = \frac{1}{T_v} \int_{T_v} |x(t)|^2 dt = \frac{1}{T_v} \int_{-\infty}^{\infty} \left| x(t) \prod_{T_v}(t) \right|^2 dt \quad (1.13)$$

où  $x(t)$  représente le signal reçu après le passage par un filtre passe-bande de RBW centrée autour de  $f_0$  et  $\prod_{T_v}(t)$  la fenêtre temporelle de mesure. La puissance totale sur toute la bande (7,5 GHz) est de 0,55 mW.

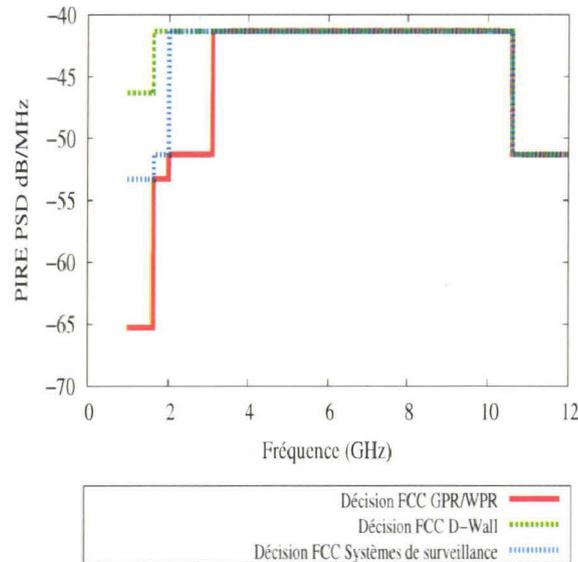


FIGURE 1.8 – Masques des limitations de P.I.R.E selon la FCC.

Schématiquement, trois classes différentes d'équipements possédant chacune son propre masque de puissance sont considérées :

- les systèmes d'imagerie radar,
- les systèmes radar embarqués de véhicules,
- les systèmes de communication.

La figure 1.8 représente uniquement le cas des systèmes d'imagerie radar : Les systèmes radar à pénétration de sol et les systèmes de vision à travers les murs (GPR/WPR, *Ground Penetrating Radar/Wall Penetrating Radar*), les systèmes de surveillance utilisés pour détecter l'intrusion des personnes ou des objets.

A cela s'ajoute une autre limitation sur la puissance crête également instaurée afin d'éviter des puissances instantanées trop importantes engendrées par des valeurs de PRF (*Pulse Repetition Frequency*) très faibles. Exprimée en dBm autour de la fréquence correspondante au maximum spectral et fonction d'une RBW comprise entre 1 MHz et 50 MHz, elle est définie par Eq. 1.14 :

$$P_{pic} = 20 \log_{10} \left( \frac{RBW}{50} \right) \quad (1.14)$$

Ainsi pour une bande de mesure de 50 MHz, la puissance crête est limitée à 0 dBm. Au niveau système, une limitation sur la PRF est imposée puisque les puissances moyennes et crêtes en dépendent. La FCC a fixé une limite minimale de 1 MHz.

### 1.2.1.3.3 Réglementation européenne

Pour assurer l'harmonisation de la normalisation ULB entre tous les pays de l'Union Européenne, les instances de réglementation CEPT et de normalisation ETSI ont attendu jusqu'en 2006 avant de traduire en une réglementation européenne unique les études entamées dès 2001. Le 11 mars 2004, un premier mandat a été délivré à la CEPT par la Commission Européenne (CE) afin d'identifier les conditions relatives à l'introduction de la technologie ULB de façon harmonisée en Europe. Le but de ce mandat était de fournir à l'ECC, *Electronic Communication Committee* et à la CE un maximum d'informations nécessaires afin d'adopter les mesures techniques d'implémentation assurant une utilisation harmonisée du spectre radiofréquence.

Suite à ce mandat, l'ECC a établi et adopté en février 2005 le rapport « ECC Report 64 » [39] qui traite des exigences protectrices des systèmes opérant en dessous de la fréquence 10.6 GHz des dispositifs ULB. Ce rapport considère un facteur d'activité de 5% et un déploiement des dispositifs ULB à 80% en indoor et 20% en outdoor. Il définit des distances de protection afin d'éviter tout risque d'interférence. Les limites de DSP calculées se sont révélées plus contraignantes que celles produites par la FCC.

Les principaux systèmes victimes potentielles de brouillage identifiés sont : les services fixes (FS, *Fixed Service*), les services satellitaires (FSS, *Fixed Service Satellite*, bande C 3.7-4.2 GHz et bande Ku 12.5-12.75 GHz), les services de la radio astronomie (RAS, *Radio Astronomy Service*), les services d'exploration terrestre par satellite (EESS, *Earth Exploration-Satellite Service*) en outdoor et les services de télévision numérique (DVB-T, *Digital Video Broadcasting-Terrestrial*), les services mobiles (IMT-2000, *International Mobile Telecommunications-2000*) en indoor.

Dans le cadre d'un second mandat publié en juin 2005, une analyse plus approfondie a été effectuée. Elle inclut en particulier :

- Des études techniques focalisées sur trois scénarios de coexistence précis : FSS, FS (outdoor) et les services fixes d'accès sans-fil (FWA, *Fixed Wireless Access*) (indoor),
- Une analyse d'impact structurée par gamme de fréquence dans la bande FCC autorisée en considérant une limitation initiale de PIRE moyenne à -55 dBm/MHz.

Depuis ce second mandat, plusieurs décisions ont été prises par l'ECC :

#### **Décision ECC/DEC/(06)04 :**

Ainsi, après un processus séquentiel visant à étudier les sous-bandes du spectre autorisé par la FCC et à reconstituer le masque final, une première décision a été adoptée en mars 2006 « ECC/DEC/(06)04 » [40]. Un accord était également conclu quant à la nécessité de pousser les études sur certains points concernant en particulier :

- les puissances PIRE moyennes maximales dans les bandes 2.7-3.8 GHz et 8.5-9 GHz,
- les techniques de réduction du brouillage,
- et les installations ULB dans les véhicules routiers et ferroviaires.

#### **Décision ECC/DEC/(06)12 :**

Une décision complémentaire « ECC/DEC/(06)12 », concernant cette fois-ci la bande inférieure 3.1-4.8 GHz, a été prise en décembre [41]. Elle définit les conditions d'utilisation applicables à l'ULB avec l'usage d'une technique de réduction de brouillage de type LDC (*Low Duty Cycle*) ainsi que d'une autre technique de mitigation des brouillages de type DAA (*Detect And Avoid*). La première permet d'autoriser les émissions à des niveaux de PIRE maximale (-41.3 dBm/MHz) si une limite est appliquée à la durée et à la répétition des bursts ULB, tandis que la seconde consiste à réduire la puissance d'émission dès que le système ULB détecte une autre activité provenant d'un système actif

dans sa bande de fréquence.

**Décision 2007/131/EC :**

La décision finale de la CE est arrivée le 21 février 2007 « 2007/131/EC » [124], la date limite de mise en œuvre dans les réglementations nationales étant fixée au plus tard le 21/08/2007 pour tous les Etats Membres.

**Limites de puissances émises autorisées**

Des mesures transitoires harmonisées ont été adoptées lors de la réunion de l'ECC en novembre 2006. Elles partent du principe qu'une première génération de systèmes ULB (1G UWB), fonctionnant essentiellement dans la bande 4.2-4.8 GHz avec un maximum de PIRE (-41.3 dBm), devrait être lancée sur le marché jusqu'à une date limite fixée au 31/12/2010 et cela sans technique de réduction de brouillage. Ensuite, cette génération serait remplacée progressivement par une seconde génération (2G UWB) intégrant les techniques de mitigation appropriées. La raison majeure de cette situation réside dans le fait que la gamme de fréquences 2.7-6 GHz est réservée pour le développement des systèmes IMT-2000 et au delà.

La décision ECC/DEC/(06)04 a été révisée dans ce sens et le dernier amendement de celle-ci date du 6 juillet 2007 [ECC06a]. Les tableaux Tab. 1.2, Tab. 1.3 et Fig. 1.9 récapitulent, relativement aux décisions précédentes et à leurs amendements, les limites de puissances autorisées telles qu'elles ont été définies.

Bande de fréquences (GHz)	PIRE moyenne maximale (dBm/MHz)	PIRE crête (dBm) (mesurée à 50 MHz)
< 1.6	-90	-50
1.6 à 2.7	-85	-45
2.7 à 3.4	-70	-36
3.4 à 3.8	-80	-40
3.8 à 4.2	-70	-30
4.2 à 4.8 <sup>ab</sup>	-70	-30
4.8 à 6	-70	-30
6 à 8.5 <sup>b</sup>	-41.3	0
8.5 à 10.6	-65	-25
>10.6	-85	-45

a. L'émission à -41.3 dBm/MHz est autorisée jusqu'au 31/12/2010.

b. Dans le cas des systèmes ULB installés dans les transports routiers ou ferroviaires, l'opération est conditionnée par l'implémentation d'un contrôle de puissance à l'émission (TCP) avec une marge de 12 dB par rapport au maximum de puissance rayonnée autorisée, sinon la DSP moyenne maximale est -53.3 dBm/MHz.

TABLE 1.2 – Limites p.i.r.e maximales en Europe.

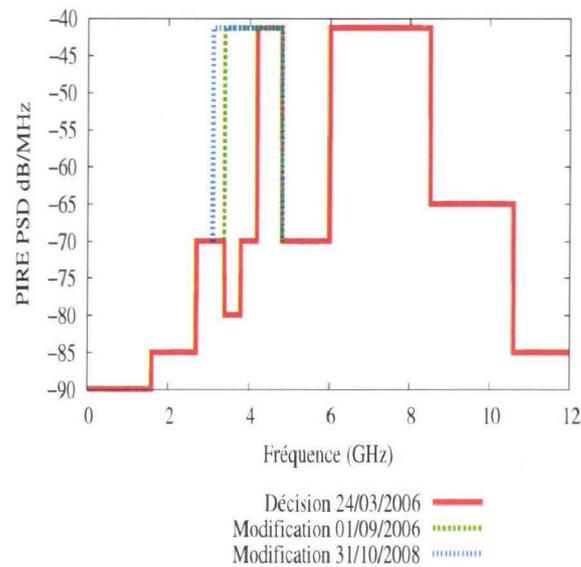


FIGURE 1.9 – Masques des limitations de P.I.R.E selon l'ECC (07/2007).

Bande de fréquences (GHz)	décision ECC de référence	Status / Amendements <sup>ab</sup> (acceptés/planifiés)
< 1.6	ECC/DEC/(06)04	pas de changement
1.6 à 2.7	ECC/DEC/(06)04	pas de changement
2.7 à 3.4	ECC/DEC/(06)04	Amendements acceptés par l'ECC 07/2007, -70 dBm/MHz, -36 dBm
3.4 à 3.8	ECC/DEC/(06)04	Amendements acceptés par l'ECC 07/2007, -80 dBm/MHz, -40 dBm
3.8 à 4.2	ECC/DEC/(06)04	pas de changement
4.2 à 4.8	ECC/DEC/(06)04	Amendements acceptés par l'ECC 07/07, Inclusion de l'approche par phase (cf. Note 1 de l'amendement)
4.8 à 6	ECC/DEC/(06)04	pas de changement
6 à 8.5	ECC/DEC/(06)04	pas de changement
8.5 à 10.6	ECC/DEC/(06)04	pas de changement
>10.6	ECC/DEC/(06)04	pas de changement

a. Ces amendements concernent le cas général pour toutes les applications sauf les installations routières et ferroviaires, les installations fixes outdoor et les installations à bord des avions.

b. Pour les autres cas, se référer au document annexe 4 du meeting 22 du TG3 « Review of the generic regulation for UWB devices » disponible en ligne : <http://www.ero.dk/>

TABLE 1.3 – Récapitulatif des amendements apportés à la Décision ECC/DEC/(06)04 (février 2008).

#### 1.2.1.4 En Asie

Pour l'ULB, les évolutions de la réglementation aux Etats-Unis puis dans l'Union Européenne semblent avoir eu un impact significatif sur d'autres pays. Ce constat plus le fait que chaque pays dispose du libre choix concernant la façon dont il occupe et gère ses propres ressources spectrales, impliquent à court terme la définition d'une bande internationale (4.2-4.8 GHz) avec ou sans technique de brouillage, et la tendance à l'ouverture de la bande supérieure (6-9 GHz) à long terme. Désormais, dans les trois régions géographiques de l'UIT, le spectre radiofréquence doit satisfaire un niveau requis d'interopérabilité permettant l'utilisation de l'ULB à l'échelle mondiale. Cette entente globale permet d'accélérer le processus de commercialisation de produits dans la plupart des régions.

Nous reviendrons sur cette bande de fréquences lorsque nous sélectionnerons les caractéristiques de notre générateur ULB.

#### 1.2.2 Contexte réglementaire de notre application ULB

Notre application est en phase de recherche et développement, aucune réglementation n'est élaborée à l'exception des masques réglementaires évoqués précédemment. La FCC a publié les règles d'utilisation des radars à pénétration de sol (GPR) et des systèmes de vision à travers les murs (WPR) [48](Fig. 1.8). De son côté l'ECC a fait l'effort de considérer, suite à la demande de l'ETSI, des nouvelles applications telles la caractérisation et la discrimination des objets (ODC, *Objects Discrimination and Characterization*) [42, 43] pour des applications précises (Fig. 1.10).

- Application A : Détection des tissus humains. Prévu pour distinguer de petits objets, tel un doigt ou d'autres extrémités, de la présence d'obstacles (par exemple bois), placé à proximité d'un outil dangereux, comme une lame de scie.
- Application B : est utilisé pour la sécurité d'utilisation des machines de forage à percussion.

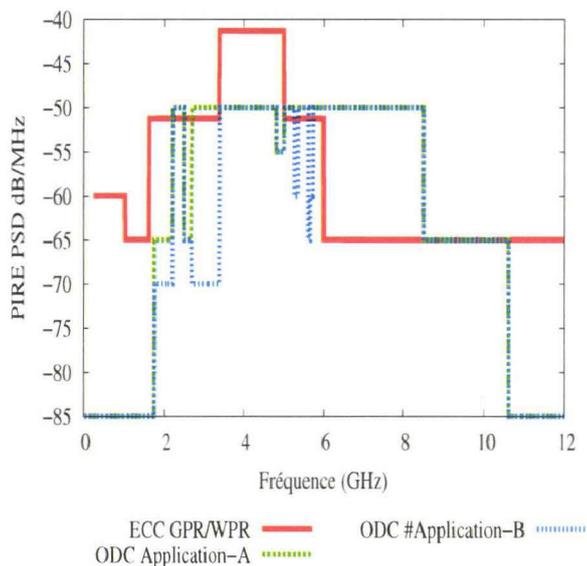


FIGURE 1.10 – Nouvelles applications - Masques des limitations de PIRE selon l'ECC (07/2007).

Notre système s'apparente de fait au radar ODC, mais possède un autre champ applicatif. On peut donc imaginer raisonnablement partir des contraintes ECC liées à cette application ODC pour dimensionner notre système.

### 1.2.3 Formes d'onde ULB

Pour bénéficier de la large bande de fréquence, dans le cas d'un système ULB à impulsions, des impulsions brèves sont utilisées. Dans la littérature, les impulsions les plus utilisées sont basées sur les formes d'onde gaussiennes ou hermitiennes [61, 60, 62]. Les impulsions gaussiennes sont des cas particuliers de celles de type hermitien. Une étude des formes d'onde ULB est présentée dans [3], où l'accent est mis sur les impulsions gaussiennes, les fonctions polynomiales hermitiennes modifiées et les formes d'onde sphéroïdale. La génération des impulsions numériques basées sur les fonctions gaussiennes monocycles est présentée dans [129]. Initialement, la forme d'onde ULB adoptée a été la première dérivée de l'impulsion gaussienne appelée *monocycle* [179]. Dans le domaine fréquentiel, cette impulsion occupe une bande depuis les plus basses fréquences jusque la gamme des GHz, cette borne supérieure dépend de la largeur d'impulsion. La forme générale de l'impulsion gaussienne centrée est dérivée de l'équation 1.15 :

$$w(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.15)$$

où  $A$  est l'amplitude. l'écart type,  $\sigma$ , est lié à la largeur d'impulsion d'excitation  $T_p$ , approximativement  $T_p = 7\sigma$ . Une présentation récursive des dérivées d'ordre supérieur ( $n^{ime}$  ordre) de l'impulsion gaussienne peut être obtenue par [152] :

$$w^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} w^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} w^{(n-1)}(t) \quad (1.16)$$

La présentation dans le domaine des fréquences de la forme gaussienne est dérivée de (1.16) en utilisant une transformation de Fourier [152] :

$$|W_n(f)| = A(2\pi f)^n \exp\left(-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right) \quad (1.17)$$

La densité spectrale de puissance de l'impulsion gaussienne d'ordre  $n$  est alors calculée :

$$|P_n(f)| = A_{max} \frac{(2\pi f\sigma)^{2n} \exp(-(2\pi f\sigma)^2)}{n^n \exp(-n)} \quad (1.18)$$

où  $A_{max}$  est un facteur qui normalise l'amplitude de la PSD suivant la réglementation et  $f$  est la fréquence.

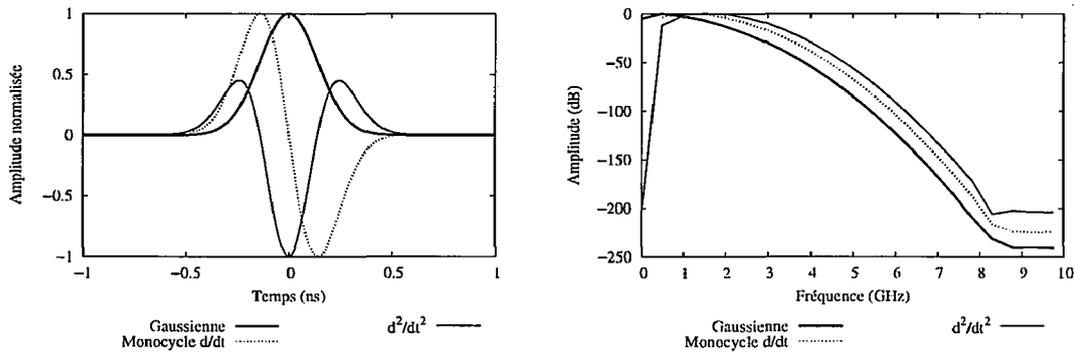


FIGURE 1.11 – Formes d'onde Gaussienne d'ordre 0, 1 et 2.

### 1.2.4 Conclusion

Il est important de préciser que l'obstacle majeur à la réglementation des émissions ULB provient de la gestion des interférences. Les investigations effectuées ont démontré que l'usage d'un seul équipement ULB s'avère sans impact significatif, mais l'agrégation d'un nombre important de ces appareils peut créer un problème d'interférence. Les rapports établis assument généralement un scénario de déploiement avec un facteur d'activité de 5% et que 80% des équipements ULB seront déployés en indoor et 20% en outdoor. Sur un récepteur FS (Fixed Service) victime à l'extérieur, l'impact de l'ajout de 20% d'équipements ULB a été évalué sur la base d'un facteur d'activité de 1% à une augmentation du bruit thermique entre 0.5 dB et 3 dB<sup>2</sup>. Les amendements validés par l'ECC en juillet 2007 par la décision ECC/DEC/(06)04 et celles qui sont prévues dans l'ECC/DEC/(06)12 ainsi que leurs implications pour les décisions de la Commission du 21 février 2007 (2007/131/EC) ont été décrites en détail dans le dernier rapport présenté en mars 2008 à la CE<sup>3</sup>.

Dans le paragraphe suivant, nous nous focalisons désormais sur les techniques radar ULB.

## 1.3 Radar Ultra Large Bande

### 1.3.1 Introduction

Historiquement, la plupart des systèmes radio traditionnels utilisait un signal à bande étroite de fréquences modulant une porteuse sinusoïdale. L'origine de cette situation est simple : une onde sinusoïdale est obtenue en appliquant de l'énergie électrique à un circuit LC (inductance, capacité). Ceci constitue le système le plus simple permettant de générer et d'entretenir une oscillation électrique. Les propriétés de résonance de ces circuits permettent de sélectionner facilement les fréquences nécessaires à l'émission et à la réception de signaux dans différents canaux de propagation (espace, lignes de communication guidées...). Actuellement, la plupart des radars utilisent des systèmes à bande étroite exploitant une largeur de bande très inférieure à celle de la fréquence porteuse. Ces radars s'avèrent aptes à accomplir les tâches de détection de cibles ainsi qu'à évaluer ses coordonnées cependant une capacité d'imagerie électromagnétique radar, permettant d'identifier formellement les cibles s'avère délicate à développer avec cette largeur de bande réduite.

Depuis, de nombreux efforts ont été consentis afin d'accroître l'information perçue depuis les objets observés. Pour augmenter le contenu informationnel contenu dans les données radar, le mode de reconnaissance des cibles est parfois utilisé. Ce mode ne permet pas de former une image de la cible, mais plutôt d'obtenir des informations additives sur la cible en extrayant ses caractéristiques avec des méthodes de post-traitement. Un tel mode de traitement nécessite une croissance significative de la bande de fréquence, ce qui mène à de nouvelles approches à la fois dans les méthodes de traitement et dans la technologie radar. En d'autres termes, élargir la bande de fréquence et s'orienter vers des signaux ULB permet d'accroître l'information recueillie par le radar et de parvenir à former une image de la cible.

### 1.3.2 Potentiel du radar ULB

Ainsi que cité dans la section précédente, le contenu informationnel des radars ULB augmente lorsque la largeur des impulsions émises décroît. Par exemple, quand la largeur d'une impulsion passe de 1  $\mu$ s à 1 ns, la résolution spatiale décroît de 300 m à 30 cm. On peut analyser ce point en indiquant

2. cf. annex 2 sec 2 CEPT report 17

3. cf. attachment 1 Doc. ECC(08)023 ANNEX 12/Doc. GT3-23-04Ro

que le sondeur radar pour la surveillance de l'espace devient plus fin et plus discriminant entre cibles. La réduction de la largeur d'impulsion fournit au radar ULB de nouvelles caractéristiques telles que :

- Une mesure de distances avec plus de précision, ce qui accroît la résolution du radar.
- La réduction de la « zone d'aveuglement » aux portées les plus courtes.
- L'identification de cibles appartenant à des classes différentes.
- La réduction des effets des interférences passives comme la pluie, le brouillard, les aérosols... (la surface équivalente radar de la source d'interférence est comparable à celle de la cible).
- L'accroissement de l'immunité face à des rayonnements électromagnétiques extérieurs et au bruit.
- L'augmentation de la probabilité de détection des cibles.
- Un diagramme de rayonnement plus directif (diagramme étroit) en changeant les caractéristiques du signal rayonné.
- La sécurisation des opérations radar en utilisant des signaux difficiles à intercepter.

### 1.3.3 Distinction entre radar ULB et radar à bande étroite

Le processus d'observation d'un radar utilisant des signaux ULB diffère du processus d'observation d'un autre utilisant des signaux à bande étroite. La différence entre les radars ULB et les radars bande étroite est présente dans chaque étage d'opération radar, soit encore la formation du signal ULB, le rayonnement de l'impulsion, la rétrodiffusion à partir d'une cible, la réception et le traitement.

Les différences principales sont les suivantes :

- **Changement de la forme d'impulsion pendant le processus d'observation.** Dans les systèmes radar conventionnels à bande étroite, le signal rétrodiffusé par la cible est similaire par sa forme d'onde à celui rayonné par l'antenne d'émission. Dans les systèmes radar ULB, le signal subit des transformations lors du rayonnement, de la rétrodiffusion par une cible ainsi que lors de la réception. Par suite, nous obtenons une forme d'onde distincte de la forme d'onde émise qui rend les méthodes de traitement habituelles difficilement applicables.
- **Dépendance mutuelle entre la forme du signal et les caractéristiques de l'antenne.** Le diagramme de rayonnement d'une antenne utilisant le signal ULB devient une fonction de l'espace et du temps (espace-fréquence); ses caractéristiques dépendent de la géométrie de l'antenne et des paramètres du signal. Les effets d'interférence présents dans les signaux à bande étroite n'existent plus lorsque le signal ULB est rayonné.
- **La variation temporelle de la Surface Equivalente Radar (SER) de la cible.** Dans le cas de traitement adaptif du signal ULB réfléchi, la SER de la cible est plus large que dans le cas des signaux à bande étroite.
- **Equation Radar ULB.** De ce fait certaines caractéristiques importantes de la théorie du radar évoluent fortement avec l'utilisation de signaux ULB. Dans ce cas, les paramètres de l'équation de télédétection évoluent, la directivité de l'antenne d'émission,  $G$ , la section équivalente de l'antenne de réception,  $A$ , et la section équivalente de la cible,  $\sigma_{ULB}$ , dépendent du temps et des paramètres du signal. Ces paramètres ne sont plus stationnaires. Par conséquent cette équation ne demeure plus constante mais varie en fonction du temps, ce qui mène à une autre forme de l'équation de télédétection où la portée est une quantité non-stationnaire et varie en fonction de la forme du signal et du temps.

$$R(s, t) \leq \sqrt[4]{\frac{EG(\theta, \Phi, S, t)\sigma_{ULB}A(\theta, \Phi, S, t)}{(4\pi)^2\rho q N_0}} \quad (1.19)$$

où  $E$  est l'énergie du signal rayonné,  $\rho$  un coefficient de perte dans le système entier du radar,  $q$  le seuil du rapport signal-sur-bruit (RSB) et  $N_0$  est la PSD du bruit.

Les caractéristiques propres aux radars ULB et la distinction avec les systèmes radars à bande étroite viennent ajouter des difficultés majeures en termes de calcul et de conception des radars ULB. De ce fait l'implémentation de signaux radar ULB mène à la création d'une branche scientifique indépendante ayant ses propres méthodes d'analyse théorique et aboutissant à des solutions non-traditionnelles.

### 1.3.4 Domaines d'applications civiles des radars ULB

Dans les années 80, des demandes de fonctionnement spécifiques aux radars ULB sont apparues. Initialement, le radar ULB était destiné à détecter des cibles peu détectables tels les avions furtifs. Dans ce domaine d'application, des avantages significatifs ont été proposés par rapport aux radars à bande étroite. Le deuxième domaine d'application concerne la détection des objets à des distances courtes, allant de quelques centimètres à quelques dizaines de mètres. Ces radars sont conçus pour détecter les objets dans un milieu très dense (sol, glace, etc.) et pour détecter des cibles en espace libre. En pratique, ces types de radar font l'objet d'une forte demande. En général, les radars ULB sont sollicités pour des applications nécessitant des degrés de précision assez élevés. Les applications radar (Fig. 1.12) ULB peuvent être classées suivant deux axes majeurs : applications à courtes distances (quelques centimètres à quelques mètres), applications à grandes distances (de quelques mètres à plusieurs dizaines de kilomètres). Les applications s'inscrivant dans la première classe sont : La détection des objets dans des milieux denses, la surveillance, la détection de victimes enfouies, la détection de personnes à travers les murs, l'anticollision dans le transport ainsi que certaines applications médicales. Dans la seconde classe d'applications, on trouve l'imagerie radar par le biais des radars à ouverture synthétique (SAR, *Synthetic Aperture Radar*), ou la détection de cibles furtives.

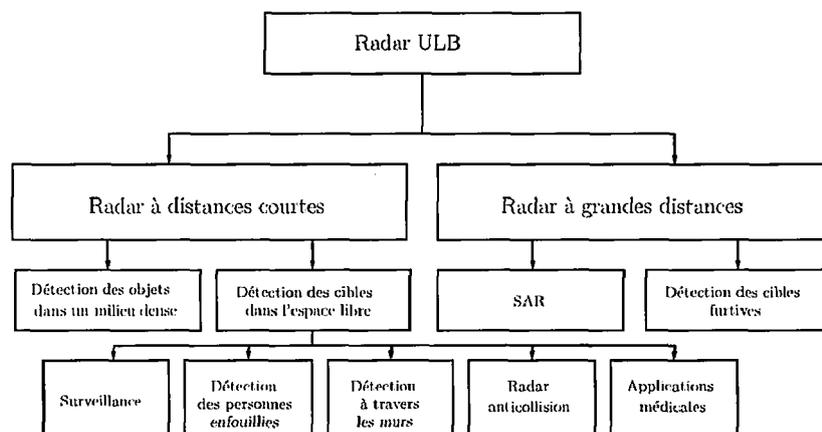


FIGURE 1.12 – Tentative de classification des applications radar ULB.

Nous allons maintenant décrire plus en détail certaines de ces applications pratiques de radar ULB.

#### 1.3.4.1 Radar ULB d'anticollision

Dans le champ du transport terrestre et plus spécifiquement celui des systèmes de transport intelligent (ITS, *Intelligent Transportation System*), le radar anticollision constitue une alternative au radar

impulsionnel à faible puissance. (MIR, *Micropower Impulse Radar*), initialement développé au Lawrence Livermore Laboratory (USA) a été utilisé pour la détection d'obstacles lors de marches arrières de véhicules (radar de recul) ou pour la détection d'obstacles dans les angles morts des rétroviseurs [166]. Grâce à son faible coût, le système de prévention MIR ULB visait la possibilité de devenir une option sur certains véhicules de haut de gamme.

Une faculté supplémentaire de l'utilisation du MIR ULB est de détecter les collisions inévitables parce que les vitesses relatives des véhicules et leurs trajectoires sont au-delà des capacités de freinage des véhicules. Le capteur déclenche alors les sacs gonflables (airbags) présents dans le véhicule et enclenche le pré-tensionnement des ceintures de sécurité.

La figure 1.13 illustre un système altimétrique et un capteur d'anticollision. Initialement développés pour les drones de type *Hummingbird* de la marine américaine, les capteurs ont montré leur capacité à détecter des objets de très petits diamètres (6.35 mm) suspendus à des fils et mesurés à des distances supérieures à 75 m. Avec une puissance d'excitation maximale de seulement 0.2 Watts, le système opère dans la bande de fréquence C, soit de 5.4 GHz à 5.9 GHz avec 8.9% de bande fractionnelle et présente une puissance de sortie inférieure à 4  $\mu$ W.

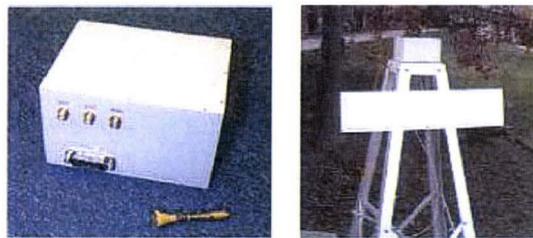


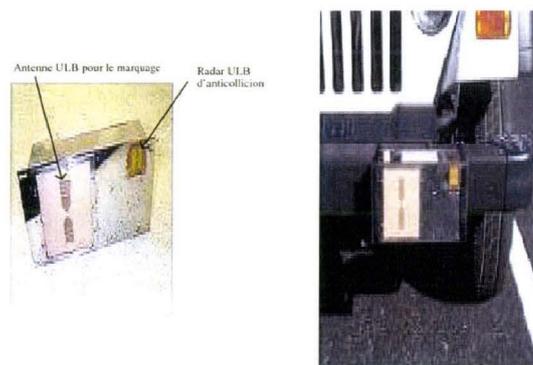
FIGURE 1.13 – Altimètre et radar ULB d'anticollision *Hummingbird*

En utilisant la capacité maximale de détection, la précision sur la mesure de distances à la cible du système peut être inférieure à trente centimètres. Plusieurs variantes du radar *Hummingbird* ont été aussi développées tels que les capteurs pour la détection des personnes, des véhicules ainsi que d'autres objets se trouvant en partie masqués par de gros engins de construction ou d'exploitation minière. L'Office National de Recherches sur les Transports de l'Académie des Sciences américaine a développé un autre capteur d'anticollision *Hummingbird* (Fig. 1.14) permettant l'hybridation des fonctionnalités d'anticollision et de marquage radio fréquentiel pour la communication entre le véhicule et la route. La fonction d'anticollision est réalisée à l'aide d'un radar ULB miniaturisé opérant également en bande C et ayant une largeur de bande de 500 MHz. La fonction de marquage (*Tagging*) est accomplie avec un système fonctionnant en bande L et ayant une bande passante de 250 MHz.

#### 1.3.4.2 Radar de vision à travers les murs

En termes de sûreté des personnes, la capacité de voir de l'« autre côté » d'un milieu dense et opaque constitue un enjeu majeur. Ce milieu dense et opaque peut être un mur. La détection à travers les murs (TTW, *Through-The-Wall*) fondée sur un radar à pénétration des murs (WPR, *Wall Penetrating Radar*) répond par exemple aux besoins de pompiers afin de pouvoir localiser les personnes en détresse mais aussi à ceux des équipes d'intervention de la police et des forces armées pour pouvoir localiser des malfaiteurs. ... Les tout premiers dispositifs de radar TTW ont exploité l'effet Doppler pour détecter la présence de personnes à travers les murs. Actuellement, il existe plusieurs types de radar à pénétration de murs, nous ne citerons que ceux qui exploitent la technologie ULB à impulsions brèves.

La société Américaine Time Domain Corporation a commercialisé le radar **RadarVision 2i**

FIGURE 1.14 – *Tag+Radar anticollision.*

(Fig. 1.15) qui équipe l'armée américaine. Ce radar portable peut être soit plaqué contre le mur, soit tenu à distance du mur. Il utilise la technique ULB MIR, ceci permet une commutation des antennes émettrices et réceptrices tour à tour.

FIGURE 1.15 – *RadarVision 2i.*

Le radar **PRISM200** a été développé en 2006 par Cambridge Consultants Laboratory en Grande Bretagne. Il utilise la technique ULB et offre une vision 3D. Ce radar doté de traitements spécifiques est capable de fournir une information sur la nature de la cible (personne ou animal). Il traverse tout type de murs (brique, béton, etc.) et annonce une portée de 20 mètres. La société américaine Eureka Aerospace a développé le système radar imageur ImpSAR à impulsions ultra courtes (de durée de 100 ps). Ce radar est basé sur la technologie impulsionnelle avec une configuration de radar à ouverture synthétique (SAR, *Synthetic Aperture Radar*). ImpSAR fonctionne dans une bande de fréquence de 250 MHz à 3 GHz ce qui lui permet d'atteindre 5 mètres de résolution avec une portée inégalée de 100 mètres.

#### 1.3.4.3 Radar ULB en médecine

Le radar ULB est également utilisé comme un outil pour détecter les fonctions respiratoires et cardiaques chez les patients. Une telle application a été développée dans les années 1970, mais a été rejetée pour certains nombres de raisons, y compris la sécurité, la taille, le coût et la commodité d'emploi. Cependant, l'intérêt pour cette application a resurgi avec les progrès introduits par l'ULB. Il est également proposé d'utiliser l'ULB comme un outil d'imagerie médicale de la même façon que le GPR



FIGURE 1.16 – PRISM200.

fournit des images des objets enfouis dans le sol. De nombreuses pistes d'applications pour le domaine médical existent [109] :

- Evaluation biomécanique cardiaque.
- Evaluation des mouvements des poumons.
- Surveillance des apnées obstructives du sommeil.
- Recherche biomécanique sur les tissus mous<sup>4</sup>.
- Imagerie cardiaque.
- Imagerie pulmonaire.
- Surveillance cardiaque.
- Surveillance des voies respiratoires.
- Prévention de la mort subite des nourrissons.
- Surveillance des cordes vocales.

#### 1.3.4.4 Conclusion

L'émergence de la technologie ULB a été permise par le développement des techniques temporelles pour la caractérisation de structures microondes linéaires et non-stationnaires. Au début des années 1970, les techniques impulsionnelles ou bande de base ont été utilisées par une large gamme d'applications soit à faible coût soit de radar à haute résolution soit encore de communications à faibles probabilités d'interception et faiblement sensibles aux interférences. Avant 1994, les applications ULB ont été pour la plupart classées confidentielles. Depuis la levée de cette contrainte, le développement de la technologie ULB connaît une accélération considérable.

---

4. muscles, vaisseaux sanguins, tissus adipeux, etc.



# Procédure d'identification des cibles et ligne de transmission

---

Dans ce chapitre, les méthodes de traitement radar sont présentées en mettant l'accent sur celles qui paraissent, a priori, les plus appropriées à l'objectif de ce travail. La ligne transmission est ensuite caractérisée ainsi que son mode fondamental de propagation. Une discussion sur l'introduction des discontinuités est aussi présentée.

## 2.1 Procédure d'identification des cibles

### 2.1.1 Introduction

Cette section a pour objectif d'introduire les différents concepts nécessaires à la caractérisation d'une cible radar à partir de ses coefficients naturels de résonance. Dans un premier temps, nous explicitons la procédure R/IAO (Reconnaissance/Identification Automatique d'obstacles). Ensuite, nous présentons le formalisme SEM (Singularity Expansion Method) permettant d'extraire les pôles de résonance d'un objet en traitant sa réponse dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel.

### 2.1.2 Reconnaissance/Identification Automatique d'Obstacles

Un système de reconnaissance des obstacles consiste à trouver une correspondance entre les données recueillies à la sortie des antennes et les caractéristiques des obstacles. Un système est dit *expert* s'il établit une correspondance entre une base de données et un module inférentiel capable de produire une décision.

Lorsque le système est capable d'apprendre la structure des données dans l'espace d'entrée et de déterminer ainsi, de façon autonome, les surfaces de décision correspondantes, nous parlons d'un système de reconnaissance automatique des cibles. Il va de soi que la reconnaissance est possible uniquement lorsque au moins une propriété qui caractérise le type de la cible est confinée dans ces données. Selon la façon dont cette propriété spécifique est représentée, il existe plusieurs signatures ou empreintes électromagnétiques d'une cible [133].

Une des propriétés parmi les plus intéressantes liée de manière intime à la structure de la cible est sa caractéristique de réflectivité. Elle est définie comme la distribution spatiale de la capacité globale de réflexion des ondes électromagnétiques pour un angle de visée et un ensemble de paramètres du signal radar donnés. Cette distribution est non-uniforme. Ainsi, pour les cibles réelles, presque toute la capacité de réflexion est concentrée dans quelques régions restreintes, appelées points brillants ou centres de réflexion. Par conséquent, la caractéristique de réflectivité d'une cible peut encore être définie comme la distribution spatiale spécifique de ses points brillants [133].

Un radar en mesure de déterminer la caractéristique de réflectivité d'une cible, à savoir la localisation de ses points brillants, s'appelle radar à haute résolution (RHR). Plus la résolution est fine, plus cette caractéristique sera mise en évidence et par conséquent meilleurs seront les résultats de la classification. Le terme « classification » sera définie ci-après dans cette section.

Deux stratégies de traitement possibles pour un RHR sont présentées sur la figure 2.1. La première est spécifique à un radar à ouverture synthétique inverse et consiste à déterminer une projection bi-dimensionnelle de la fonction de réflectivité. Plusieurs balayages de l'obstacle seront nécessaires pour pouvoir reconstruire l'image [180]. La seconde est propre à un système de reconnaissance automatique des signatures de l'obstacle. Les techniques basées sur les SER [97], sur la polarisation [108, 30], sur le profil de distance [102] ou sur la mesure des fréquences multiples [98, 104] appartiennent à cette seconde stratégie.

L'objectif de cette thèse est de concevoir et d'évaluer un dispositif de reconnaissance et d'identification d'un obstacle chutant sur les voies de circulation et de le discriminer parmi un ensemble d'obstacles préalablement reconnus. Nous devons donc développer un système de Reconnaissance/Identification Automatique des obstacles (R/IAO). Nous cherchons en particulier un système effectuant un compromis efficace entre qualité de classification et volume de traitement. Les différentes étapes de la R/IAO sont classiques dans la théorie de la reconnaissance des formes. Rappelons les brièvement.

L'**extraction** a pour but de mettre en évidence l'information discriminante liée à la structure particulière de chaque classe de cibles. Elle se réalise au moyen d'un jeu de paramètres issus de l'analyse des signaux d'entrée.

La **sélection** des caractéristiques sert généralement à réduire la dimension de l'espace initial tout en gardant les propriétés discriminantes des paramètres extraits sachant que la mise en œuvre des algorithmes de classification est d'autant plus facile que la dimension des vecteurs à classifier est faible.

Dans la phase de **classification**, les signaux d'entrée sont assignés à une des  $M$  classes préétablies  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$ . Cette dernière étape est donc l'étape décisionnelle. La justesse de la décision prise dépend des performances du classifieur choisi et de la qualité du processus d'apprentissage, mais également du niveau de bruit et des traitements précédents. Ce dernier point semble contredire l'affirmation précédente concernant la sélection des caractéristiques, car celle-ci fait également partie des traitements précédents. Néanmoins, la simplification du problème réalisée dans cette étape, en dépouillant les données de tout ce qui n'est pas essentiel pour la classification, s'avère bien plus importante que les éventuelles pertes d'information qui peuvent apparaître lors de ce traitement.

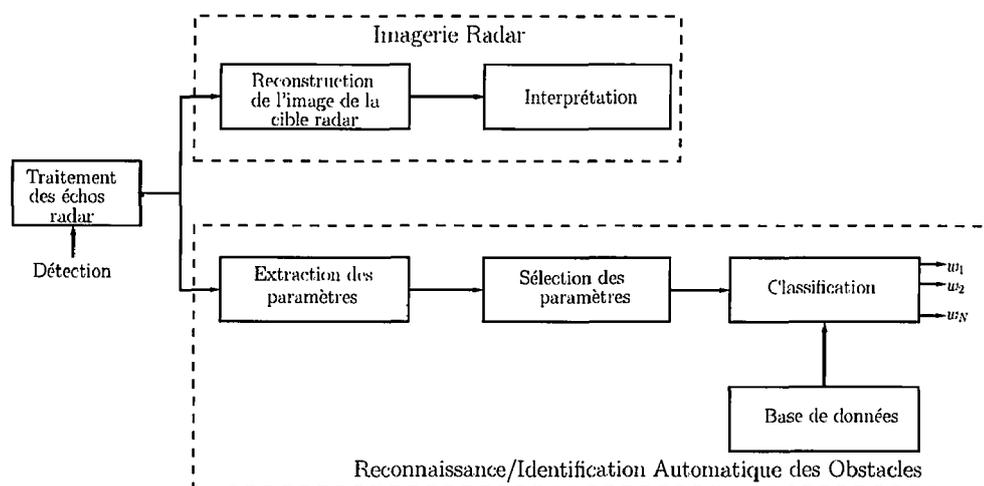


FIGURE 2.1 – Stratégies de traitement pour un radar à haute résolution.

Le système R/IAO du radar ULB semble actuellement réaliser le meilleur compromis performances-volume de traitement. Il prend comme paramètres discriminants les pôles naturels de résonance. Il est reconnu pour sa bonne qualité de classification avec un volume du traitement modéré. Pour sa part, le système R/IAO d'un radar cohérent prend en espace d'entrée les SER et les caractéristiques de polarisation et présente une qualité de classification modérée associée à un volume modéré de traitement. Dans un radar à haute résolution, le système R/IAO est alimenté par des images bidimensionnelles ou tridimensionnelles, il fournit un niveau de performance comparable à celui du radar ULB mais avec un volume de traitement important.

### 2.1.3 R/IAO basée sur les résonances complexes

L'inconvénient majeur de ces techniques est que les singularités extraites varient avec le changement de l'angle d'incidence de la source éclairant la cible. Pour la plupart des systèmes radar, les angles d'incidence sur l'obstacle ne sont pas connus *a priori*. Il est donc préférable d'implémenter une technique qui extrait des caractéristiques propres à la cible, indépendantes de l'angle de visée de la

forme d'onde d'incidence.

Une des méthodes qui surmonte la limitation de la dépendance à l'égard de l'angle d'incidence est basée sur les résonances complexes de la cible. Cette méthode d'identification utilise les signatures électromagnétiques de la cible présentées sous formes de résonances complexes. Ces résonances forment l'ensemble des caractéristiques servant à distinguer une cible parmi d'autres. Cette méthode a été développée en aval de la méthode d'expansion des singularités (SEM, *Singularity Expansion Singularity*) introduite par C. E. Baum [8] dans les années 90. La SEM décrit le phénomène de rétrodiffusion électromagnétique retardée comme une somme d'exponentielles amorties suivant les résonances naturelles complexes. Cette approche est similaire à celle utilisée pour acquérir la réponse impulsionnelle d'un circuit RLC ou d'un système linéaire invariant (LTI, *Linear Time-Invariant*).

Un problème ordinaire de la physique est celui du diapason. Quand il est frappé (excité), le diapason vibre fournissant une seule note à une fréquence dépendante de la taille de ses branches, de la forme et du matériau utilisé lors de la fabrication. On peut distinguer différents diapasons simplement en faisant correspondre la note produite par chaque équipement dans une table des fréquences des diapasons de différentes géométries. Ce concept s'applique également aux résonances naturelles complexes (CNR, *Complex Natural Resonance*) de la cible. Dans le processus de rétrodiffusion électromagnétique, un courant est induit à la surface de la cible lorsqu'il est atteint par une impulsion électromagnétique brève. Lorsque l'impulsion se propage à l'intérieur ou le long de la cible, des courants de résonance se forment correspondants à la taille, la forme et la matière constitutive de la cible. Ces CNR dépendent purement des caractéristiques physiques de la cible, i.e. des propriétés diélectriques et des géométries physiques. Ces signatures sont indépendantes de l'angle d'incidence [8] et de la polarisation de la forme d'onde incidente [157]. Cette relation entre les CNR et les caractéristiques de la cible permet aux CNR d'être utilisées comme un ensemble de caractéristiques dans la procédure de reconnaissance des cibles. La faisabilité d'un tel système de reconnaissance des cibles a été démontrée dans [8, 11].

### 2.1.3.1 Notions sur la réponse forcée et la réponse retardée dans le temps

Quand une onde électromagnétique illumine un objet, des courants sont induits à sa surface. Il se met alors dans un état d'excitation et des distributions de courant circulent le long de cette surface afin de rétablir une neutralité électrique. Le retour à l'équilibre s'effectue par une dissipation d'énergie sous forme de rayonnement ou de chaleur. Ces rayonnements vont contenir des informations sur la taille, la forme et la matière constitutive de la cible. Ces résonances sont uniques pour chaque cible et théoriquement indépendantes de l'angle d'incidence et de la forme d'onde d'excitation.

La résonance globale de la cible est établie lorsque les fréquences d'excitation de l'impulsion brève se trouvent comprises entre 0.4 et 4 longueurs d'ondes de la taille de la cible [117]. En se basant sur un tel phénomène physique, la réponse entière de la cible peut être divisée en deux parties : la réponse forcée et la réponse retardée. De manière conceptuelle, la réponse forcée est définie comme étant la partie du signal se déroulant lorsque l'impulsion électromagnétique atteint la cible jusqu'à ce que le phénomène de résonance fasse son apparition. La réponse retardée débute lorsque le phénomène de résonance est complètement établi et que la cible commence à résonner librement. Dans la littérature scientifique, une des définitions quantitatives du début du temps de retard est donnée par :

$$T_L = \frac{2L_c}{c} + 2T_v + T_p \quad (2.1)$$

où  $L_c$  est la longueur caractéristique de la cible,  $c$  est la célérité de la lumière<sup>1</sup>,  $T_v$  est le temps de vol entre l'antenne d'émission et la cible et  $T_p$  est la largeur d'impulsion [83]. En d'autres termes, la période de temps de retard est considérée lorsque l'impulsion a effectué un aller-retour, tout en parcourant la totalité de la surface de la cible.

Le concept de la réponse forcée et de la réponse retardée sont très importants dans le cadre de la théorie SEM. Le phénomène de rétrodiffusion est complètement différent dans les deux intervalles de temps, ce qui implique une différence de modélisation entre la réponse forcée et la réponse retardée.

Une recherche bibliographique montre que Felsen et al. [71, 73, 70, 154, 155, 156, 153, 52] ont été les premiers à formuler une relation entre les modèles de la réponse forcée et de la réponse retardée. Ces travaux mènent à un modèle hybride basé sur la forme d'onde et la SEM [52]. Ce modèle n'est pas encore utilisé pour des applications de reconnaissance des cibles.

Comme cela a déjà été le cas pour des applications antérieures de reconnaissance de cibles, nous nous contentons d'exploiter la réponse retardée de la cible. Nous justifions notre choix dans la suite de cette section.

### 2.1.3.1.1 Réponse forcée

Dans la littérature, la complexité de modélisation de la réponse forcée [71, 131, 37, 53, 88, 73, 70, 116, 72, 80, 136, 96] est reconnue car le phénomène de rétrodiffusion forcée est local, dépendant de l'angle d'incidence de la forme d'onde d'excitation et également dépendant de la cible. La réponse forcée contient les composantes hautes fréquences du champ diffracté et rétrodiffusé par les bordures tranchantes et les coins formant des angles très aigus. Elle est donc organisée suivant la hiérarchie des champs réfléchis et diffractés de la théorie de diffraction géométrique (GTD, *Geometrical Theory of diffraction*) [70]. Dans le domaine temporel, les composantes de rétrodiffusion ont vraisemblablement la même allure que l'impulsion d'excitation (*impulse-like*) et ne sont pas stationnaires, notamment en les comparant à celles du temps retardé.

### 2.1.3.1.2 Réponse retardée

La modélisation de la réponse retardée est plus simple que celle de la réponse forcée. Cette simplicité s'explique par le fait que le phénomène de rétrodiffusion dans le temps retardé est dominé par des résonances globales et que ces résonances sont théoriquement dépendantes de la cible et indépendantes de l'angle d'incidence. Dans la pratique, quelques modes de résonance ne peuvent pas être extraits pour des angles d'incidence donnés parce qu'elles ne sont pas suffisamment excitées suivant ces angles (faibles valeurs des résidus). La réponse retardée est totalement décrite par la SEM qui la modélise par une somme d'exponentielles amorties avec les CNR.

Des travaux intensifs ont été menés sur les applications de reconnaissance des cibles basées sur le modèle d'exponentielles amorties, par exemple [11, 132, 55, 92, 82, 144, 145, 26, 25, 16, 57, 161, 38, 20, 81, 58, 94, 143, 142, 54, 115, 113, 111, 112, 100, 114, 138]. Un résumé étendu peut être trouvé dans [11]. Les domaines de recherche sur la reconnaissance des cibles basée sur la modélisation du temps retardé avec des exponentielles amorties incluent : l'amélioration des algorithmes d'extraction des résonances, le développement des méthodes de reconnaissance utilisant les CNR comme un ensemble de caractéristiques pour la discrimination [144, 145] et le développement des nouvelles applications comme la surveillance des matériaux stratifiés [146, 178, 161, 174] ou la détection des cibles à la surface de la mer [175].

---

1.  $c = 3.10^8 m.s^{-1}$

Notre travail propose une nouvelle application de reconnaissance de cibles. Nous nous sommes donc efforcés de passer en revue de manière détaillée la méthode SEM en menant une réflexion spéciale sur la réponse retardée afin d'évaluer si celle-ci correspond effectivement à notre objectif.

### 2.1.3.2 Notions sur la méthode d'expansion des singularités

Dans la théorie des circuits et en utilisant le modèle LTI, la réponse impulsionnelle caractérise le comportement des circuits et des systèmes linéaires. Dans la plupart des circuits linéaires, la réponse impulsionnelle peut être déterminée à partir des singularités de la réponse fréquentielle dans le plan complexe et des résidus correspondants suivant les éléments inductifs et capacitifs de ces circuits [122, 126]. La réponse impulsionnelle peut être modélisée comme une somme des produits de tous les résidus par des sinusoïdes exponentiellement amorties. Dans les années 60, Kennaugh et Mofatt [93] ont étendu le concept de réponse impulsionnelle et l'ont appliqué à la rétrodiffusion dans le domaine temporel des cibles radar. Basé sur leur travail, C. E. Baum [8] a introduit la SEM dans le début des années 70 pour décrire le phénomène de rétrodiffusion dans le domaine temporel. La SEM assume le fait que la rétrodiffusion électromagnétique dans le temps retardé est linéaire et invariante et que cette rétrodiffusion peut être modélisée de façon similaire au système LTI à l'aide d'une somme d'exponentielles amorties. La linéarité signifie que le principe de superposition s'applique<sup>2</sup>, tandis que l'invariance temporelle signifie que les paramètres constitués à partir de la réponse de la cible sont temporellement invariables.

Initialement, la SEM a été introduite pour décrire, en espace libre, les courants de surface d'un objet parfaitement conducteur comme une somme de séries d'exponentielles amorties ainsi que comme une fonction entière dans le domaine complexe fréquentiel [8]. Plus tard, la SEM a été utilisée pour modéliser la densité de charge [8] et le champ rétrodiffusé [11] par des cibles radars.

Dans cette section, la description SEM traite le cas du problème de rétrodiffusion ou du système LTI, avec une fonction d'excitation  $x(t)$  et une fonction en sortie  $y(t)$  dans le domaine temporel, correspondant à  $X(s)$  et  $Y(s)$  respectivement dans le domaine fréquentiel complexe. L'entrée du problème de rétrodiffusion peut être un courant magnétique incident ou un champ électrique incident, et la sortie peut être aussi un courant induit ou un champ rétrodiffusé. La réponse impulsionnelle d'un système LTI est essentiellement la réponse de la cible, ou l'équivalente fonction de transfert  $H(s)$  dans le domaine fréquentiel complexe [126, 68].

Avec la SEM, la fonction de transfert de la cible dans le domaine de Laplace est donnée par [8, 165] :

$$\vec{H}(\vec{r}, s) = \sum_{i=1}^{\infty} \tilde{\eta}_i(s, \vec{p}) \vec{M}_i(\vec{r}) (s - s_i)^{-m_i} + \vec{W}(\vec{r}, s, \vec{p}) \quad (2.2)$$

où  $\tilde{\eta}_i(s, \vec{p})$  est le coefficient de couplage,  $\vec{M}_i(\vec{r})$  est le mode naturel de résonance,  $s_i = \sigma_i \pm j\omega_i$  est le CNR, où  $\sigma_i$  et  $\omega_i$  sont respectivement les coefficients d'amortissement et les fréquences de résonance,  $m_i$  est la multiplicité du  $i$ ème pôle,  $\vec{W}(\vec{r}, s, \vec{p})$  est la fonction entière,  $\vec{r}$  est le vecteur position sur la cible où la réponse impulsionnelle est mesurée et  $\vec{p}$  est la polarisation de l'onde incidente [126, 68].  $\sim$  indique la transformée bilatérale de Laplace.

Le mode naturel  $\vec{M}_i(\vec{r})$  est la réponse du système décrit par le pôle  $s_i$  qui dépend seulement de la position  $\vec{r}$  sur la structure et des paramètres de la cible, tandis que le coefficient de couplage  $\tilde{\eta}_i(s, \vec{p})$  mesure la vigueur des CNR suivant la cible et les paramètres de l'onde incidente (angle d'incidence et angle de polarisation, ...) et est indépendant de la position de la cible. Il existe deux classes différentes de coefficients de couplage, la classe 1 et la classe 2. Si le coefficient de couplage est constant pour

2. Le principe de superposition signifie que la réponse de la somme des deux excitations correspond à la somme des réponses des excitations individuelles.

chaque pôle, alors il est défini de classe 1. S'il est une fonction de la fréquence, il appartient à la classe 2. Dans la littérature scientifique, la plupart des travaux ont été consacrés au coefficient de couplage de la classe 1 qui est utilisé pour modéliser les réponses impulsionnelles retardées. La dépendance exclusive à la cible des CNR leur permet d'être un bon candidat pour la caractérisation des cibles radar. Les résidus constants sont extraits numériquement en utilisant les méthodes détaillées dans la section suivante. Les coefficients de la classe 2 ont été proposés pour modéliser la réponse forcée [136].

En utilisant les coefficients de couplage de la classe 1 et la transformée de Laplace inverse de l'équation (2.2), la réponse impulsionnelle de la cible est donnée par :

$$\vec{h}(\vec{r}, t) = \sum_{i=1}^{\infty} \vec{\eta}_i(t, \vec{p}) \vec{M}_i(\vec{r}) e^{-s_i t} + \vec{W}(\vec{r}, t) \quad (2.3)$$

En écrivant

$$\vec{\eta}_i(t, \vec{p}) \vec{M}_i(\vec{r}) = A_i(\vec{r}) = A_i \quad (2.4)$$

et en supprimant la fonction entière, qui correspond à la réponse forcée, la réponse retardée est modélisée par une somme d'exponentielles amorties avec des résidus constants, i.e.

$$r(t) = \sum_{i=1}^M [A_i e^{s_i(t)} + A_i^* e^{s_i^*(t)}] = 2 \sum_{i=1}^M a_i e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \phi_i), \quad t > T_L, \quad A_i = a_i e^{j\phi_i} \quad (2.5)$$

où  $M$  est le nombre de pôles,  $T_L$  est le début du temps de retard,  $a_i$  et  $\phi_i$  sont respectivement le résidu et la phase du  $m^{ième}$  mode, \* indique le complexe conjugué. Théoriquement, il existe une infinité de CNR et la sommation dans l'équation (2.3) doit être infinie. Cependant, à cause de la bande de fréquence bornée d'un signal réel, seul un nombre fini de modes de résonance est excité et l'ordre modal est remplacé par un nombre fini  $M$  dans l'équation (2.5). Les CNR, ou pôles, sont données par  $s_i = \sigma_i \pm j\omega_i$  comme définis précédemment.  $r(t)$ , la réponse impulsionnelle est distinguée du vecteur position de la cible  $\vec{r}$ .

### 2.1.3.3 Pourquoi utiliser la méthode SEM

La méthode semble être bien appropriée à la caractérisation des objets. En effet, elle permet de modéliser la réponse retardée en fonction de seulement trois paramètres caractéristiques :  $[\sigma_i; \omega_i; A_i]$ . Ces paramètres sont intrinsèques à la cible. La cartographie des pôles de résonance constitue en quelque sorte une carte d'identité qui permet d'identifier la cible détectée. En effet, l'efficacité de cette méthode dépend du caractère résonnant de la cible. Une cible s'avère plus au moins résonnante en fonction de sa géométrie et de sa constitution. L'information contenue dans les pôles de résonance peut fournir des indications quant à la forme générale, la dimension caractéristique et la constitution de la cible.

### 2.1.4 Les pôles naturels de résonance

Les paires de pôles de résonance sont complexes conjugués à parties réelles négatives. Puisque le coefficient de résonance  $\sigma_i$  est négatif, les pôles de résonances sont localisés à gauche de l'axe imaginaire, dans le plan complexe (Fig 2.2). En effet, le facteur d'amortissement correspond à la durée de vie de chaque résonance dans le domaine temporel (voir l'équation (2.5)). Ainsi, lorsque  $|\sigma|$  augmente, la durée de vie de résonance diminue et son influence particulière dans la réponse temporelle de la cible s'amointrit.

Les pôles des résonance,  $s_i$ , associés à leurs résidus,  $A_i$ , peuvent être utilisés pour classer les différentes cibles [9]. En effet, chaque cible, de géométrie et/ou de constitution différente produit des résonances différentes. Il est donc possible, à partir du couple  $[\sigma_i; \omega_i]$ , de construire une bibliothèque

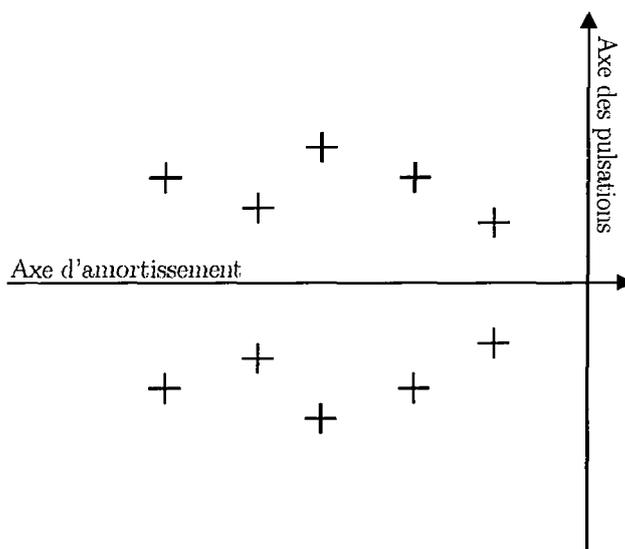


FIGURE 2.2 – Représentation des pôles de résonance d'une cible dans le plan complexe.

de cibles permettant de classer et de discriminer ces cibles. La figure 2.3 illustre le principe de l'utilisation d'une bibliothèque de cartographie de pôles pour l'identification d'une cible :

1. Le radar éclaire la cible avec une onde plane à large bande.
2. L'antenne reçoit la réponse de la cible.
3. L'application du traitement SEM permet d'obtenir la cartographie des pôles de résonance de la cible (carte d'identité).
4. La cartographie des pôles obtenus est comparée à d'autres grâce à une bibliothèque de pôles de cibles (valise, récipient, corps humain) préalablement calculées.

La comparaison entre les cartographies sera illustrée plus loin dans ce mémoire.

### 2.1.5 Extraction des Résonances Naturelles Complexes

Depuis son apparition, les efforts de recherche sur la SEM se sont concentrés selon trois axes principaux : des études théoriques et pratiques de la formulation SEM adaptée à la réponse forcée et à la réponse retardée, la prédiction et l'extraction avec précision des paramètres SEM à partir des réponses des cibles et l'application des techniques SEM pour une procédure d'identification robuste des cibles. Le premier axe a déjà été abordé dans cette section, un état de l'art des méthodes d'extraction sera présenté dans la suite et un système d'identification sera analysé à la fin de cette section.

La bonne reconnaissance des cibles radar est conditionnée par l'utilisation d'une méthode fiable d'extraction de résonances. Il existe deux approches principales pour extraire les résonances. La première se fonde sur la formulation du problème de rétrodiffusion dans le domaine fréquentiel et la deuxième est basée sur la réponse de la cible dans le domaine temporel. Dans ce qui suit, nous rappelons ces deux approches.

#### 2.1.5.1 Extraction des résonances dans le domaine fréquentiel

L'excitation impulsionnelle dans le domaine temporel provoque l'induction de courants électromagnétiques à la surface de la cible radar. Dans le domaine fréquentiel, cette excitation impulsionnelle

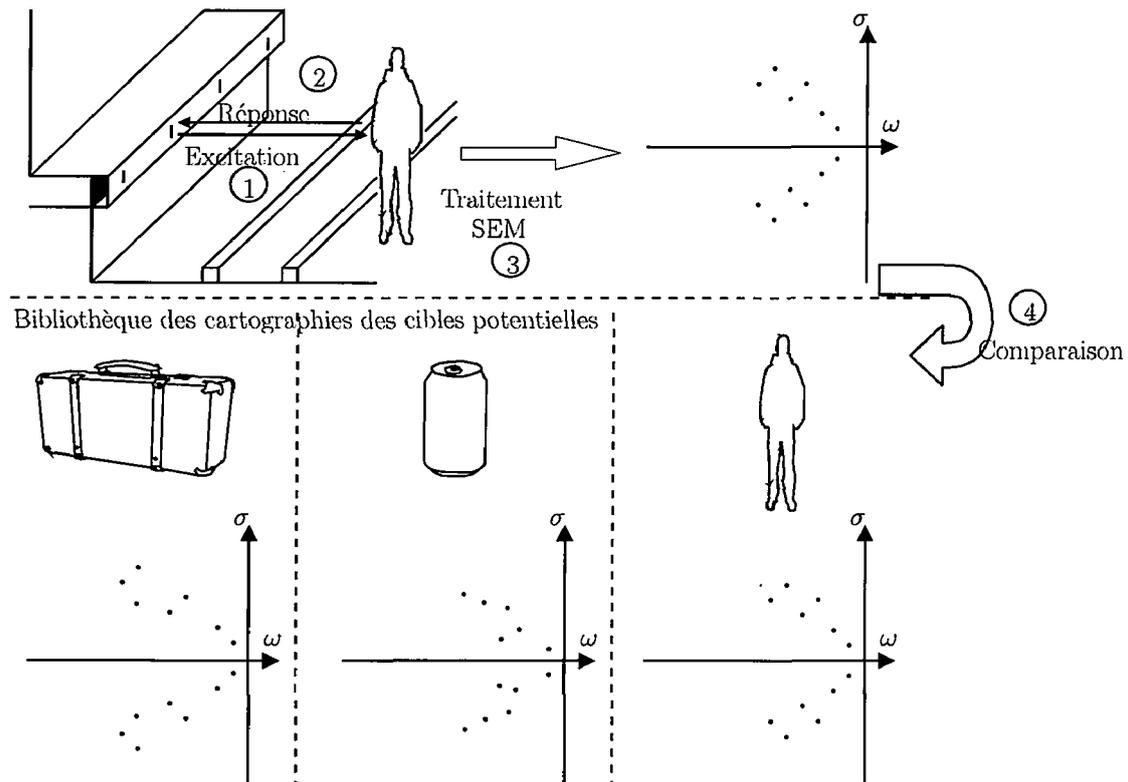


FIGURE 2.3 – Illustration de l'utilisation d'une bibliothèque des pôles de résonances complexes de cibles radar.

correspond à une composante fréquentielle ULB. A chaque fréquence, l'amplitude et la phase des courants dépendent de la polarisation, de l'angle d'incidence et de la fréquence d'excitation.

En partant des équations de Maxwell, les champs électrique et magnétique dans le domaine temporel peuvent être écrits, dans un contexte général, selon [6] :

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\nabla(\nabla\cdot\vec{A}) = -j\omega\vec{A} - \nabla\phi_e \quad (2.6)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A} \quad (2.7)$$

où  $\vec{A}$  est le potentiel vecteur,  $\phi_e$  est le potentiel scalaire,  $(\nabla\cdot)$  est l'opérateur *divergence* et  $(\nabla\times)$  désigne l'opérateur rotationnel. Réarrangeant l'équation (2.7)

$$\nabla\times\vec{A} = \mu\vec{H} \quad (2.8)$$

Prenant le rotationnel sur les deux membres de l'équation (2.8),

$$\nabla\times\nabla\times\vec{A} = \nabla(\nabla\cdot\vec{A}) - \nabla^2\vec{A} = \mu\nabla\times\vec{H} \quad (2.9)$$

En combinant (2.9) avec l'équation de Maxwell

$$\nabla\times\vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.10)$$

$$\nabla(\nabla\cdot\vec{A}) - \nabla^2\vec{A} = \mu\vec{J} + j\omega\mu\epsilon\vec{E} \quad (2.11)$$

En substituant (2.6) dans (2.11)

$$\nabla^2 \vec{A} + \beta^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} + \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) + \nabla(j\omega\epsilon\mu\phi_e) = -\mu \vec{J} + \nabla(\nabla \cdot \vec{A} + j\omega\epsilon\mu\phi_e) \quad (2.12)$$

Pour simplifier (2.12), le potentiel scalaire  $\phi_e$  est défini par :

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\epsilon\mu\phi_e \implies \phi_e = -\frac{1}{j\omega\epsilon\mu} \nabla \cdot \vec{A} \quad (2.13)$$

connu comme la condition de Lorentz. L'équation d'onde (2.12) peut alors être exprimée comme :

$$\nabla^2 \vec{A} + \beta^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (2.14)$$

La solution de cette équation est donnée par [6]

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_S \int \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dS(\vec{r}') \quad (2.15)$$

où  $G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{j\beta R}}{R}$  est la fonction de Green dans l'espace libre,  $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$ ,  $\vec{r}$  correspond au point où le champ est observé et  $\vec{r}'$  correspond au point source. Les équations (2.6) jusqu'à (2.15) donnent une solution de l'équation d'onde dans un contexte électromagnétique général. Pour caractériser le champ électrique total sur une surface parfaitement conductrice (PEC, *Perfect Electrically Conductor*), on introduit les conditions aux limites sur les équations de Maxwell

$$\vec{E}_{i(tan)} = \vec{E}_{i(tan)} + \vec{E}_{s(tan)} = 0 \implies \vec{E}_{s(tan)} = -\vec{E}_{i(tan)} \quad (2.16)$$

où  $\vec{E}_{i(tan)}$  est la composante tangentielle du champ électrique total,  $\vec{E}_{i(tan)}$  et  $\vec{E}_{s(tan)}$  sont les composantes respectives du champ incident et du champ rétrodiffusé. En utilisant ces conditions dans l'équation (2.6), le champ rétrodiffusé est alors exprimé en fonction du potentiel vecteur  $A$ .

$$\vec{E}_{s(tan)} = -j\omega \vec{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) = -j\frac{1}{\omega\mu\epsilon} [k^2 \vec{A} + \nabla(\nabla \cdot \vec{A})] \quad (2.17)$$

où  $k^2 = \omega^2\mu\epsilon$ . Le champ rétrodiffusé est alors calculé à partir de (2.17) sachant que la densité de courant  $\vec{J}(\vec{r}')$  est connue. En connaissant le champ électrique incident, la densité de courant est calculée en résolvant l'équation intégrale suivante

$$j\frac{\eta}{k} [k^2 \int_S \int \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') ds' + \nabla \int_S \nabla' \cdot \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}')]_{(tan)} = \vec{E}_{i(tan)} \quad (2.18)$$

où  $\eta$  est l'impédance caractéristique de l'espace libre,  $\nabla$  et  $\nabla'$  correspondent à l'observation et à la source respectivement. En écrivant la densité de courant inconnue  $\vec{J}(\vec{r}')$  comme une somme des fonctions de base

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{n=1}^N \alpha_n \vec{f}_n \quad (2.19)$$

où les  $\alpha_n$  sont les amplitudes et  $\vec{f}_n$  sont les fonctions de base. L'intégrale dans (2.18) peut s'écrire sous forme matricielle

$$[\vec{Z}][\vec{\alpha}] = [E_{i(tan)}] \quad (2.20)$$

où les inconnues  $\alpha_n$  sont calculées par la méthode des moments (MoM, *Method of Moment*) [67]. Une fois le vecteur de densité de courant calculé à partir de (2.20), le potentiel vecteur est alors déduit de (2.15). Les champs électrique et magnétique rétrodiffusés sont alors calculés en utilisant les équations (2.17) et (2.7) respectivement.

Les résonances naturelles d'une cible radar, notées  $s_n$ , sont calculées de façon que la version homogène de l'équation (2.20) possède une solution non triviale, c'est-à-dire,  $[\vec{E}_{i(t_{nn})}] = [0]$

$$[\vec{Z}][\vec{a}] = [0] \quad (2.21)$$

Cela implique qu'il existe une solution si et seulement si le déterminant de  $[\vec{Z}]$  est nul. Les racines ( $s_n$ ) du polynôme caractéristique de la matrice  $[\vec{Z}]$  définissent l'emplacement des pôles de résonance dans le plan de la transformée en Z. La technique de calcul des racines pour l'extraction des pôles de résonance a été proposée avec l'apparition de la méthode SEM dans les années 70 [8, 167]. Elle permet de prédire complètement et exactement les CNR de la cible. Cette méthode souffre de deux inconvénients. Tout d'abord, elle est limitée à la formulation des équations intégrales dans le domaine fréquentiel et pour une seule fréquence [8, 167]. Comme la fréquence d'excitation change, le problème entier de la rétrodiffusion change et la méthode MoM doit être rechargée en fonction de la nouvelle fréquence d'excitation. De plus, l'analyse de Fourier indique que le signal temporel correspond à une réponse large bande ou même ultra large bande dans le domaine fréquentiel à cause de la largeur d'impulsion relativement faible. En conséquence, l'extraction des CNR est faite par la répétition de la procédure de recherche des racines à la matrice MoM ( $[\vec{Z}]$ ) sur chaque élément de la bande de fréquence. Numériquement, cela mène à de gros calculs nécessitant un temps de calcul réellement important.

Le second désavantage de la technique de calcul des racines réside dans le fait qu'il est difficile d'utiliser cette méthode pour extraire les CNR si la réponse de la cible est obtenue avec d'autres moyens que la MoM, par exemple, par des mesures expérimentales ou par d'autres méthodes numériques comme la FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*). Pour surmonter ce défaut, des chercheurs ont examiné la possibilité d'extraire directement les CNR dans l'intervalle de temps retardé de la réponse impulsionnelle de la cible.

### 2.1.5.2 Extraction des résonances dans le domaine temporel

Quelques années après l'apparition de la SEM, Van Blaricum et Mittra [17] ont proposé la méthode de Prony pour extraire les CNR et les résidus associés à partir de la réponse retardée de la cible. Historiquement, cette méthode d'extraction a été introduite en premier par Gaspard Riche, Baron de Prony, en 1795 [137]. Prony a émis l'hypothèse que la loi gouvernant l'expansion des différents gaz peut être exprimée par une somme d'exponentielles amorties. La proposition de l'utilisation de la méthode de Prony pour extraire les paramètres de la SEM a retenu beaucoup d'attention dans la littérature scientifique, grâce au fait que cette méthode permet d'extraire directement les CNR à partir de la réponse retardée de la cible, que ce soit une réponse calculée ou mesurée. Plus important encore, en théorie, toutes les résonances de la cible peuvent être extraites d'un seul coup au lieu de répéter la procédure comme dans le cas de la technique de calcul des racines de la matrice MoM sur toute la bande de fréquence.

Cependant, l'inconvénient majeur de la méthode de Prony réside dans sa haute sensibilité au bruit [18, 19]. L'amélioration de la performance de la méthode de Prony par rapport à l'immunité au bruit est devenu l'un des objectifs principaux des recherches sur la SEM dans les années 80 et jusqu'au début des années 90. Plusieurs techniques ont été proposées pour réduire l'erreur de prédiction des CNR à partir d'un signal bruité et plusieurs méthodes ont été introduites depuis : LS-Prony (*Least Square Prony*) et MLS-Prony (*Modified Least Square Prony*) [106], Variational Method [109], CM (*Continuation Method*) [36, 35], GAT (*Genetic Algorithm Technique*) [84], la méthode basée sur la programmation évolutionnaire CLEAN [85], la méthode de prédiction linéaire régressive fondée sur l'algorithme de Kumaresan et Tufts [169], la méthode de la matrice de Pencil (MPM, *Matrix of Pencil Method*) [149], ainsi que les

techniques de reconnaissance comme la technique K-pulse combinée avec l'algorithme génétique [171] et la technique E-pulse [141, 140, 89]. Un autre problème s'ajoute à la méthode de Prony, celui de la détermination du nombre des CNR, i.e. l'ordre modal du système [18, 19]. L'ordre du modèle possède un impact significatif sur la précision de l'algorithme. Si l'ordre du modèle est supérieur au nombre de pôles contenus dans les données, la méthode de Prony génère des pôles mathématiques, appelés pôles erronés, en dehors des vrais pôles. Les pôles mathématiques vont influencer les amplitudes des modes de résonances (résidus) en les rendant inexacts. De la même façon, si l'ordre du modèle est inférieur au nombre de pôles contenus dans les données, alors des pôles vont être manqués et vont considérablement dévier des vrais pôles. Les problèmes de pôles erronés ont été discutés dans [18, 19] où des solutions ont été proposées pour mieux estimer l'ordre du modèle en utilisant la méthode d'orthogonalisation de Householder ou la méthode des valeurs propres. Plus tard, les chercheurs ont trouvé d'autres méthodes pour l'estimation de l'ordre modal comme la méthode E-pulse [56] ou en utilisant les critères de la théorie d'information comme AIC (*Akaike Information Criterion*) ou MDL (*Minimum Description Length*) [172]. Actuellement, la prédiction de l'ordre du modèle a été largement remplacée par la décomposition en valeurs singulières (SVD, *Singular Value Decomposition*) [149, 130]. Des détails sur la SVD sont fournis dans la prochaine section.

Plus que par l'amélioration des algorithmes qui fournissent une meilleure précision d'extractions des pôles et des résidus, la performance générale de l'extraction des résonances peut être améliorée en considérant des techniques qui prennent en compte des données plus larges en utilisant des réponses multiples de la même cible en variant l'angle d'incidence ou les états de polarisation [157, 99, 150, 103]. Dans [157, 99, 103], les chercheurs ont tenu compte, pour l'extraction des CNR, des aspects d'incidence multiples, i.e. en appliquant la même procédure d'extraction aux réponses impulsionnelles de la même cible à des différents angles d'incidence, ce qui résulte en plusieurs ensembles des pôles et des résidus. A notre connaissance, il n'existe pas une discussion formelle sur la façon de manipuler ces ensembles de pôles et résidus afin de produire un ensemble unique des caractéristiques de la cible en vue de l'utiliser dans les applications d'identification. Rothwell et al. ont appliqué l'algorithme génétique sur des ensembles des données afin de produire un série unique de fréquences de résonance utilisable pour la reconnaissance de cibles [84]. Récemment, Sarkar et al. [150], ont modifié la MPM originale [149], et ont introduit une nouvelle version de la MPM qui peut effectuer une seule extraction basée sur des multiples réponses de la cible.

La méthode proposée dans [150] possède deux avantages significatifs. Tout d'abord, en la comparant à [157, 99, 103], il n'est pas nécessaire de choisir une série des CNR pour caractériser la cible à partir des multiples séries des pôles. Dans la plupart des cas, quand les données sont bruitées, des pôles erronés vont être extraits en addition aux vrais pôles de résonance. Dans la procédure de sélection des pôles, à partir des multiples ensembles des pôles, il est fort possible que certains des vrais pôles soient oubliés, or les pôles erronés sont considérés. Ceci entraîne l'insertion de quelques fausses informations causant une dégradation de la performance de reconnaissance. Ce problème peut être évité si les vrais pôles ou au moins leurs parties imaginaires sont connus *a priori* par le biais d'autres méthodes, par exemple, l'étude des SER large bande et l'analyse de Fourier ou l'analyse temps-fréquence sur les signatures de la cible.

Parmi la panoplie des méthodes présentées précédemment, la MPM telle que décrite dans [149] a été choisie pour extraire les pôles de résonance. Ce choix est justifié par le fait que la MPM a été longuement étudiée dans la littérature et qu'elle a démontré posséder une meilleure efficacité de calcul et être moins sensible au bruit [79, 77, 76]. Un passage en revue de cette méthode MPM est donné dans la section suivante.

### 2.1.5.2.1 Méthode de la Matrice de Pencil (MPM)

Ayant saisi les limitations de la méthode de Prony, les chercheurs se sont penchés sur des méthodes alternatives permettant de donner une performance d'extraction de résonance meilleure. Une des méthodes particulièrement étudiées est la MPM [149], également connue sous le nom de fonction de Pencil généralisée (GPOF, *Generalized Pencil Of Function*) [76]. L'origine de la MPM est la méthode de pencil-of-function [86, 148, 87, 105, 139]. La méthode de pencil-of-function a été d'abord appliquée aux problèmes d'analyse des filtres en milieu des années 1970 par Jain [86]. Sarkar et Jain ont depuis commencé à appliquer cette méthode aux applications d'identification des systèmes [148]. Par la suite, ils l'ont appliquée au système ayant un modèle en exponentielles amorties [87]. Mackay et McCowen [105] ont alors introduit la méthode de pencil-of-function améliorée en se basant sur les travaux de Jain, ensuite Hua et Sarkar [76] ont introduit la méthode GPOF. La différence principale entre la MPM et la méthode pencil-of-function réside dans le fait que la MPM est plus efficace en termes de calcul même si toutes les deux suivent la même approche. La méthode pencil-of-function est une variante de la méthode polynomiale et par conséquent subit les mêmes effets que la méthode de Prony depuis qu'elle nécessite deux étapes distinctes. Cependant la MPM présentée dans [149, 76] est un processus à un étage et est ainsi plus simple à programmer. De plus, la méthode originale de pencil-of-function traite de signaux continus, la MPM est conçue quant à elle pour des signaux discrets temporels [75].

La GPOF, ou la MPM, ont été très étudiées dans plusieurs travaux de Hua et Sarkar [149, 79, 77, 76]. La performance de l'algorithme en présence du bruit a été bien discutée dans [77, 76]. En particulier, la performance de la GPOF a été étudiée suivant le choix du paramètre de Pencil  $L$  en utilisant l'analyse des perturbations. Il s'avère que la GPOF atteint approximativement la borne inférieure de performance de Cramer-Rao (CRLB, *Cramer-Rao Lower Bound*) [76]. Dans [77], la performance de la MPM est comparée à la méthode polynomiale [170, 169]. Les résultats montrent que la MPM est plus efficace en termes de calcul et moins sensible au bruit. En comparant la MPM à la méthode de Prony, on obtient qu'elle est non seulement plus efficace mais aussi que les propriétés statistiques des CNR sont meilleures [149]. Il existe plusieurs versions de la MPM dans la bibliographie. Dans cette thèse la version présentée est celle exploitant une prédiction linéaire et la SVD donnée dans [149]. La SVD permet d'obtenir une information sur le nombre de pôles à estimer et sert aussi à réduire le niveau de bruit dans les données [169].

A partir de l'équation (2.5), la réponse en temps retardé peut être modélisée par

$$y(t) = r(t) + n(t) = \sum_{i=1}^M A_i e^{s_i t} + n(t) \quad (2.22)$$

avec  $y(t)$  la réponse temporelle observée,  $n(t)$  le bruit additif,  $r(t)$  est la réponse retardée de la cible,  $A_i = a_i e^{j\phi_i}$ ,  $s_i = \sigma_i \pm j\omega_i$ ,  $M$  est le nombre de pôles désirés à extraire (ordre modal),  $a_i$  sont les amplitudes complexes (résidus),  $\phi_i$  la phase initiale en radians,  $\sigma_i$  le facteur d'amortissement due aux pertes à la surface ou à l'intérieur de la cible et  $\omega_i$  les fréquences naturelles de résonance. La version échantillonnée de l'expression (2.22) s'écrit

$$y(kT_s) = r(kT_s) + n(kT_s) = \sum_{i=1}^M A_i z_i^k + n(kT_s) \quad k = 1, \dots, N \quad (2.23)$$

où  $z_i = e^{s_i T_s}$ ,  $N$  est le nombre des échantillons et  $T_s$  est la période d'échantillonnage. L'équation (2.23)

s'écrit en forme matricielle

$$[Y_r] = \begin{bmatrix} y_r(0) & y_r(1) & \dots & y_r(L) \\ y_r(1) & y_r(2) & \dots & y_r(L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_r(N-L-1) & y_r(N-L) & \dots & y_r(N-1) \end{bmatrix}_{(N-L) \times (L+1)} \quad (2.24)$$

où  $L$  est connu comme le paramètre de Pencil [149, 76]. Le paramètre de Pencil est très utile pour éliminer quelques effets du bruit dans la MPM. Une analyse de perturbation dans [76] montre que le paramètre  $L$  est choisi égal à  $\frac{N}{2}$  tel que la variance dans des pôles de résonance bruités est minimale. De plus, une analyse effectuée dans [79, 78] suggère de choisir  $L$  entre  $\frac{N}{3}$  et  $\frac{N}{2}$ .

En appliquant la SVD à  $[Y]$

$$[Y] = [U][\Sigma][V]^T \quad (2.25)$$

où  $U$  et  $V$  sont des matrices unitaires, composées des vecteurs propres de  $[Y][Y]^H$  et  $[Y]^H[Y]$  respectivement, et  $[\Sigma]$  est une matrice diagonale contenant les valeurs singulières<sup>3</sup> de  $[Y]$ , i.e.  $[U]^H[Y][V] = [\Sigma]$  et l'exposant  $H$  signifie la transposée conjuguée.

La sélection de l'ordre du modèle  $M$  est faite en comparant les valeurs singulières  $\sigma_c$  avec la première valeur singulière  $\sigma_{max} = \sigma_1$  tel que

$$\frac{\sigma_c}{\sigma_{max}} \approx 10^{-p} \quad (2.26)$$

où  $p$  est le nombre des digits décimaux significatifs dans les données. Par exemple, si la précision des données est au plus de 3 digits significatifs, alors les valeurs singulières qui ont un rapport inférieur à  $10^{-3}$  seront essentiellement des valeurs singulières bruitées destinées à être éliminées. Seulement  $M$  premières valeurs singulières avec  $\sigma > 10^{-p}\sigma_{max}$  sont considérées dans la reconstruction [149]. Les vecteurs singuliers de  $2M+1$  à  $L$  doivent être négligés. La version filtrée  $[V']$  de la matrice  $[V]$  est constituée à partir de seulement les premières  $M$  vecteurs singuliers à gauche de  $[V]$ ,

$$[V'] = [v_1, v_2, \dots, v_M] \quad (2.27)$$

Les matrices  $[Y_1]$  et  $[Y_2]$  sont alors reconstruites de la manière suivante

$$[Y_1] = [U][\Sigma]'[V_1']^T \quad (2.28)$$

$$[Y_2] = [U][\Sigma]'[V_2']^T \quad (2.29)$$

où  $[V_1']$  est obtenue à partir de  $[V']$  en supprimant sa dernière ligne,  $[V_2']$  est obtenue en supprimant la première ligne de  $[V']$ ,  $[\Sigma]'$  est obtenue en gardant les  $M$  premières colonnes de  $[\Sigma]$  correspondant aux  $M$  valeurs singulières dominantes. Les CNR sont alors calculés en résolvant le problème des valeurs propres suivant

$$\{[Y_1]^+[Y_2] - \lambda[I]\} = 0 \quad (2.30)$$

où

$$\lambda_i = z_i = e^{s_i T_s} \text{ et } s_i = \frac{\ln(z_i)}{T_s} \quad (2.31)$$

$[Y_1]^+$  est la pseudoinverse au sens de Pearson-Moore de  $[Y_1]$  définie par

$$[Y_1]^+ = \{[Y_1]^H[Y_1]\}^{-1}[Y_1]^H \quad (2.32)$$

3. Les valeurs singulières d'un système stable sont classées dans l'ordre décroissant

Une fois que les CNR sont calculés, les résidus sont évalués en résolvant le système d'équation au sens des moindres carrés

$$\begin{bmatrix} y_r(0) \\ y_r(1) \\ \vdots \\ y_r(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_1^{(N-1)} & z_2^{(N-1)} & \dots & z_M^{(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

### 2.1.6 Conclusion

Dans cette section, des procédures de reconnaissance/identification automatique des cibles d'un radar à haute résolution ont été discutées, plus particulièrement celles basées sur l'extraction des résonances complexes. Un passage en revue de la méthode SEM a été présenté ainsi qu'un état de l'art sur les méthodes d'extraction dans le domaine fréquentiel et le domaine temporel. L'accent a été mis sur une méthode d'extraction dans le domaine temporel permettant d'estimer les CNR directement à partir de la réponse en temps de retards de la cible. Il a été montré dans plusieurs publications que la MPM est plus efficace en termes de calcul et plus robuste à la présence du bruit additif que les méthodes polynomiales, en particulier la méthode de Prony.

Après cette section d'introduction et d'état de l'art sur les procédures de reconnaissance/identification automatiques des cibles, la section suivante introduit le système de transmission le plus adapté à notre application ainsi la procédure utilisée pour rendre ce système rayonnant.

## 2.2 Ligne de Transmission

Ainsi que présenté dans le chapitre 1, le dispositif de détection des chutes sur les voies ferroviaires se constitue d'une ligne de transmission à ondes progressives visant à véhiculer l'énergie d'un bout à l'autre du quai ferroviaire. Cette ligne doit respecter certaines exigences indispensables pour assurer le bon fonctionnement du dispositif. Cette ligne-antenne doit être peu dispersive autorisant un rayonnement suffisant et maîtrisable, couvrant la voie ferroviaire, facile à mettre en place et à maintenir. L'atténuation longitudinale présentée par cette ligne doit également être réduite afin de garder l'efficacité du dispositif le long de quais qui peuvent atteindre une longueur de 100 m sur certains réseaux de transport. Dans cette partie, nous passerons successivement de la notion d'« antenne » à la notion de « ligne de transmission » pour calculer les pertes de la ligne, puis nous reviendrons à la notion « antenne » afin de simuler puis de mesurer le rayonnement et le diagramme de rayonnement de la ligne-antenne disposée dans son environnement.

### 2.2.1 Étude comparative de lignes de transmission

Afin de choisir la ligne la plus adaptée à notre système de détection, plusieurs lignes de transmission ont fait l'objet d'investigations [28, 6] : bifilaire, coaxiale, microstrip, ligne à fentes, tri-plaque, coplanaire, guide d'ondes et ligne de Goubau. Nous souhaitons limiter l'étude aux géométries de lignes qui permettent toutefois un rayonnement suffisant. A contrario de notre étude, ce paramètre constitue le plus souvent celui que l'on cherche à minimiser dans une approche ligne de propagation classique. Nous souhaitons mettre l'accent sur le rayonnement de telle façon à trouver un compromis entre une faible dispersion et un rayonnement convenable couvrant la voie ferroviaire. Malgré leurs faibles pertes, les lignes presque totalement « fermées » telles que coaxiales et tri-plaques seront donc écartées car elles ne rayonnent que trop peu d'énergie. Bien qu'elle soit peu dispersive et rayonnante,

la ligne de Goubau [63] confinerait l'énergie à proximité immédiate de la ligne et ne permettrait probablement pas d'atteindre la portée de détection souhaitée. Nous l'écartons donc également de notre champ des solutions possibles. Les lignes de type microstrip (Fig. 2.4) et CPS (pour *Coplanar Strip-Line*) (Fig. 2.5) sont largement utilisées sur des petites distances en technologie hyperfréquence [28, 6].

Les lignes de transmission sont choisies selon leurs atténuations. Il existe trois types de pertes dans une ligne de transmission : les pertes dans le conducteur, les pertes dans le diélectrique et les pertes par rayonnement. Les deux premiers types de pertes s'inscrivent dans la catégorie des atténuations appelées longitudinales (dans le sens de la ligne), et les pertes par rayonnement appartiennent à la catégorie des atténuations transversales (perpendiculaire à ligne). Les lignes sont caractérisées par leurs pertes longitudinales. Qui dit pertes longitudinales minimales, dit atténuations totales raisonnables à condition que les pertes par rayonnement soient faibles aussi.

Dans l'optique de choisir le type de ligne le plus convenable, une étude bibliographique relative à trois types de lignes paraissant satisfaire nos contraintes a été menée. Il s'agit de la ligne micro-ruban (*microstrip*), de la ligne micro-ruban coplanaire (CPS, *Coplanar Stripline*) et du guide d'onde métallique [119]. La ligne microstrip (Fig. 2.4) est composée d'un ruban mince de largeur  $w$  et d'épaisseur  $t$ , placée sur une couche de diélectrique de hauteur  $h$ , généralement désignée comme le substrat, qui repose sur une plaque métallique conductrice. La ligne micro-ruban coplanaire (Fig. 2.5) est similaire à la ligne microstrip, mais au lieu d'avoir un seul ruban, elle en possède deux de largeurs  $w$  et séparées d'une distance  $s$ , le reste est identique à la microstrip.

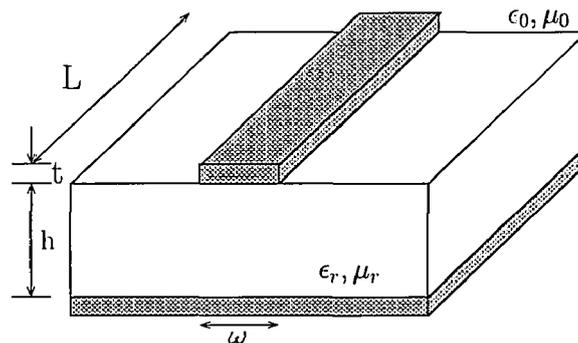


FIGURE 2.4 – Géométrie d'une ligne de transmission de type microstrip.

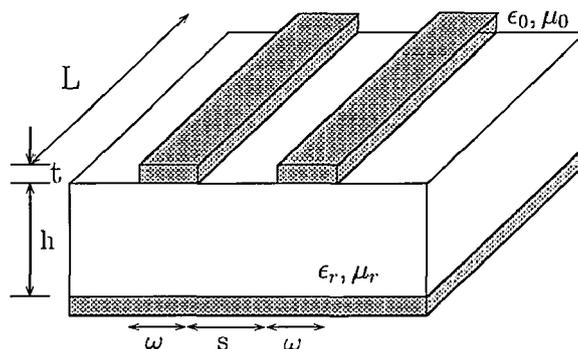


FIGURE 2.5 – Géométrie d'une ligne de transmission de type CPS.

Les pertes diélectriques sont réduites à zéro grâce à l'utilisation de l'air en tant que diélectrique. Dans la littérature, des expressions analytiques des pertes conducteurs décrivent exactement les comportements des atténuations longitudinales dans la bande de fréquence dans laquelle les lignes opèrent.

L'expression des pertes dans les conducteurs d'une ligne microstrip [28] est donnée par :

$$\alpha_c^{micro} (dB/m) = \begin{cases} 1.38A \frac{R_s}{hZ_m} \cdot \frac{32 - \left(\frac{w_e}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w_e}{h}\right)^2} & \text{pour } \frac{w}{h} \leq 1 \\ 6.1 \cdot 10^{-5} A \cdot \frac{R_s Z_m \epsilon_e^{micro}}{h} \cdot \left[ \frac{w_e}{h} + \frac{0.667 \frac{w_e}{h}}{\frac{w_e}{h} + 1.444} \right] & \text{pour } \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.34)$$

où,

$$A = 1 - \frac{h}{w_e \left\{ 1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2B}{b} \right\}}$$

$$B = \begin{cases} 2\pi w & \text{pour } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ h & \text{pour } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

où  $R_s = \sqrt{\pi \mu \rho f}$ ,  $\mu$  est la perméabilité magnétique,  $\rho$  est la résistivité du conducteur et  $Z_m$  est l'impédance caractéristique de la ligne microstrip exprimée par

$$Z_m^{micro} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e^{micro}}} \left[ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \text{ pour } \frac{w}{h} > 1 \quad (2.35)$$

$\epsilon_e$  est donnée par la formule (2.37).

$$Z_m^{micro} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e^{micro}}} \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \text{ pour } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2.36)$$

$\epsilon_e^{micro}$  est donnée par la formule (2.38).

$\epsilon_e^{micro}$  est la constante diélectrique effective du modèle de la ligne microstrip (Fig. 2.4). Plusieurs efforts des chercheurs ont porté sur la détermination de  $\epsilon_e^{micro}$  [65, 177] :

$$\epsilon_e^{micro} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \text{ pour } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (2.37)$$

$$\epsilon_e^{micro} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \text{ pour } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2.38)$$

Les équations (2.37) et (2.38) sont valides à condition que l'épaisseur du ruban  $b$  soit négligée. Bien que très faible, l'épaisseur du ruban n'est pas nulle. On peut en tenir compte, dans les relations précédentes, en substituant à la largeur réelle  $w$  du ruban, une largeur équivalente  $w_e$  un peu plus grande, donnée par :

$$w_e = w + \frac{b}{\pi} \left( 1 + \ln \frac{2x}{b} \right) \quad (2.39)$$

avec  $x = h$  si  $w > h/2\pi$  et  $x = 2\pi w$  si  $h/2\pi > w > 2b$ . Par ailleurs, les formules précédentes (2.34) à (2.36) sont indépendantes de la fréquence. Il est possible d'en tenir compte de façon approchée en remplaçant  $\epsilon_e$  dans ces formules par :

$$\epsilon_e^{micro}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e^{micro}}{1 + G \left( \frac{f}{f_d} \right)} \quad (2.40)$$

avec

$$f_d = \frac{10^7}{8\pi} \cdot \frac{Z_m^{micro}}{h}$$

et :

$$G = 0.6 + 0.009Z_m$$

Une ligne CPS (Fig. 2.5), qui est complémentaire à la ligne CPW (*Coplanar Waveguide*), est composée de deux rubans, généralement de largeur identique  $w$ , posés sur un substrat diélectrique de hauteur  $h$ . Les pertes dans les conducteurs d'une ligne CPS, [64] sont données par :

$$\alpha_c^{cps} = \frac{8.68R_s \sqrt{\epsilon_e^{cps}}}{480\pi K(k_1)K'(k_1)(1-k_1^2)} \left\{ \frac{1}{b} \left[ \pi + \ln \left( \frac{8\pi b(1-k_1)}{t(1+k_1)} \right) \right] + \frac{1}{a} \left[ \pi + \ln \left( \frac{8\pi a(1-k_1)}{t(1+k_1)} \right) \right] \right\} \quad (2.41)$$

où  $R_s = \sqrt{\pi\mu\rho f}$ ,  $\epsilon_e^{cps}$  est la constante diélectrique effective,

$$\epsilon_e^{cps} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

$\epsilon_r$  est la constante diélectrique,  $K(k_1)$  est l'intégrale elliptique du premier ordre,  $K'(k_1) = K(\sqrt{1-k_1^2})$ ,  $k_1 = a/b$ ,  $b$  et  $a$  sont deux constantes telles que  $b = (s_e + 2w_e)/2$  et  $a = s_e/2$ .  $w_e$  et  $s_e$  sont respectivement la largeur effective des rubans et l'espacement effectif entre les rubans :

$$w_e = w - \Delta$$

$$s_e = s - \Delta$$

$$\Delta = \frac{1.25t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{4\pi s}{t} \right) \right]$$

Pour bien étudier les atténuations longitudinales de chaque ligne, une étude paramétrique servant à déterminer les configurations optimales, pour les lignes microstrip et CPS, permettant d'avoir des atténuations longitudinales minimales, i.e. de déterminer les valeurs de  $w$ ,  $s$  et  $h$  pour avoir une atténuation longitudinale minimale [119].

Nous prenons un exemple explicatif afin de comprendre cette approche. Une bande de fréquence est choisie pour cette étude, elle correspond au mode fondamental de propagation pour un guide d'onde ayant une fréquence de coupure 3 GHz. Le choix de cette bande de fréquences particulière sera optimisé ultérieurement lors de l'étude de la SER du corps humain. Le tableau 2.1 présente respectivement les dimensions de la ligne microstrip et de la ligne CPS correspondant à la contrainte de minimisation de l'atténuation longitudinale. Les pertes longitudinales sont évaluées pour la ligne

TABLE 2.1 – Configuration microstrip et CPS correspondant à des pertes longitudinales minimales.

	Microstrip	CPS
S	10 mm	10 mm
W	10 mm	10 mm
H	1 mm	10 mm
t	1 mm	1 mm

microstrip (Tab. 2.2) et la ligne CPS (Tab. 2.3). Les impédances caractéristiques de la ligne microstrip (2.35) et (2.36) (Tab. 2.4) et de la ligne CPS (2.42) (Tab. 2.5) sont aussi évaluées.

$$Z_m^{cps} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (2.42)$$

TABLE 2.2 – Pertes longitudinales de la ligne microstrip correspondant à la configuration du Tab. 2.1.

F (GHz)	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
pertes longitudinales (db/100m)	12.2	17.3	21.2	24.4	27.3	29.9	32.3	34.6	36.7	38.7

TABLE 2.3 – Pertes longitudinales de la ligne CPS correspondant à la configuration du Tab. 2.1.

F (GHz)	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
pertes longitudinales (dB/100m)	3.0	4.2	5.2	6.0	6.7	7.3	7.9	8.5	9.0	9.5

TABLE 2.4 – Impédance caractéristique de la ligne microstrip correspondant à la configuration du Tab. 2.1.

F (GHz)	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
$Z_m$ ( $\Omega$ )	93.4	92.7	91.8	90.9	90.0	89.2	88.5	87.9	87.5	87.1

TABLE 2.5 – Impédance caractéristique de la ligne CPS correspondant à la configuration du Tab. 2.1.

F (GHz)	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
$Z_m$ ( $\Omega$ )	323.8	322.6	320.8	318.7	316.2	313.7	311.0	308.4	305.9	303.4

Dans la configuration identifiée, les lignes de type microstrip présentent des pertes longitudinales acceptables ainsi qu'une impédance caractéristique facilement adaptable à une impédance de générateur ou de récepteur égale à 50  $\Omega$ . Cette adaptation est cependant plus difficile pour les lignes coplanaires qui sont généralement peu dispersives. Or, ces atténuations, que ce soit pour la ligne microstrip ou la ligne CPS, sont relativement élevées pour notre type d'application. En d'autres termes, si on tient en compte aussi des atténuations transversales, nous arriverons facilement à un niveau de pertes assez élevé, difficilement compatible avec le développement de notre système.

Dans une optique de réduction des atténuations longitudinales, une autre piste a été explorée. Nous cherchons une ligne dans laquelle l'énergie est véhiculée de manière libre sans passer par un milieu dispersif. Les seules pertes existant dans une ligne guide d'onde sont celles des pertes joules sur la cavité métallique. Dans le cas d'un guide d'onde métallique rempli d'air, les pertes longitudinales s'expriment par :

$$\alpha \text{ (dB/m)} = \frac{20}{\ln(10)} \frac{1}{a^{\frac{3}{2}}} \sqrt{2\pi\epsilon_0 c \rho_{wg}} \frac{\left(\frac{f_c}{f}\right)^{\frac{3}{2}} + \left(\frac{a}{2b}\right) \left(\frac{f}{f_c}\right)^{\frac{1}{2}}}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.43)$$

où  $\epsilon_0$  est la constante diélectrique de l'air,  $\rho_{wg}$  est la résistivité du métal utilisé,  $a$  et  $b$  sont respectivement la largeur et la hauteur du guide, et  $f$  et  $f_c$  sont respectivement la bande de fréquence et la fréquence de coupure du guide.

Les atténuations longitudinales des trois lignes sont évaluées (Fig. 2.6) sur une bande de fréquence dans laquelle le guide d'onde opère dans le mode fondamental  $TE_{01}$  avec une fréquence de coupure  $f_c = 3$  GHz.

Ainsi que illustré dans Fig. 2.6, les pertes dans le guide d'onde sont bien inférieures à celles des deux lignes microstrip et CPS. Cependant, l'atténuation longitudinale dans le guide d'onde et les variations de vitesse de groupe sont élevées près de la fréquence de coupure. Pour éviter les problèmes liés aux battements entre modes et la complexité des modes multiples, la bande utile est généralement considérée entre  $1.3 \times f_{c,TE_{01}}$  et  $2 \times f_{c,TE_{02}}$ . En surveillant les pertes dans la bande de fréquence utile,

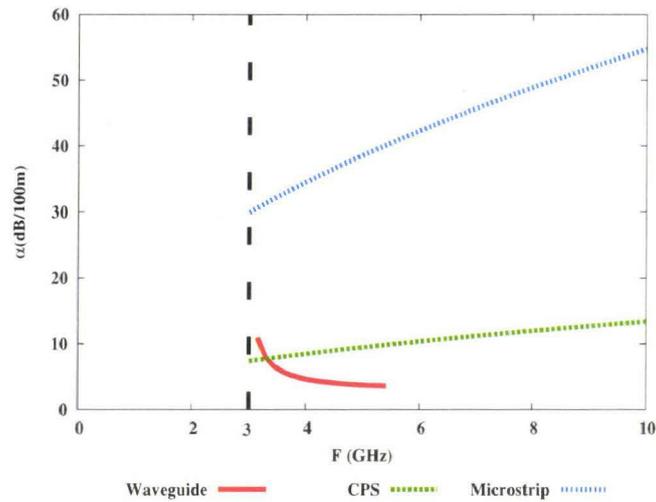


FIGURE 2.6 – Atténuation longitudinale de la ligne microstrip (pointillés), la CPS (hachurée) et le guide d'onde (continue).

nous remarquons que le guide d'onde possède la meilleure performance en montrant des atténuations décroissantes allant de 4.8 dB/100 m jusqu'à 3.6 dB/100 m, tandis que les lignes microstrip et CPS montrent des atténuations croissantes respectives de l'ordre de [34;1 → 40.1] dB/100 m et [8.3 → 9.8] dB/100 m.

Après cette étude comparative entre les lignes de transmission, la ligne microstrip et la ligne CPS sont écartées de notre étude pour laisser place au guide d'onde métallique qui, avant l'introduction des discontinuités, semblent d'être le mieux adapté à notre système. Une étude plus détaillée de ce guide d'onde est présentée dans la section suivante.

## 2.2.2 Guide d'onde

L'objectif de cette section est d'introduire la ligne de propagation sélectionnée précédemment en mettant l'accent sur certains paramètres d'intérêt pour notre étude : modes de propagation et plus particulièrement le mode principal, fréquence de coupure, longueur d'onde guidée, et constante d'atténuation. Le configuration du champ électromagnétique doit satisfaire les équations de Maxwell et les conditions aux limites sur les parois métalliques. [6] présente de façon détaillée la théorie des guides d'ondes métalliques .

### 2.2.2.1 Guide d'onde de section rectangulaire

Un guide d'onde métallique rectangulaire de dimensions latérales internes  $a$  et  $b$  est utilisé (Fig. 2.7).

Dans cette section, nous ne considérons que le mode principal de propagation  $TE_{01}$  imposant le champ électromagnétique dans le guide d'onde.

Pour les ondes propageant selon l'axe des  $z$ , le potentiel scalaire  $F_z$  est la composante suivant l'axe  $z$  du potentiel vecteur  $F$ , est exprimé par [6] :

$$F_z(x, y, z) = [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)][C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y)][A_1 e^{-j\beta_z z} + A_2 e^{j\beta_z z}] \quad (2.44)$$

Les expressions entre les deux premiers crochets représentent les ondes stationnaires dans la direction de l'axe des  $x$  et des  $y$  respectivement. La première exponentielle représente les ondes progressives

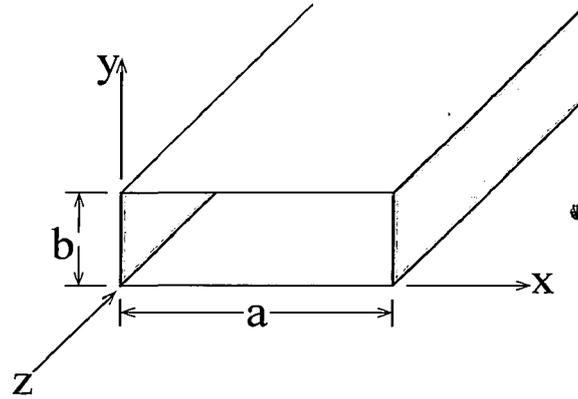


FIGURE 2.7 – Guide d'onde rectangulaire et notation utilisée.

dans le sens des  $z$  positives et la deuxième désigne les ondes progressives dans le sens des  $-z$ . Pour simplifier le problème, nous considérons que la source est placée de telle manière que les ondes se propagent dans le sens  $+z$ . Alors, la deuxième exponentielle n'est plus présente, ou  $A_2 = 0$ . Si les ondes se propagent dans la direction  $-z$ , alors la deuxième exponentielle est la plus appropriée et  $A_1 = 0$ . Si les ondes se propagent dans les deux sens, la superposition est alors utilisée en utilisant la somme des deux exponentielles pour les  $+z$  et les  $-z$ .

Pour les ondes progressives dans le sens  $+z$ , l'expression dans (2.44) est réduite à :

$$E_z^+(x, y, z) = [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)][C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y)][A_1 e^{-j\beta_z z}] \quad (2.45)$$

où,

$$\beta_x^2 + \beta_y^2 + \beta_z^2 = \beta^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (2.46)$$

$C_1, D_1, C_2, D_2, A_1, \beta_x, \beta_y$  et  $\beta_z$  sont toutes des constantes qui peuvent être évaluées en substituant (2.45) dans l'équation (8-1) de [6]. Les valeurs finales de ces constantes sont :

$$\left. \begin{aligned} \beta_x &= \frac{m\pi}{a} = \frac{2\pi}{\lambda_x} \implies \lambda_x = \frac{2a}{m} \quad m = 0, 1, 2, \dots \\ \beta_y &= \frac{n\pi}{b} = \frac{2\pi}{\lambda_y} \implies \lambda_y = \frac{2b}{n} \quad m = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} m = n \neq 0 \quad (2.47)$$

En combinant  $C_1 C_2 A_1 = A_{mn}$ , la formule (2.45) devient :

$$E_z^+(x, y, z) = A_{mn} \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) A_1 e^{-j\beta_z z} \quad (2.48)$$

les indices  $m$  et  $n$  désignent le mode de propagation régnant dans le guide d'onde.  $\beta_x$  et  $\beta_y$  représentent les nombres des modes dans les directions  $x$  et  $y$  respectivement. Dans (2.47),  $\lambda_x$  et  $\lambda_y$  représentent respectivement les longueurs d'onde à l'intérieur du guide dans les directions  $x$  et  $y$ . Ces longueurs d'onde sont reliées à celle dans la direction  $z$  ( $\lambda_z = \lambda_g$ <sup>4</sup>) ainsi qu'à la longueur d'onde en espace libre  $\lambda$  par :

$$\frac{1}{\lambda_x^2} + \frac{1}{\lambda_y^2} + \frac{1}{\lambda_z^2} = \frac{1}{\lambda^2} \quad (2.49)$$

La constante  $\beta_c$  est la valeur de  $\beta$  quand  $\beta_z = 0$ , et elle définie comme le nombre d'onde de coupure.

$$\beta_c = \beta|_{\beta_z=0} = \sqrt{\mu\epsilon}|_{\beta_z=0} = \omega_c \sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi f_c \sqrt{\mu\epsilon} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.50)$$

4.  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée à l'intérieur du guide

ou,

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad \left. \begin{array}{l} m = 0, 1, 2, \dots \\ n = 0, 1, 2, \dots \end{array} \right\} m = n \neq 0 \quad (2.51)$$

où,  $(f_c)_{mn}$  représente la fréquence de coupure pour un mode  $mn$ .

### 2.2.2.2 Mode fondamental $TE_{01}$

L'ordre dans lequel les différents modes apparaissent dans le guide dépend de leurs fréquences de coupure. Les modes avec des fréquences de coupure égales ou inférieures à la fréquence opérationnelle peuvent exister à l'intérieur du guide. En pratique, la plupart des systèmes qui utilisent un guide d'onde rectangulaire nécessite des instrumentations d'excitation et de détection pour le mode fondamental  $TE_{01}$ . Pour le mode  $TE_{01}^z$ , les expressions du champ et les différents paramètres caractéristiques de la section 2.2.2 sont obtenues en mettant  $m = 1$  et  $n = 0$ .

$$E_z^+(x, z) = A_{10} \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_z z} \quad (2.52)$$

$$\beta_x = \frac{\pi}{a} = \frac{2\pi}{\lambda_x} \implies \lambda_x = 2a$$

$$\beta_y = 0 = \frac{2\pi}{\lambda_y} \implies \lambda_y = \infty \quad (2.53)$$

$$\beta_c = \beta_x = \frac{\pi}{a} = \frac{2\pi}{\lambda_c} \implies \lambda_c = 2a$$

A la coupure dans le mode  $TE_{01}$  ( $\beta_z = 0 \implies \lambda = \infty$ ), selon (2.49), la longueur d'onde à l'intérieur du guide dans la direction  $x$  ( $\lambda_x$ ) est égale à la longueur d'onde de coupure  $\lambda_c$  ( $\lambda = \lambda_c$ ). A partir de ce qui précède, on obtient que le champ électrique à l'intérieur du guide est décrit selon une seule direction  $E_y$ . Les variations des champs  $E$  et  $H$  sur la vue d'en haut, d'en face et de côté sont montrées dans la Fig. 2.8 [5].

Le champ électrique total est exprimé par :

$$\begin{aligned} E^+(x, z) &= \hat{a}_y E_y^+(x, z) = -\hat{a}_y \frac{A_{10}}{\epsilon} \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_z z} \\ &= -\hat{a}_y \frac{A_{10}}{\epsilon} \frac{\pi}{a} \left[ \frac{e^{j((\pi/a)x - \beta_z z)} - e^{j((\pi/a)x - \beta_z z)}}{2j} \right] \\ E^+(x, z) &= \hat{a}_y j \frac{A_{10}}{2\epsilon} \frac{\pi}{a} \left[ e^{j((\pi/a)x - \beta_z z)} - e^{j((\pi/a)x - \beta_z z)} \right] \end{aligned} \quad (2.54)$$

Jusqu'à présent, nous avons rappelé les caractéristiques principales du guide d'onde métallique en mettant l'accent sur le mode fondamental de propagation  $TE_{01}$ . Cette structure confine l'énergie électromagnétique totalement à l'intérieur du guide et aucun rayonnement n'est effectué. Il nous faut donc introduire des discontinuités sous la forme d'ouvertures pratiquées sur ses faces. Ces discontinuités permettent à l'énergie propagée le long du guide de sortir de la structure guidée et de se coupler aux cibles présentes dans l'environnement. Nous avons fait le choix de fentes (perforations) de forme rectangulaire introduites à des intervalles réguliers le long du guide. Dans la section suivante une étude détaillée du guide d'onde à fentes est proposée ainsi qu'une procédure d'optimisation afin d'obtenir un rayonnement constant de chaque discontinuité consécutive le long du guide.

### 2.2.3 Guide d'onde à fentes

La présence d'une discontinuité (fente) sur une face du guide perturbe les courants de surface. Cette perturbation des courants induit à son tour un champ électromagnétiques.

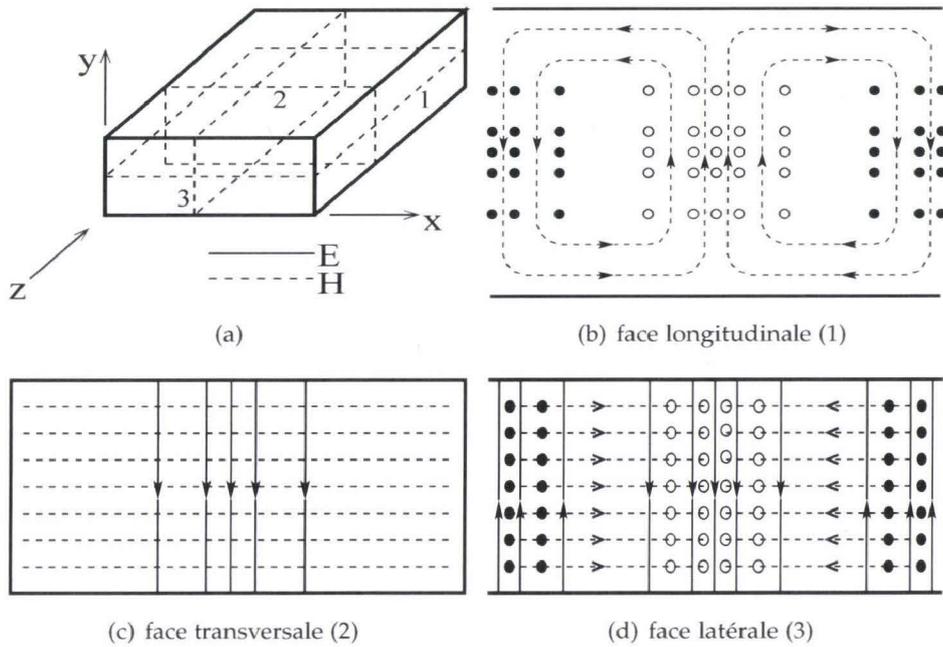


FIGURE 2.8 – Champs électrique et magnétique pour le mode  $TE_{01}$ .

La distribution de courant à la surface du guide joue un rôle important dans le design des antennes à fentes. Cette distribution de courant dans le mode  $TE_{01}$  est présentée Fig. 2.9.

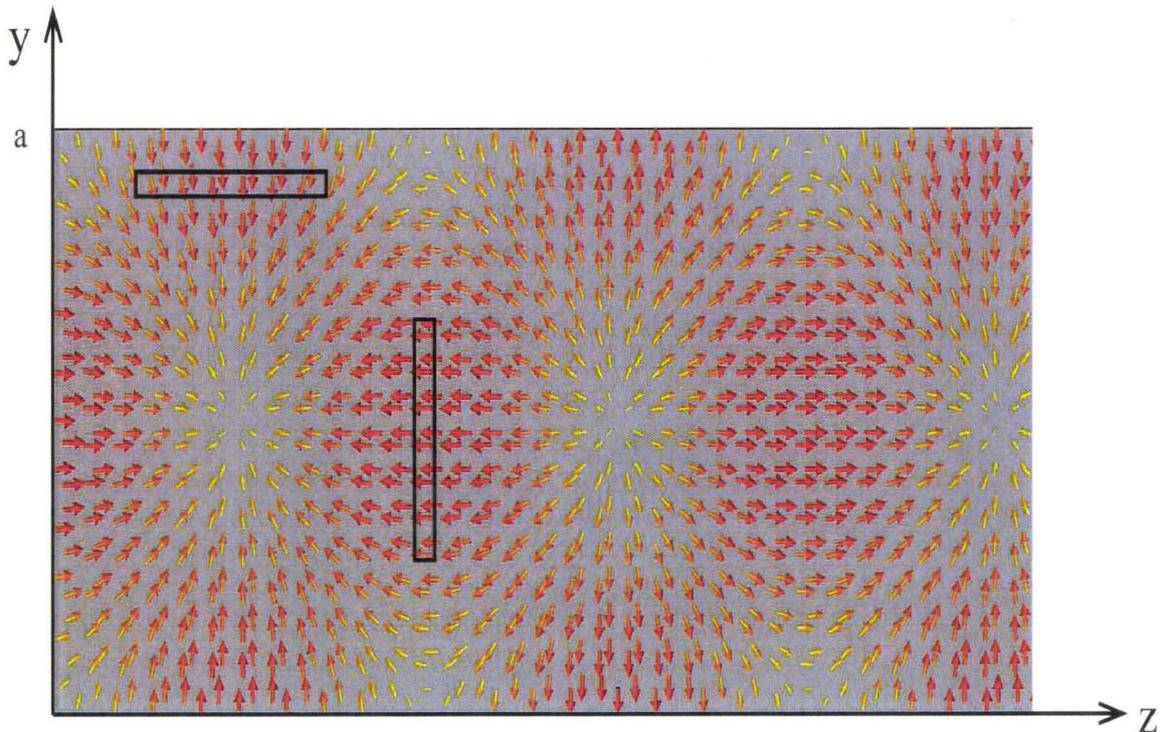


FIGURE 2.9 – Distribution des courants sur la facette interne dans le mode  $TE_{01}$ .

Le courant de surface proche des bordures d'un grand côté du guide ( $y \approx 0$  ou  $y \approx a$ ) possède seulement des composantes parallèles à l'axe transversal  $y$  (Fig. 2.9). Cependant, près de la ligne cen-

trale de ce grand côté ( $y \approx \frac{a}{2}$ ), le courant possède seulement une composante longitudinale à l'axe  $z$ . Par conséquent, des fentes longitudinales disposées le long de la ligne centrale d'un grand côté ne perturbent aucun courant de surface et ne rayonneront pas. Ceci est mis à profit par différents équipements de mesure sur les guides. Près de la ligne centrale, seules des fentes transversales rayonnent de l'énergie vers l'extérieur. De même, des fentes longitudinales disposées le long du bord d'un grand côté de guide rayonnent de l'énergie efficacement.

### 2.2.3.1 Etat de l'art sur les guides d'onde à fentes

De nombreux travaux ont été menés avec pour objectif la caractérisation du rayonnement des fentes. Le premier à calculer l'impédance équivalente à la présence d'une fente est Stevenson dans sa publication « Theory of Slots in Rectangular Wave-Guide » [163]. Il établit les équations permettant de caractériser les fentes transversales (par rapport à l'axe de propagation,  $Oz^+$ ), longitudinales et inclinées sur le grand côté mais également inclinées sur le petit côté du guide (Fig. 2.10). Ces équations décrivent les fentes en termes d'impédances  $r$  et d'admittances  $g$  équivalentes. Cependant, dans ses travaux, Stevenson a adopté quelques approximations : l'épaisseur des parois est infiniment mince, les fentes rayonnent seulement de l'énergie vers l'extérieur du guide, les fentes sont parfaitement rectangulaires, le champ électromagnétique est orthogonal à la direction de la plus grande dimension de la fente et toutes les fentes ont une largeur unique proche de la résonance  $\lambda/2$ . Les équations de Stevenson pour les différents types de fentes sont exprimées par les relations suivantes :

- pour une fente longitudinale sur le grand côté du guide (admittance) :

$$g = \frac{480}{73\pi} \frac{\lambda_g}{\lambda} \cos^2 \left( \frac{\pi\lambda}{2\lambda_g} \right) \sin^2 \left( \frac{\pi d}{a} \right) \quad (2.55)$$

- pour une fente transversale sur le grand côté :

$$r = \frac{480}{73} \frac{\lambda_g^3}{4\pi^2 \lambda ab} \cos^2 \left( \frac{\pi\lambda}{4a} \right) \cos^2 \left( \frac{\pi d}{a} \right) \quad (2.56)$$

- pour une fente inclinée et centrée sur le grand côté :

$$r = 0.131 \frac{\lambda^3}{\lambda_g ab} \left[ I(\theta) \sin\theta + \frac{\lambda_g}{2a} J(\theta) \cos\theta \right]^2 \quad (2.57)$$

- pour une fente inclinée et centrée sur la petite facette du guide :

$$g = \frac{30}{73\pi} \frac{\lambda_g \lambda}{a^3 b} \left[ \frac{\cos^2 \theta \cos \left( \frac{\pi\lambda}{2\lambda_g} \cos\theta \right)}{1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_g^2} \cos^2 \theta} \right]^2 \quad (2.58)$$

où  $d$  est l'écart de la fente du centre de la facette du guide (offset),  $\theta$  est l'angle d'inclinaison et  $I(\theta)$  et  $J(\theta)$  sont les fonctions trouvées dans la littérature [163].

Certaines des hypothèses effectuées par Stevenson sont pénalisantes, en particulier celles portant sur l'épaisseur infinitésimale ou sur les longueurs de fentes toutes égales à  $\lambda/2$ . Les relations ne permettent pas de prédire le rayonnement en fonction de la taille de la fente. Elles possèdent cependant le grand mérite d'avoir pavé le chemin vers d'autres travaux complémentaires.

En 1951, Stegen [160] effectua des séries d'expérimentations sur les fentes longitudinales inscrites sur le grand côté du guide d'onde. Il aboutit à des résultats montrant que, contrairement à l'hypothèse de Stevenson, les longueurs des fentes dépendent de l'écart de la fente à la ligne médiane du guide.

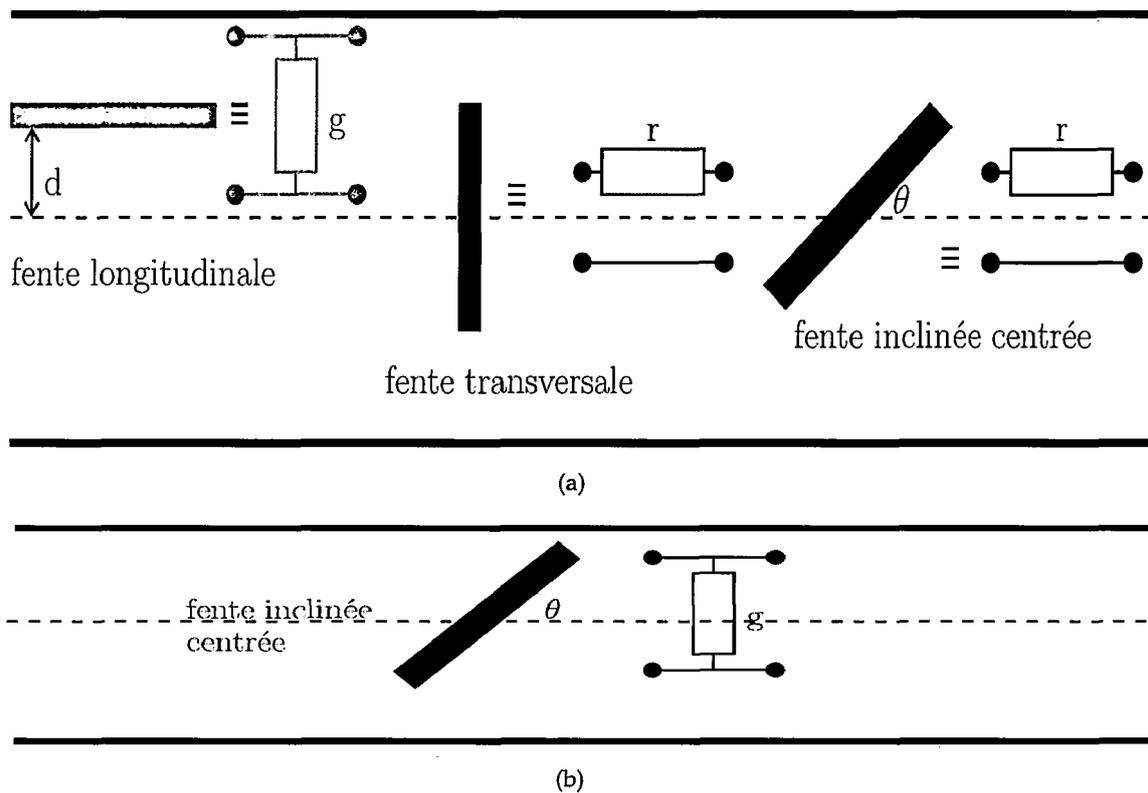


FIGURE 2.10 – Schéma des circuits électriques équivalents donné par Stevenson.

En conséquence, l'utilisation des équations de Stevenson avec de grands offsets conduit à de fortes erreurs.

Oliner [125] a développé la première théorie sur les fentes longitudinales qui a permis de calculer les parties imaginaires de l'impédance ou de l'admittance de la fente. Cependant, Oliner avait à ajouter quelques ajustements sur sa théorie pour corriger ses résultats conformément aux mesures de Stegen. Les équations d'Oliner pour l'impédance relative et l'admittance relative de la fente sont plus fiables que celles des Stevenson mais elle sont plus compliquées et insuffisantes pour les besoins actuelles de conception [162].

Khac [95] a effectué également une contribution théorique importante en utilisant la Méthode des moments. Il a résolu l'équation intégrale permettant d'obtenir le champ électrique présent dans la fente. Une fois ce champ connu, il a pu calculer les réflexions à partir de la fente et ainsi trouver son admittance équivalente. Les résultats de Khac ont été en meilleur accord avec les expérimentations que les résultats d'Oliner. Il avait, comme Oliner, à effectuer quelques ajustements afin d'obtenir des résultats théoriques et expérimentaux similaires. Une extension aux travaux d'Oliner à été faite par Yee [182]. Il a utilisé une méthode variationnelle afin de calculer la longueur de résonance des fentes en fonction des offsets depuis le centre du guide.

En utilisant les résultats théoriques et expérimentaux disponibles, en 1978, Elliott a donné une procédure de design itérative pour les guides d'onde à fentes en se basant sur deux équations pratiques [45]. Il a considéré le couplage mutuel entre les fentes et son influence sur la longueur de résonance des fentes. Elliott et al. ont amélioré la théorie des fentes du guide d'onde et ont présenté une procédure de conception des antennes guide d'onde à fentes [44].

Des améliorations consécutives à l'analyse des guides d'onde à fentes ont été amenées par Josefsson [91]. Il a utilisé la MoM avec des fonctions entières pour calculer le rayonnement des fentes longitudinales, tout en considérant des parois à épaisseur finie. Il a aussi mené des investigations sur les fentes transversales sur le grand côté du guide et Josefsson a numériquement calculé l'impédance normalisée des fentes en fonction de la longueur des fentes et de la fréquence [90]. Une technique améliorée pour le calcul des paramètres des fentes transversales a été également reportée par Parck et al. [128].

D'autres méthodes numériques ont également été utilisées dans les recherches sur les guides d'onde à fentes. En utilisant la méthode FDTD (Finite-Difference Time-Domain), Ren et al. ont présenté une analyse complète des fentes pratiquées sur un grand côté du guide [47]. Le modèle virtuel de calcul prend en compte l'épaisseur finie de parois. Depuis, des simulations numériques sont utilisées pour des conceptions avancées et précises de guides d'onde à fentes [107, 32].

### 2.2.3.2 Investigation numérique

Nos simulations numériques du guide d'onde à fentes sont effectuées sur un simulateur électromagnétique 3D CST MicroWave Studio (MWS). CST MWS est un simulateur électromagnétique basé sur la méthode FIT (Finite Integration Domain) pour résoudre les équations de Maxwell. La FIT est une méthode de discrétisation spatiale pour résoudre les problèmes électromagnétiques dans le domaine temporel et fréquentiel. Elle conserve les propriétés de base des équations continues telle que la conservation de charge et d'énergie. Cette méthode a été proposée en 1977 par Thomas Weiland et a été sans cesse améliorée au fil du temps [176]. L'idée de base de cette approche est d'appliquer les équations en leur forme intégrale à un ensemble de grilles en échelon. Dans le domaine temporel la complexité de calcul de la FIT augmente plus lentement avec la taille du problème que d'autres méthodes de calcul.

Dans un premier temps, nous considérons un guide d'onde sans fente et retrouverons quelques unes de ses caractéristiques importantes. Ensuite, les effets d'une fente pratiquée sur une grande face du guide sont étudiés. Deux types de fente sont considérés : une fente transversale par rapport à l'axe de propagation, centrée par rapport à la largeur du guide 2.11 puis, une fente longitudinale par rapport à cet axe de propagation décalée par rapport à une position centrale 2.12. L'utilisation de la méthode numérique permet d'obtenir les paramètres importants tels que les caractéristiques de rayonnement de la fente.

Le guide d'onde est excité en mode  $TE_{01}$  à une extrémité. Un port guide d'onde est placé à l'autre extrémité pour recueillir le signal. La structure du guide est parfaitement conductrice d'épaisseur 2 mm. Pour cette caractérisation initiale, la section intérieure du guide d'ondes est de 105 x 52 mm. Nous modélisons un guide d'ondes d'une longueur totale de 500 mm. Les conditions limites sont définies comme des couches parfaitement adaptées (PML, Perfectly Matched Layers). Ces couches simulent des conditions de propagation en espace libre. Ces propriétés sont anisotropes et caractérisent la couche absorbante par une surface parfaite sans réflexion pour tout angle d'incidence. En utilisant ces conditions limites d'absorption (ABC, Absorbing Boundary Condition) pour définir la zone de calcul, toutes les réflexions de l'extérieur du guide sont absorbées, seules les réflexions dues aux fentes sont présentes au port d'entrée (Fig. 2.13).

Le fonctionnement du guide d'onde s'apparente à celui d'un filtre passe-haut, i.e. il ne laisse se propager que les signaux de fréquence supérieure à sa fréquence de coupure  $f_c$  basse (2.51). Le guide d'onde excité dans la bande de fréquence relative à  $1.3 \times f_{c,TE_{10}}$  et  $2 \times f_{c,TE_{20}}$  (Section 2.2.1). La figure 2.14 fournit les résultats du calcul du paramètre  $S_{21}$  du guide d'onde sans fente dans une bande plus large de la bande d'excitation pour montrer le fonctionnement du guide.

L'introduction d'une fente sur une face du guide conduit à des réflexions liées à la présence de cette

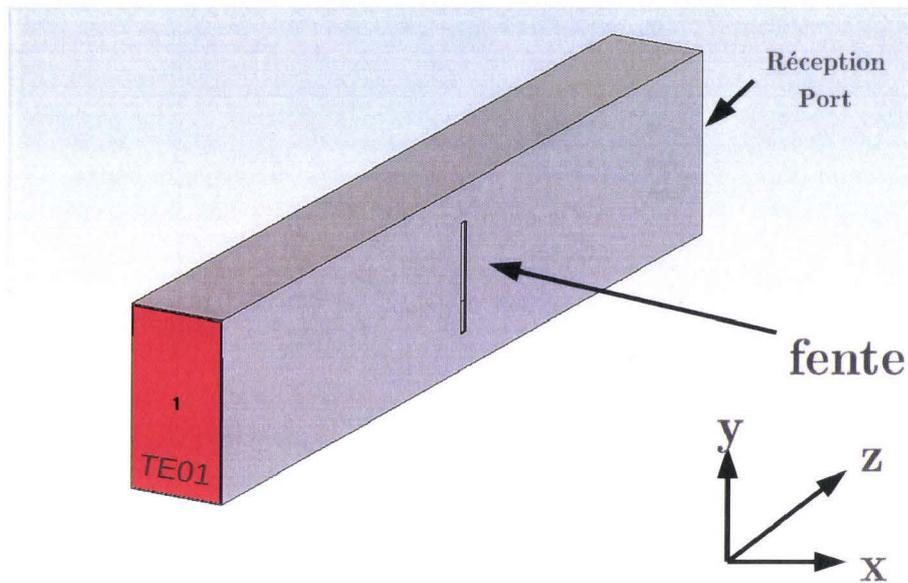


FIGURE 2.11 – Modèle numérique d'un guide d'onde à fente transversale.

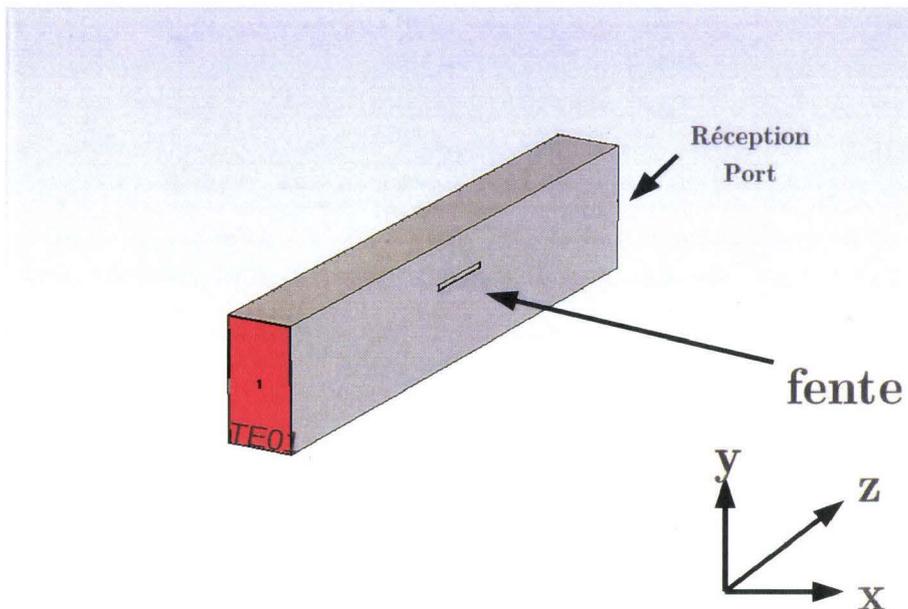


FIGURE 2.12 – Modèle numérique d'un guide d'onde à fente longitudinale.

discontinuité. Ceci augmente la désadaptation mesurée par le paramètre  $S_{11}$  (Fig. 2.15). Elle diminue par prélèvement, conversion de modes et rayonnement la quantité d'énergie véhiculée vers la réception (diminution du  $S_{21}$ ) (Fig. 2.16). Le rapport entre longueur et largeur de la fente est fixé de telle manière à ce que la fente soit considérée comme étroite i.e. ne pas subir l'effet d'une onde guidée et assurer une polarisation linéaire du champ rayonné. Une composante de champ électrique maximale rayonnée se trouvant générée perpendiculairement au grand axe de la fente.

Les fentes transversales sont plus efficaces que les fentes longitudinales (Fig. 2.16), ceci sera démontré dans le chapitre suivant. De ce fait, la désadaptation est plus prononcée avec la fente transversale.

Pour les fentes transversales centrées, les champs électriques numériquement calculés par la méthode FIT sont présentés Fig. 2.17 - Fig. 2.20. Comme il a été montré dans [163], le champ électrique

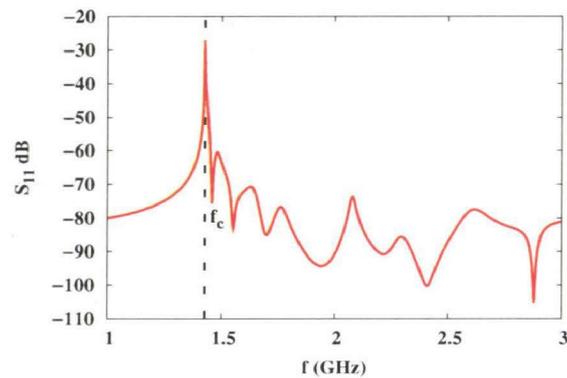


FIGURE 2.13 – Paramètre  $S_{11}$  calculé numériquement du guide d'onde sans fente.

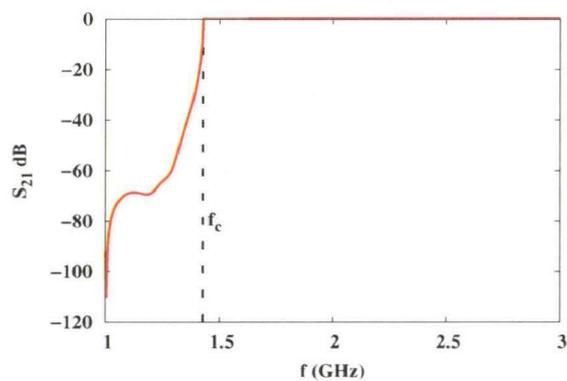


FIGURE 2.14 – Paramètre  $S_{21}$  calculé numériquement du guide d'onde sans fente.

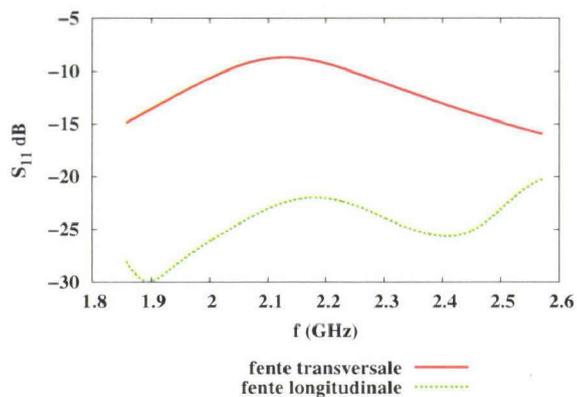


FIGURE 2.15 – Paramètre  $S_{11}$  calculé numériquement du guide d'onde avec une fente transversale centrée et une fente longitudinale décalée.

dans la fente (Fig. 2.17) est perpendiculaire à l'axe de la fente (parallèle à l'axe  $z$  dans Fig. 2.11) et il est sinusoidalement dépendant de la dimension  $y$ , ce qui est trivialement montré Fig. 2.17 et Fig. 2.18.

Cependant, le champ électrique dans la fente est constant le long de l'axe de coordonnées  $z$ . Cette distribution de champs dans la fente provoque une polarisation du champ rayonné parallèle à l'axe du guide d'onde (direction  $z$ , Fig. 2.19 et Fig. 2.20).

Pour les fentes longitudinales décalées par rapport à l'axe de propagation à l'intérieur du guide, le

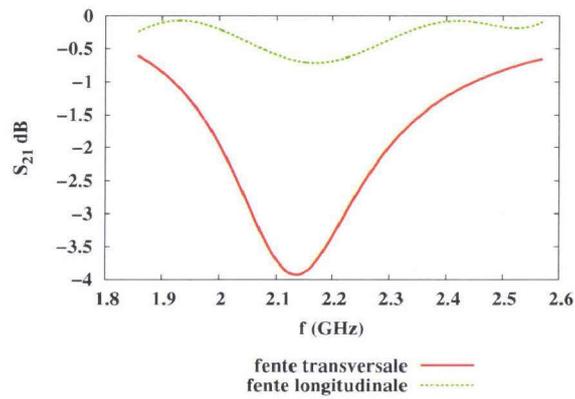


FIGURE 2.16 – Paramètre  $S_{21}$  calculé numériquement du guide d'onde avec une fente transversale centrée et une fente longitudinale décalée.

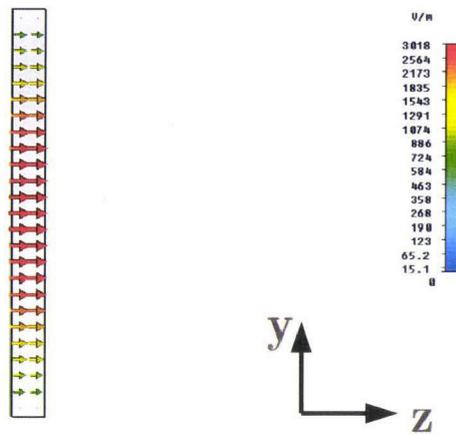


FIGURE 2.17 – Champ électrique dans l'axe yz de la fente transversale.

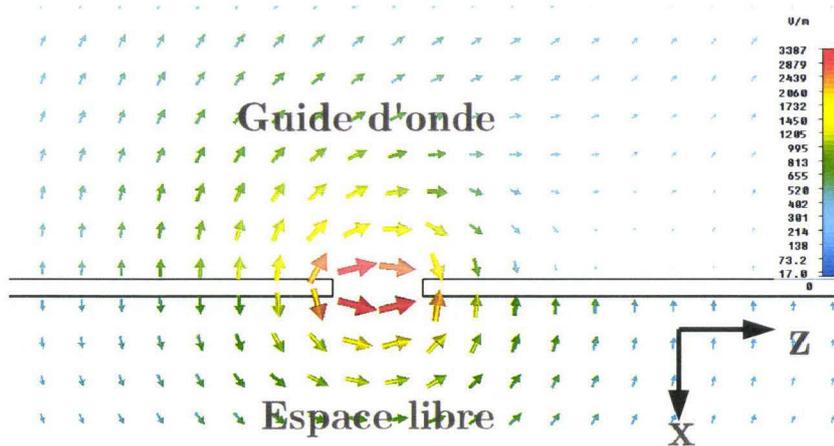


FIGURE 2.18 – Champ électrique dans l'axe xz de la fente transversale.

champ électrique n'est pas constant le long de l'axe de  $y$  et présente une distribution asymétrique à travers la fente. Ceci est dû au fait que les courants sur la face intérieure du guide d'onde dépendent de l'axe  $y$ ; la bordure supérieure de la fente perturbe plus les courants que la bordure inférieure de la fente, ceci produit un champ électrique illustré dans la figure 2.21.

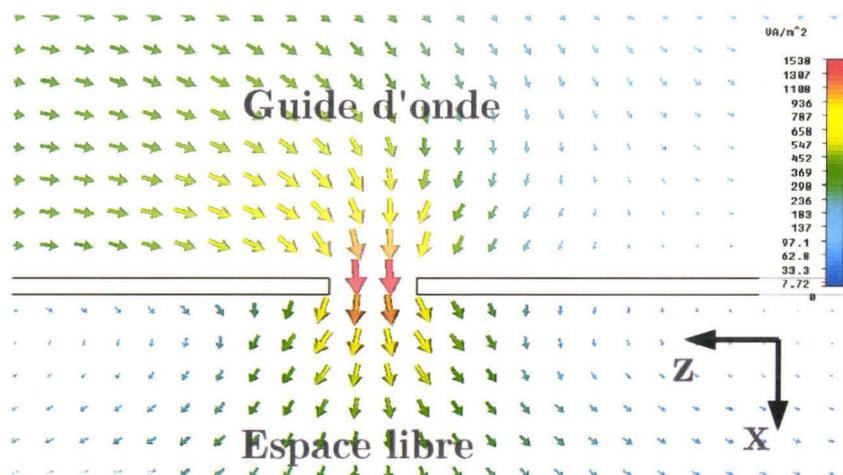


FIGURE 2.19 – Champ rayonné par la fente transversale dans le plan  $xz$ .

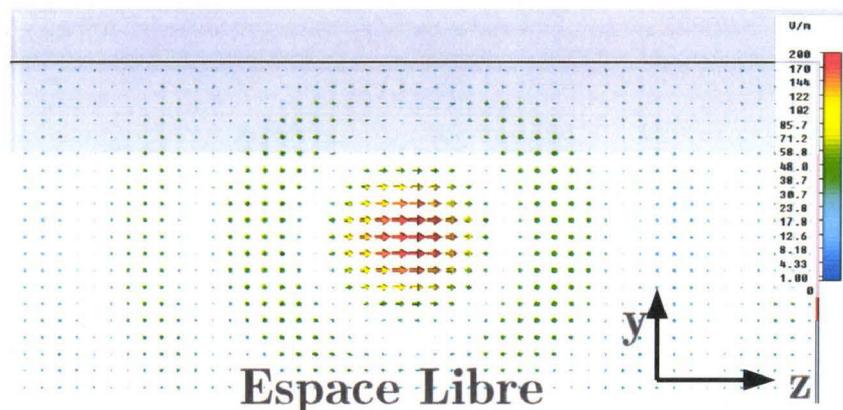


FIGURE 2.20 – Champ électrique dans l'axe  $yz$  de la fente transversale à une distance  $\lambda$  de la fente.

Le caractère transversal (par rapport à l'axe de la fente) du champ électrique de la fente peut aussi être analysé (Fig. 2.22). Un fort champ électrique est présent, à la bordure intérieure de la fente, ce qui produit la polarisation linéaire du champ rayonné orthogonal à l'axe de la plus grande dimension de la fente (Fig. 2.23).

#### 2.2.4 Conclusion

Dans cette section, une étude comparative de plusieurs types de lignes de transmissions utilisées dans le domaine haute-fréquence a été menée. Trois types de lignes ont été étudiées : la ligne microstrip, la ligne coplanaire et le guide d'onde métallique. Ayant un niveau de pertes minimal par rapport aux autres lignes étudiées, le guide a été sélectionné. Quelques éléments liés au fonctionnement du guide en mode fondamental ( $TE_{01}$ ) ont ensuite été rappelés. Une modélisation numérique permet de montrer les propriétés de rayonnement d'une fente transversale et d'une fente longitudinale pratiquée sur une grande face du guide. Nous entamerons le chapitre suivant en effectuant une étude d'optimisation du guide d'onde rayonnant muni de plusieurs fentes longitudinales et transversales.

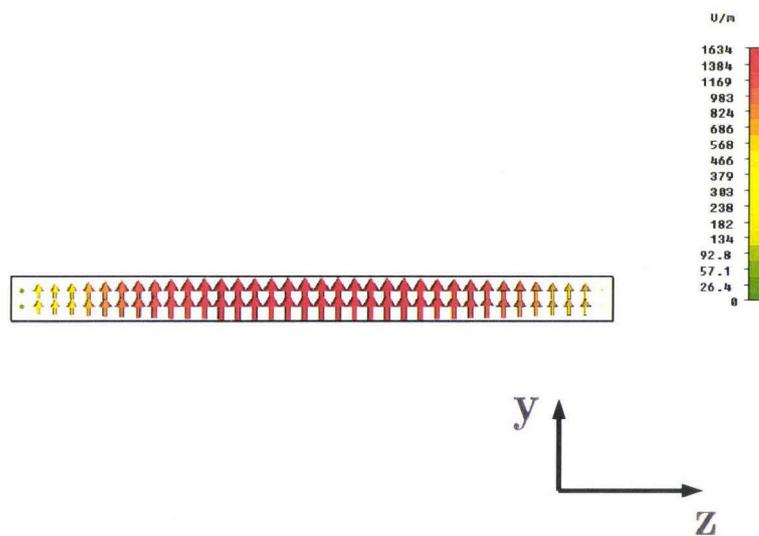


FIGURE 2.21 – Champ électrique dans l'axe  $yz$  de la fente longitudinale.

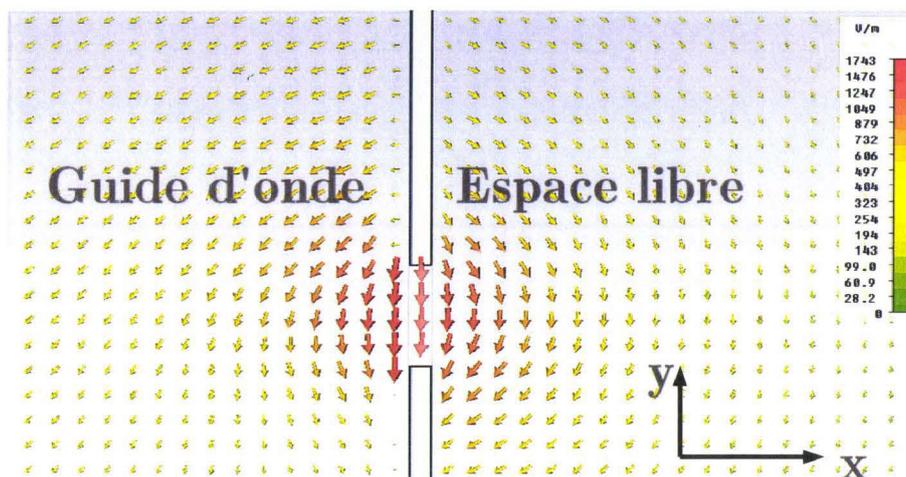


FIGURE 2.22 – Champ électrique dans l'axe  $xy$  de la fente longitudinale.

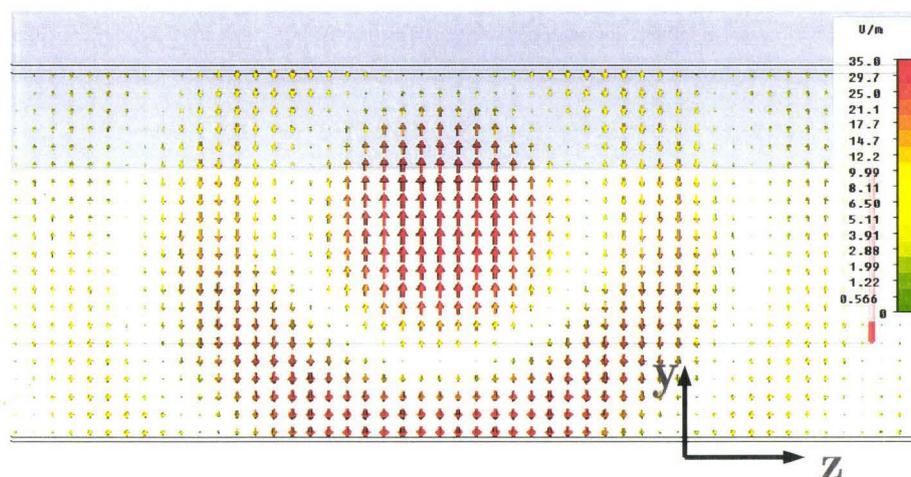


FIGURE 2.23 – Champ électrique dans l'axe  $xz$  de la fente transversale.



# **Dimensionnement du système multi-radars monostatiques et traitement des signaux reçus**

---

Ce chapitre est destiné à l'optimisation des différentes parties de notre système de détection. Le guide d'onde multi-fentes sera à son tour optimiser afin d'extraire les caractéristiques principales offrant le meilleur rendement en terme de rayonnement. La méthode de discrimination sera validée sur un exemple didactique et vis-à-vis d'autres méthodes. Finalement, de premiers résultats de traitement seront illustrés.

### 3.1 Introduction

L'implémentation du système radar de détection de chutes sur les voies, constitué d'un ensemble de radars monostatiques nécessite de dimensionner correctement chacun de ses paramètres puis de mettre en oeuvre une technique de traitement du signal efficace. A partir des éléments rappelés et des conclusions préliminaires proposées dans les chapitres précédents, nous nous efforçons, dans ce troisième chapitre, d'effectuer ce dimensionnement correct. Le **générateur** est configuré de telle façon qu'il émette une forme d'onde favorisant la détection de certaines cibles d'intérêt pour l'application (corps humain) mais également de détecter certains autres types d'objets d'intérêt (valise, poussette...). Il ne présentera pas nécessairement de capacité de détection pour d'autres objets susceptibles d'être rencontrés sur les quais (titres de transport, journaux, cannette de soda ...). Ces cibles présentent des caractéristiques de Surface Equivalente Radar (SER) différentes. La forme d'onde émise entre en jeu tout particulièrement via sa fréquence centrale et sa largeur de bande de fréquence. Nous nous intéresserons donc à la SER des cibles d'intérêt pour définir la fréquence et la largeur de bande d'intérêt. Puis, la **ligne de transmission** doit être optimisée afin de transmettre ces signaux efficacement tout le long d'un quai, sans atténuation ou déformation excessive de celle-ci. La continuité d'efficacité de la barrière de détection est assurée par l'étude des géométries des discontinuités (fentes) introduites le long de la ligne de transmission et par l'optimisation de ces fentes permettant de compenser par modification progressive de leurs caractéristiques les pertes dues à l'atténuation longitudinale ainsi qu'aux au rayonnement des discontinuités précédentes. A la **réception**, une panoplie de méthodes de traitement de signal est évaluée pour extraire les singularités électromagnétiques indispensables pour discriminer et identifier les cibles détectées. Nous en extraierons quelques exemples significatifs.

### 3.2 Optimisation du générateur

#### 3.2.1 Sélection de la fréquence centrale et de la largeur de bande de fréquence

Afin de favoriser la détection des objets chutant sur les voies, nous nous concentrons initialement sur les surfaces équivalentes radar (SER). La SER offre une information sur la réflectivité des objets sur une plage de fréquence. Nous mettons particulièrement en avant la capacité du système à détecter des corps humains.

##### 3.2.1.1 Surface équivalente radar (SER)

La SER caractérise la capacité de la cible à re-rayonner l'énergie électromagnétique reçue vers le radar. Eclairée par une onde électromagnétique, la cible se met dans un état d'excitation et la répartition des courants de surface devient instable. Le retour à l'équilibre s'effectue par une dissipation d'énergie sous forme de champ rétrodiffusé. L'onde rétrodiffusée dépend des paramètres physiques de l'onde émise (fréquence, polarisation, angle de vue, etc...) et de la géométrie ainsi que des matériaux constituant la cible. La SER mesure alors le rapport de la puissance réfléchie à la puissance incidente par unité de surface dans la même direction de l'onde incidente. En considérant le théorème de Poynting qui lie le champ électrique et le champ magnétique incident de la cible ( $\vec{E}_i$  et  $\vec{H}_i$ ) et ceux reçue par le radar ( $\vec{E}_r$  et  $\vec{H}_r$ ), on peut exprimer la SER par :

$$\sigma = 4\pi r^2 \frac{|\vec{E}_r \wedge \vec{H}_r^*|}{|\vec{E}_i \wedge \vec{H}_i^*|} \quad (3.1)$$

où  $r$  représente la distance de la cible au radar et le symbole « \* » désigne la valeur complexe conjuguée.

Dans la zone de Fraunhofer [34], zone habituellement utilisée par les radaristes, les ondes reçues par la cible ou le radar sont planes, ce qui simplifie l'expression (3.1) :

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow +\infty} 4\pi r^2 \frac{|\vec{E}_r|^2}{|\vec{E}_i|^2} = \lim_{r \rightarrow +\infty} 4\pi r^2 \frac{|\vec{H}_r|^2}{|\vec{H}_i|^2} = \lim_{r \rightarrow +\infty} 4\pi r^2 \frac{d_c^e}{d_f^e} \quad (3.2)$$

où  $d_c^e$  est la densité de puissance recueillie par le récepteur et  $d_f^e$  est la densité de puissance reçue par la cible.

Etant donné le rapport de la puissance reçue à la puissance émise, la SER dépend des plusieurs paramètres et tout particulièrement de la dimension caractéristique de la cible et de la longueur d'onde du signal incident. La bande de fréquence se divise en trois zones dépendant du rapport de la dimension caractéristique  $L$  de l'objet à la longueur d'onde  $\lambda$  [34] :

- **La zone de Rayleigh** ( $L \ll \lambda$ ) : il s'agit de la zone des basses fréquences de l'onde excitatrice par rapport à l'objet. Elle correspond à des cibles dont l'envergure est très petite devant la longueur d'onde. Dans cette zone, la SER fournit une information relative au volume de l'objet éclairé.
- **La zone de résonance (Mie)** ( $L/2 < \lambda < 10L$ ) : appelée aussi zone de Mie dans le cas d'une sphère. Elle correspond à une région où les oscillations sont prédominantes. Ce comportement oscillant en fonction de la fréquence est dû aux interférences entre différentes formes des signaux rétrodiffusés par l'objet. Cette zone donne une information sur la taille de l'objet éclairé.
- **La zone optique** ( $L \gg \lambda$ ) : elle correspond à la partie haute fréquence de la SER et intervient lorsque l'envergure de la cible est très importante par rapport à la longueur d'onde de l'onde excitatrice. Cette zone fournit une information sur les détails de la cible.

Les techniques de détermination de la SER diffèrent d'une zone fréquentielle d'étude à une autre. Dans notre application, nous souhaitons mettre l'accent sur les détails de la cible afin de pouvoir discriminer des cibles de même envergure, mais de constitutions différentes. Notre étude se focalise de ce fait dans la zone optique, ce que nous poursuivons plus en détail maintenant.

### 3.2.1.2 Les méthodes de prédiction de SER

La détermination de la SER s'effectue habituellement soit en chambre anéchoïque soit sur site ou encore en utilisant une simulation numérique. La modélisation de la SER constitue une étape particulièrement importante avant l'étape de conception, elle permet de gagner en temps et de réduire les coûts d'étude. De plus en plus, cette alternative gagne en réalisme avec la réduction des erreurs de calcul et l'augmentation des performances des unités de calcul. Cette modélisation de l'interaction rayonnement-cible est basée sur la résolution des équations de Maxwell. La résolution analytique de ces équations est limitée à quelques cas canoniques de cibles (sphère de Mie par exemple) [21]. Le problème direct de la détermination de la réponse électromagnétique s'effectue le plus souvent avec des méthodes numériques et/ou des modèles approchés. Le choix entre ces deux solutions dépend de l'envergure des cibles. Dans le cas où la dimension  $D$  de la cible est très grande devant la longueur d'onde (zone optique), il est possible de réaliser des approximations permettant l'utilisation des méthodes dites « asymptotiques ».

Parmi ces méthodes adaptées à la zone optique, la méthode de l'optique physique (OP) [147] est une méthode numérique asymptotique haute fréquence qui consiste à utiliser les rayons de l'optique géométrique pour estimer les champs sur une surface puis à intégrer ces champs sur toute la surface éclairée et déterminer les champs transmis et réfléchis. Notre objectif est de déterminer la fréquence à laquelle la cible rayonne le plus d'énergie, nous n'avons pas besoin d'une précision importante de calcul, nous optons pour une utilisation de la méthode OP.

En raison de sa bonne performance dans ce domaine, nous utilisons le simulateur électromagnétique FEKO [51] (« FEldberechnung bei Koörpern mit beliebiger Oberfläche », « Calcul de champ électromagnétique impliquant des corps de formes arbitraire ») pour caractériser la SER. Avec cet outil, l'utilisation de méthodes telles que la Multi-Level Fast Multipole Method (MLFMM) [51] permet de modéliser et de prédire la SER d'une cible avec des temps de calculs réduits et un espace mémoire raisonnable.

De premiers essais avec un ellipsoïde diélectrique fournissent les résultats apparaissant dans Fig. 3.1. Nous observons peu d'évolution avec la fréquence. Des modèles humains plus élaborés ont ensuite été évalués.

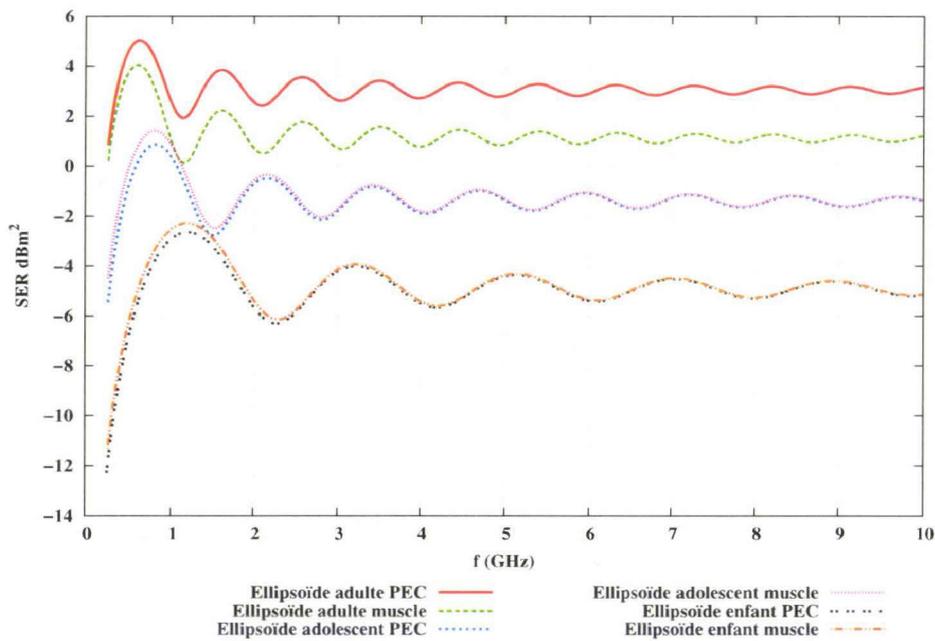


FIGURE 3.1 – SER de l'ellipsoïde de différentes tailles : adulte, adolescent, enfant

### 3.2.1.3 Détermination de SER du corps humain

Trois topologies de corps humains sont étudiées : un adulte mesurant 1.80 m, un adolescent de 1.20 m et un enfant 0.6 m. Les SER de ces quatre modèles sont étudiées sous FEKO (Fig. 3.2). Deux types de matériaux sont utilisés pour chaque catégorie de corps humain : à titre d'exemple de contraste de matériau, et sans que ceci n'est de réalité pratique : métal parfaitement conducteur (Perfect electric conductor, PEC) et muscle [4] Tab.3.1. Le modèle du corps humain est conçu par le logiciel de conception 3D CATIA « Conception Assistée Tridimensionnelle Interactive Appliquée » [164] puis est importé sous forme de maillages triangulaires sous Feko. Une vue bidimensionnelle est donnée dans la figure 3.3.

TABLE 3.1 – Propriétés diélectriques des muscles pour étudier la SER.

Matériau	Permittivité relative ( $\epsilon_r$ )	Conductivité [S/m] ( $\sigma$ )	Perméabilité relative ( $\mu_r$ )	$\rho$ [Kg/m <sup>-3</sup> ]
muscle	27.39	29.44	1	1040

La figure 3.4 illustre les SER (en dBm<sup>2</sup>) relatives aux corps humains. Les SER sont groupées selon la taille de l'individu. La complexité des modèles traités entraîne une réponse en fréquence plus



FIGURE 3.2 – Modèles de corps humains : adulte, adolescent, enfant.

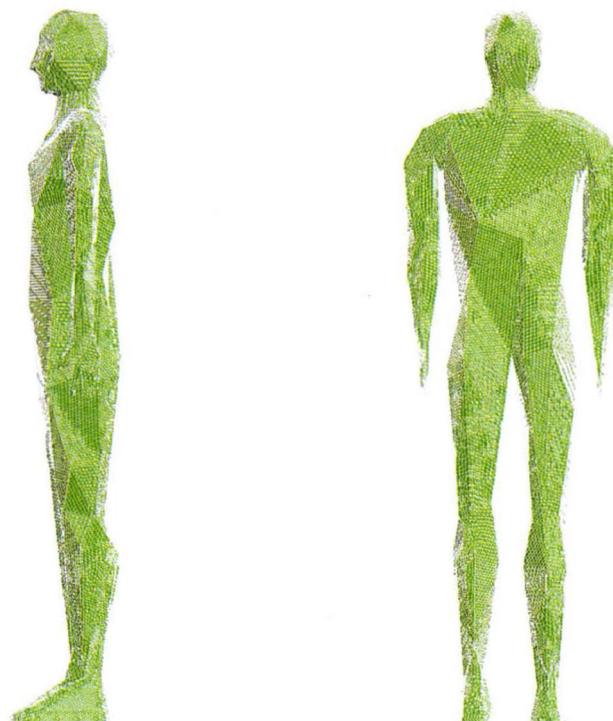


FIGURE 3.3 – Vues de face et de côté du modèle de corps humain.

complexe. La SER est illustrée telle une réponse harmonique avec des pics et des vallées. Nous sélectionnons la bande de fréquence qui contient les pics des SER des quatre catégories afin de favoriser toutes les catégories des corps humains.

Les zones grises de la figure 3.4 présentent ces bandes de fréquence où toutes les SER ont des pics i.e. tous les modèles simulés réfléchissent le maximum d'énergie. Cependant, la bande [8.6;10] GHz

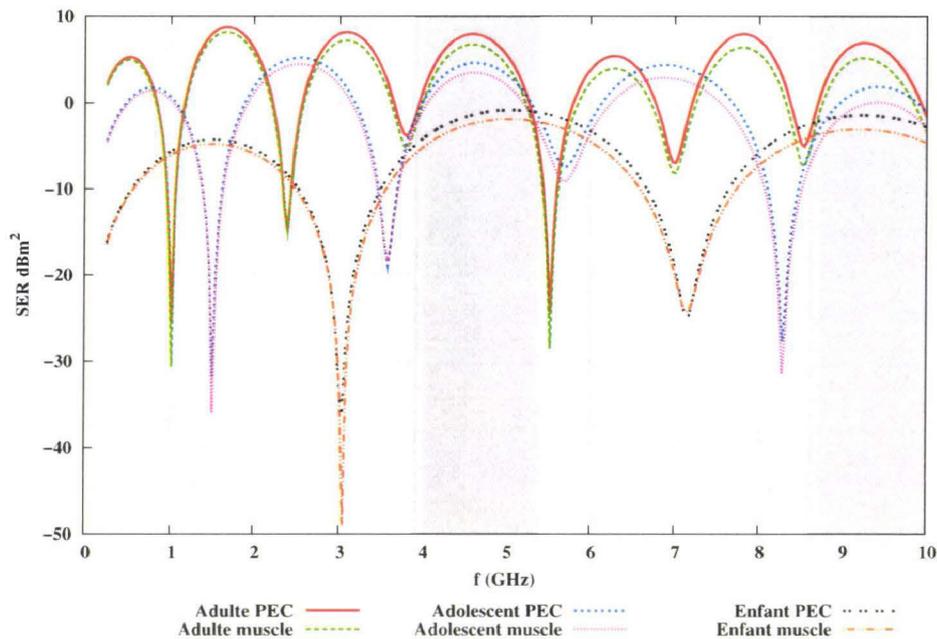


FIGURE 3.4 – SER des corps humains : adulte, adolescent, enfant

n'est pas retenue afin d'éviter les fortes atténuations longitudinales présentes dans le guide d'onde. La bande finalement sélectionnée [3.9;5.4] GHz permet ensuite de dimensionner le guide d'onde en imposant la bande de son mode fondamental de propagation  $TE_{01}$ . Nous pouvons maintenant entamer la procédure d'optimisation de la ligne de transmission en tenant compte de cette bande de fréquence [3.9;5.4] GHz et de la fréquence centrale  $f_0 = 4.65$  GHz identifiée.

### 3.2.2 Conclusion

Bien que nous situant en zone optique, nous avons tenté dans cette section une optimisation de la bande de fréquence. Elle se situe entre 3.9 et 5.4 GHz et permet de favoriser les différentes cibles à privilégier pour la détection. Cette bande de fréquence correspond également à la bande de fréquence ULB 4.2-4.8 GHz en cours de normalisation à l'international (section 1.2.1.3). Un guide d'onde métallique de section rectangulaire possède par ailleurs un encombrement réaliste (5 cm × 2.5 cm) vis à vis de son utilisation le long du quai. Dans la section suivante, une procédure d'optimisation du guide à fente est présentée pour assurer un rayonnement permettant une couverture uniforme de détection d'un quai.

## 3.3 Procédure d'optimisation du guide d'onde

Ainsi que présenté dans la section 2.2.2, pour un guide d'onde, la méthode la plus aisée afin de créer des discontinuités permettant d'autoriser un rayonnement de la structure guidée consiste à pratiquer des ouvertures dans la structure. L'introduction de ces discontinuités provoque une perturbation des courants de surface. Cette interruption de courant induit un champ électrique qui possède le caractère d'un courant de déplacement donnant naissance à un champ rayonné. Pour assurer une couverture rayonnante uniforme tout le long de la structure, il est nécessaire d'optimiser le champ rayonné en optimisant progressivement ces discontinuités. Dans la section 2.2.3, les discontinuités sont caractérisées

comme des ouvertures rectangulaires perforées sur un grand côté du guide appelées « fentes ». Ces ouvertures ont une dimension latérale  $l_z$  et transversale  $l_x$  (Fig. 3.5 et Fig. 3.6).

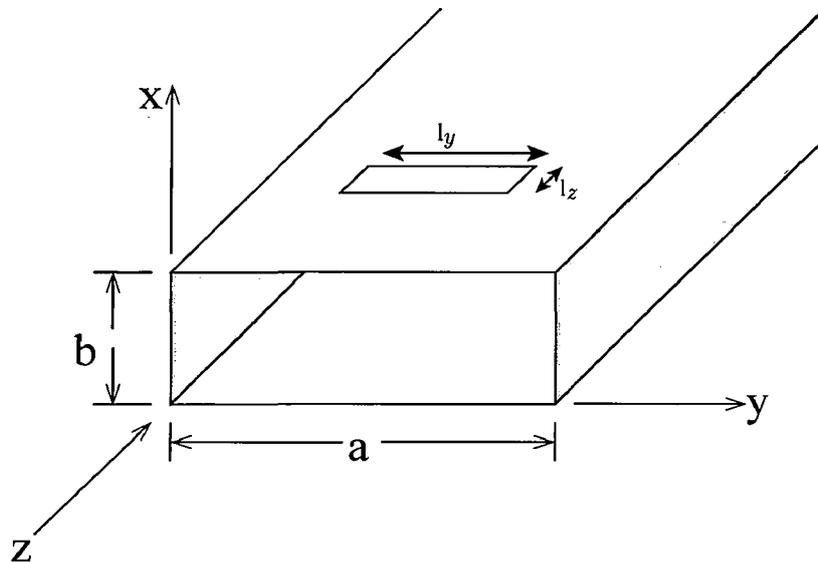


FIGURE 3.5 – Perforation d'une fente transversale élémentaire sur un grand côté du guide d'onde.

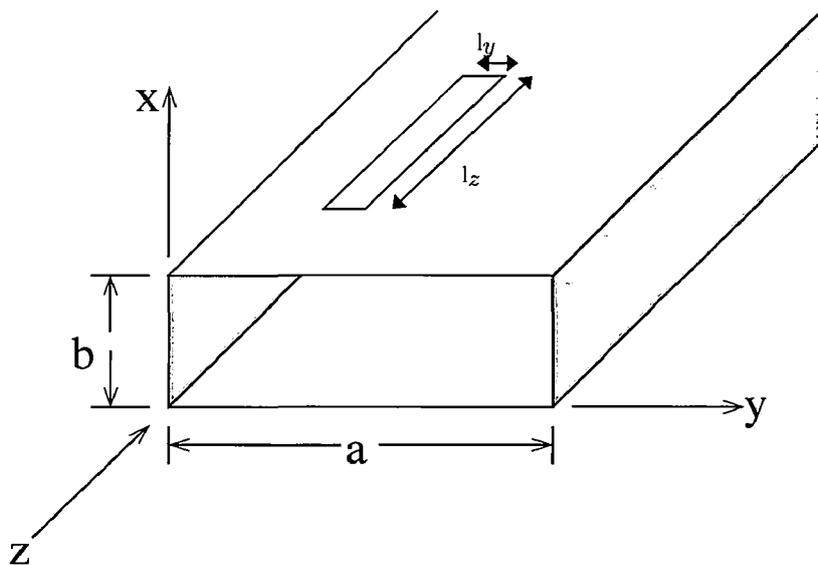


FIGURE 3.6 – Perforation d'une fente longitudinale élémentaire sur un grand côté du guide d'onde.

Si toutes les fentes transversales présentent la même dimension prépondérante  $l_x$  le long du guide d'onde, alors les rayonnements ne seront pas tous identiques depuis chaque fente consécutive. Le champ rayonné sera plus élevé lorsque la fente est proche de l'émetteur et atténué à l'extrémité récepteur. De manière similaire, dans le cas des fentes longitudinales, si toutes les fentes présentent le même écart de distance (« offset ») ( $d_{offset}$ ) par rapport à la ligne centrale du guide, alors les champs rayonnés ne sont pas égaux. A noter que le rayonnement de la fente longitudinale dépend essentiellement de l'écart par rapport à la ligne centrale du guide en raison de la distribution de courant dans le mode fondamental  $TE_{01}$  (Fig. 2.9), les courants sont concentrés vers les bordures des grands côtés du guide et quasi-nuls au centre. Il devient donc nécessaire de mettre en œuvre une procédure particulière afin

d'optimiser les dimensions des fentes pour assurer une couverture de rayonnement continue le long du guide d'onde. Notre objectif est de faire progressivement varier la taille ou la position de ces fentes afin d'assurer un rayonnement constant par toutes les fentes consécutives de la structure guidée. Nous faisons également ici l'hypothèse que nous ne connaissons pas la position d'une cible à détecter le long de la structure et que nous cherchons dès lors à l'illuminer avec une puissance constante. Bien que l'illumination se fasse à niveau constant, la position effective de la cible le long de la structure, proche de l'émetteur ou du récepteur influera bien sûr sur le niveau de signal reçu puisque l'atténuation totale que subira son signal écho sera dépendant de son trajet le long de la structure guidée. Si l'on souhaite obtenir, avec notre disposition horizontale de guide fixé le long du quai des signaux polarisés verticalement alors nous choisirons des fentes longitudinales. Si nous souhaitons émettre une composante de champ électrique horizontale alors nous choisirons des fentes transversales. Une solution mixte, polarimétrique, pourrait également être envisagée. La technique proposée présentent beaucoup de souplesse de réalisation.

### 3.3.1 Procédure de calcul des discontinuités

Cette procédure consiste à optimiser un guide d'onde à fentes transversales [120] ou à fentes longitudinales. Nous supposons que le long du guide, seul le mode fondamental  $TE_{01}$  est propagé depuis le générateur de forme d'onde et que les réflexions de l'extrémité opposée vers la source sont nulles ou négligeables. Ce mode fondamental progressif du guide d'onde est seulement atténué par la présence des fentes sur le grand côté du guide. Pour le cas d'une onde directe, les atténuations peuvent être modélisées par une fonction exponentielle :

$$V = V_0 e^{-\gamma z} \quad (3.3)$$

où  $\gamma = \alpha + j\beta$  et  $V_0$  est l'amplitude de l'onde progressive. Cela signifie que la puissance active véhiculée dans le mode fondamental de l'onde progressive est exponentiellement atténuée :

$$P = P_e e^{-2\alpha z} \quad (3.4)$$

où  $P$  est la puissance de l'onde d'excitation et  $\alpha$  est le coefficient d'atténuation à l'intérieur du guide d'onde sans fente.

Cette optimisation est définie en fonction d'un paramètre caractérisant l'énergie rayonnée par la fente ou encore l'efficacité de la fente. L'efficacité totale de la fente est le rapport puissance rayonnée à puissance stimulée, elle s'exprime par :

$$e = \frac{P_r}{P_{stim}} \quad (3.5)$$

En la comparant à la puissance d'excitation, la puissance stimulée ( $P_{stim}$ ) prend en compte toutes les réflexions depuis l'entrée du guide jusqu'à la fente.

Ce paramètre est évalué numériquement, sous un environnement CST MWS. Un guide d'onde est excité dans la bande de fréquence optimale [3.9 ; 5.4] GHz calculée (3.2.1.3) avec une fréquence centrale de 4.65 GHz. L'efficacité totale est calculé en plaçant une fente rectangulaire au centre du guide et en variant la longueur de fente. Pour une fente transversale de largeur  $l_z$  fixée à 5 mm, une efficacité totale maximale d'environ 42% est obtenue (Fig. 3.7). Ce résultat s'avère proche de la valeur maximale théorique de 50% obtenue sans réflexion et correspondant à une moitié de l'énergie rayonnée vers le demi-milieu correspondant à l'extérieur du guide et le demi-milieu correspondant à l'intérieur de la structure guidée.

Pour les fentes longitudinales de largeur  $l_y$  fixée à 5 mm, l'efficacité totale est calculée pour plusieurs valeurs des « offset » (Fig. 3.8). Partant de ces résultats, pour un « offset » correspondant à une

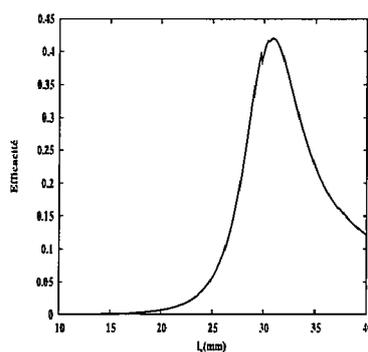


FIGURE 3.7 – Efficacité totale d'une fente transversale vs la longueur de la fente  $l_y$ .

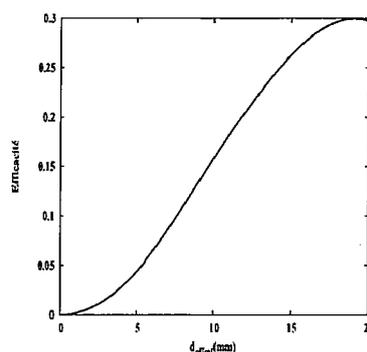


FIGURE 3.8 – Efficacité totale d'une fente transversale vs « offset ».

efficacité maximale déterminée à partir de (Fig. 3.8), l'efficacité est réévaluée afin de déterminer la longueur longitudinale  $l_z$  de la fente correspondant à de meilleures performances (Fig. 3.9).

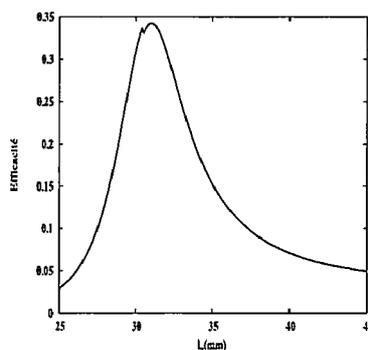


FIGURE 3.9 – Efficacité totale d'une fente longitudinale vs la longueur de fente  $l_z$ .

A noter que les figures 3.7 et 3.9 présentent la même allure (les mêmes maximas) avec des amplitudes relatives différentes. Cette différence d'amplitude se justifie par le fait (Fig. 2.9) que la concentration des courants de surface est plus importante à l'endroit où le champ est horizontalement polarisé (fente transversale) qu'à la position où le champ est verticalement polarisé (fente longitudinale).

Revenons à la procédure d'optimisation, la puissance stimulée est la puissance disponible à la première fente (3.6). La puissance rayonnée de la première fente s'exprime par l'équation suivante :

$$P_{r,1} = e_1 P_{in} e^{(-\alpha d_{in})} \quad (3.6)$$

où  $d_{in}$  est la distance de l'entrée à la première fente (Fig. 3.10 et Fig. 3.11). Ces deux figures ne sont pas à l'échelle, en pratique les fentes successives sont très espacées par rapport à la largeur du guide.

La puissance disponible à la  $n^{ième}$  fente prend en compte toutes les atténuations de l'entrée jusqu'à cette fente en plus des puissances rayonnées par les fentes antérieures. Par conséquent, en utilisant la relation, entre la puissance disponible et la puissance rayonnée, gouvernée par l'efficacité désirée, les relations suivantes apparaissent :

$$P_{r,n} = e_n [P_{in} e^{-\alpha d_{fente}} (1 - \Gamma)^{(n-1)} - \sum_{k=1}^{n-1} (1 - \Gamma)^{(n-k)} P_k e^{-(n-k)\alpha d_{fente}}] \quad n = 1, \dots, N \quad (3.7)$$

où  $d_{fente}$  est la distance entre deux fentes consécutives,  $P_{r,n}$  la puissance rayonnée par la  $n^{ième}$  fente,  $e_n$  l'efficacité totale de la  $n^{ième}$  fente,  $\alpha$  l'atténuation longitudinale du guide d'onde sans fente (2.43),  $\Gamma$  est le coefficient de réflexion à l'intérieur du guide d'onde et  $N$  le nombre des fentes le long du guide d'onde. Dans (3.7), l'expression entre les crochets est la puissance stimulée introduite dans (3.5).

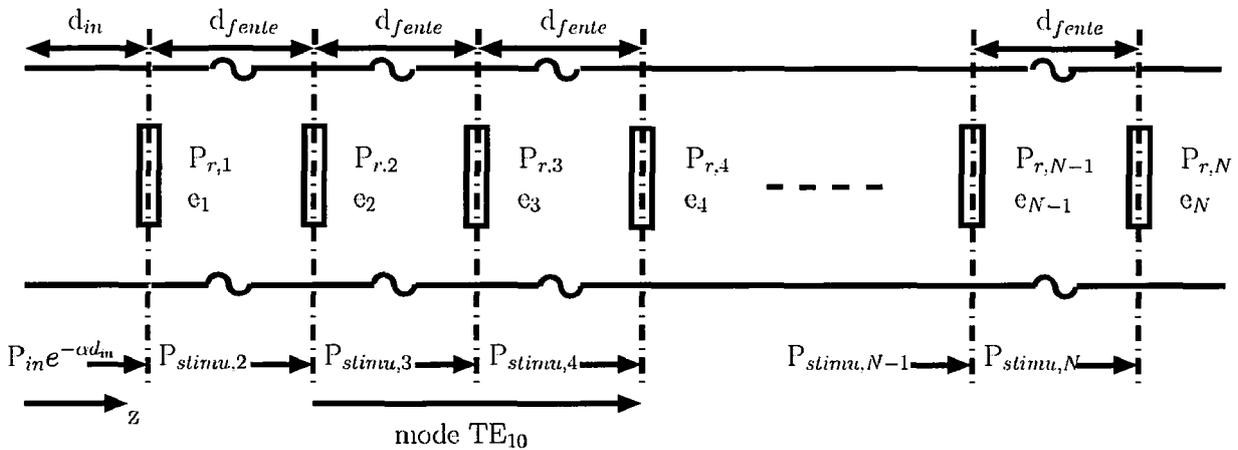


FIGURE 3.10 – Schéma équivalent des rayonnements consécutifs le long d'un guide d'onde (fentes transversales).

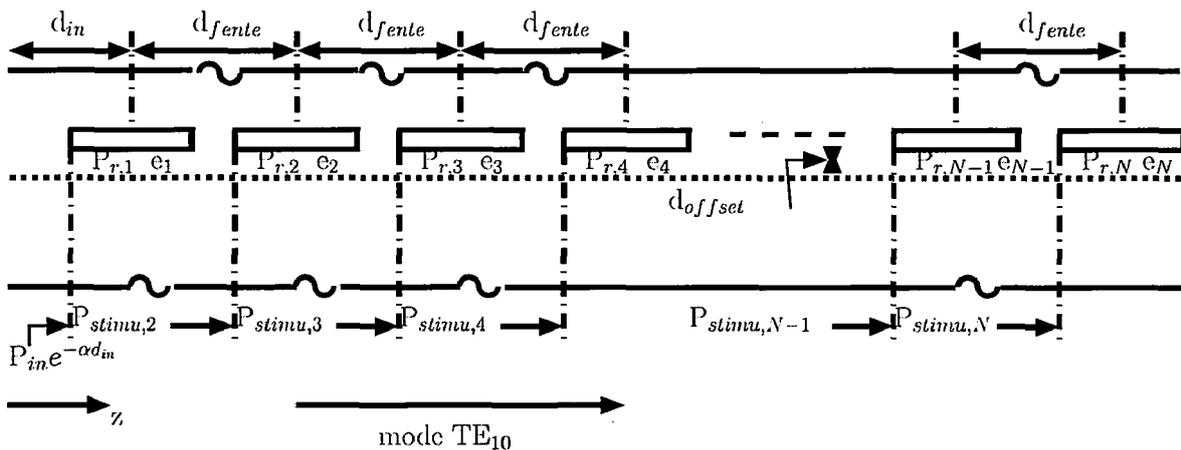


FIGURE 3.11 – Schéma équivalent des rayonnements consécutifs le long d'un guide d'onde (fentes longitudinales).

L'objectif principal de la procédure de design est d'estimer les paramètres des fentes suivant les exigences de conception. En outre, l'exigence d'obtenir une couverture uniforme de rayonnement le long du guide d'onde doit être également implémentée dans la procédure de calcul. Une distribution simple des puissances rayonnées pour assurer une couverture uniforme est illustrée par la relation

suivante :

$$P_{r,1} = P_{r,2} = P_{r,3} = \dots = P_{r,N} \quad (3.8)$$

En considérant (3.8) et en réglant la distance  $d_e$  pour être la moitié de  $d_{fente}$ , une expression récursive suivant l'efficacité totale de chaque fente est obtenue :

$$e_n = \frac{e_{n+1}e^{-\alpha d_{fente}}(1 - \Gamma)}{1 + e_{n+1}e^{-\alpha d_{fente}}(1 - \Gamma)} \quad n = 1, \dots, N - 1 \quad (3.9)$$

Une hypothèse supplémentaire est utilisée pour initialiser l'équation récursive (3.9) ; Nous imposons que l'essentiel de la puissance restante dans le guide et non rayonnée par les fentes précédentes doit être rayonnée par la dernière fente pratiquée avant le récepteur. En d'autres termes,  $e_N$  doit être fixé au  $max(e)$  (Fig. 3.7 et Fig. 3.8). En pratique, ce résultat ne sera pas totalement atteint et nous recevons un signal d'amplitude suffisante pour être traité par le récepteur.

Ensuite, la figure 3.7, ou la figure 3.8 et la relation (3.9) sont utilisées pour déterminer la longueur de chaque fente le long du guide. La distance entre deux fentes consécutives est déterminée de telle manière à considérer les fentes totalement indépendantes l'une de l'autre, l'énergie quitte la fente précédente lorsqu'elle atteint la fente suivante lors de sa propagation le long du guide. Par conséquent, le guide d'onde à fentes est considéré comme une succession de  $n$ -radar monostatiques. Afin de valider cette hypothèse, nous rappelons que nous utilisons des impulsions brèves et que les fentes sont espacées d'une distance de l'ordre de grandeur du mètre. Dès lors, lorsque l'énergie correspondant à une impulsion est présente dans le plan d'une fente, aucune énergie n'est plus présente à la fente précédente ou n'a pas encore atteint la fente suivante.

### 3.3.2 Application au design d'un guide d'onde à fentes transversales (polarisation horizontale)

En considérant les résultats d'optimisation de la fréquence centrale et de la bande de fréquence dans la section 3.2.1.3, le guide d'onde à une fréquence de coupure de basse 3 GHz, avec une bande d'excitation [3.9;5.4] GHz. A la fréquence centrale de 4.65 GHz, l'atténuation est de 4.7 dB/100 m. Le coefficient de réflexion est fixé à 5%. Pour un guide de longueur 5 m avec une distance  $d_{slot} = 1.2$  m, le tableau (3.2) illustre les résultats du calcul d'optimisation.

TABLE 3.2 – Distribution des efficacités totales des fentes.

$n$	1	2	3	4
$e_n$	0.16	0.21	0.28	0.42

Une fois les valeurs des efficacités totales de chaque fente déterminées, les valeurs numériquement calculées de l'efficacité (Fig. 3.7) sont utilisées pour déterminer les dimensions correspondantes de chaque fente  $l_x$ . Les longueurs obtenues augmentent linéairement d'une fente à l'autre (3.10) dans le mode de propagation  $TE_{01}$  du guide afin de compenser les atténuations en mode fondamental :

$$l_1 < l_2 < l_3 < l_4 \quad (3.10)$$

La puissance totale rayonnée par ce guide d'onde à fente est exprimée par la relation suivante :

$$P_r = \sum_{k=1}^N P_{r,k} \quad (3.11)$$

où  $P_{r,k}$  est la puissance rayonnée obtenue dans (3.7). Dans cette configuration, 60% de la puissance d'excitation est rayonnée par l'ensemble des fentes consécutives. Ici encore, si l'on considère une impulsion de quelques  $V$  crête nous obtiendrons un signal reçu en extrémité de guide d'amplitude suffisante.

En utilisant la procédure d'optimisation présentée ci-dessus, La puissance rayonnée par ce guide d'onde à fentes est illustrée dans Fig. 3.12. Chaque fente est considérée comme une antenne indépen-

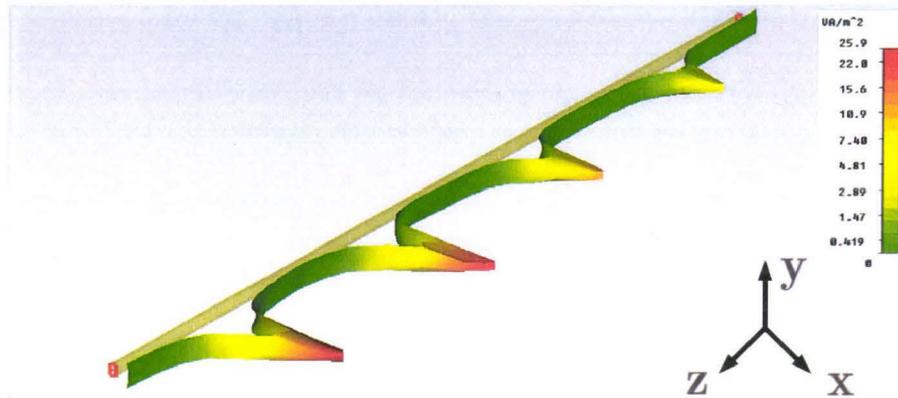


FIGURE 3.12 – Puissances maximales rayonnées successivement par les fentes consécutives transversales.

dante et le guide d'onde devient une succession de  $n$ -radars monostatiques. A 4.65 GHz, le diagramme de rayonnement de chaque fente élémentaire correspond à celui présenté dans Fig. 3.13.

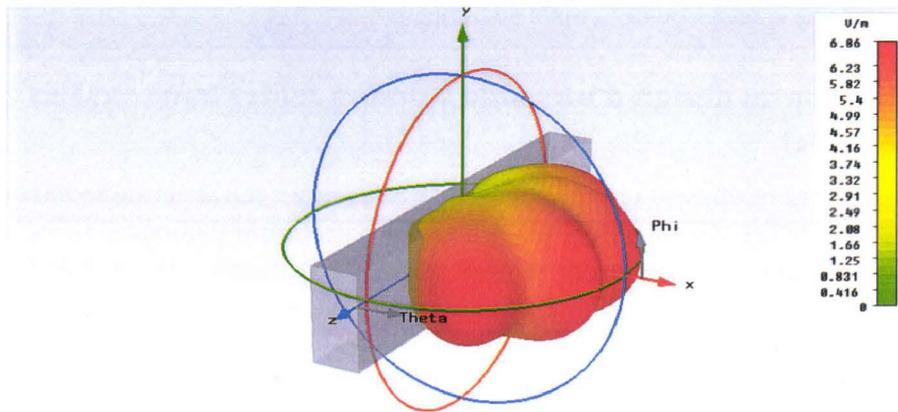


FIGURE 3.13 – Diagramme de rayonnement d'une fente transversale.

### 3.3.3 Application au design d'un guide d'onde à fentes longitudinales (polarisation verticale)

Dans ce second exemple, le guide est initialisé de la même manière que dans l'exemple précédent. La longueur du guide est fixé à 5 m avec une distance  $d_{slot} = 1.2$  m, la longueur  $l_z$  (Fig. 3.6) de chaque fente est choisie de telle manière à ce que l'efficacité totale soit maximale dans (Fig 3.9), i.e.  $l_z = 31$  mm, le tableau (3.3) illustre un exemple d'optimisation.

Une fois déterminées, les valeurs numériquement calculées de l'efficacité (Fig. 3.8) sont utilisées pour les décalages latéraux de chaque fente  $d_{offset}$  par rapport à la ligne centrale du guide. Ces « offset » des fentes augmentent linéairement d'une fente à l'autre (3.10) :

$$d_{offset,1} < d_{offset,2} < d_{offset,3} < d_{offset,4} \quad (3.12)$$

TABLE 3.3 – Distribution des efficacités totales des fentes.

$n$	1	2	3	4
$e_n$	0.13	0.17	0.22	0.30

Les puissances rayonnées optimisées sont illustrées Fig. 3.14, similaire à la Fig.3.12.

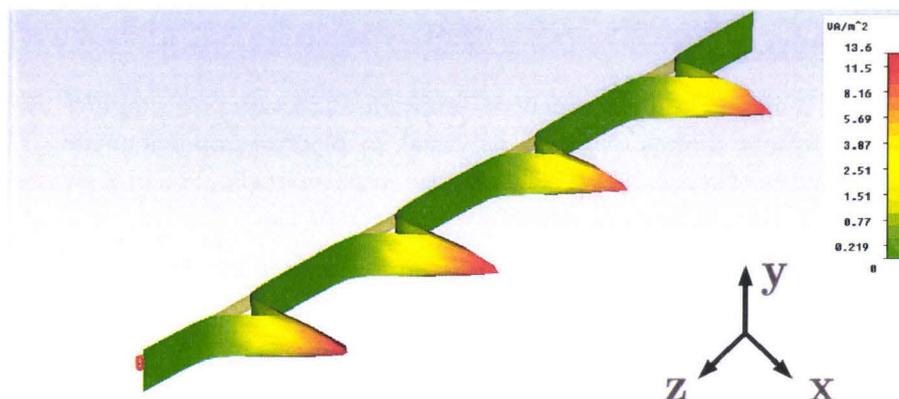


FIGURE 3.14 – Puissances maximales rayonnées successivement par les fentes consécutives longitudinales.

Etant une succession de  $n$ -radars monostatiques, le diagramme de rayonnement du guide d'onde verticalement polarisé est une succession de diagrammes de rayonnements d'une seule fente (Fig 3.15). A 4.65 GHz, le diagramme de rayonnement d'une fente quelconque élémentaire apparaît Fig. 3.15.

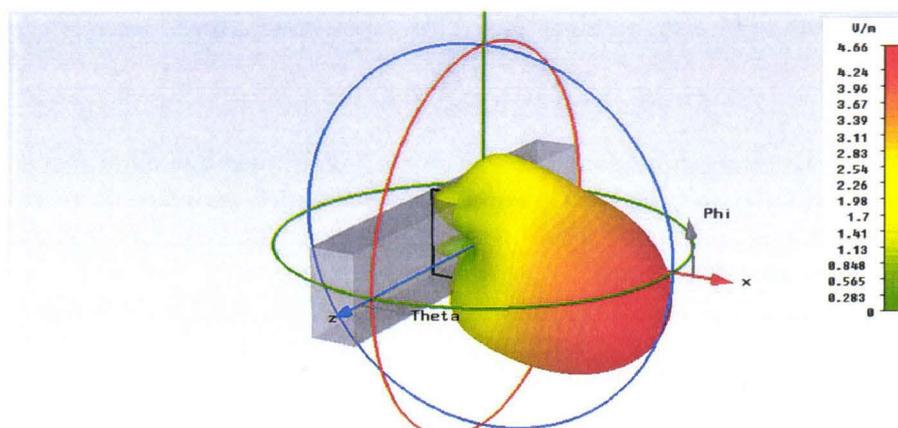


FIGURE 3.15 – Diagramme de rayonnement d'une fente longitudinale.

### 3.3.4 Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté la procédure d'optimisation du guide d'onde à fentes utilisant soit des fentes pratiquées transversalement, soit des fentes pratiquées longitudinalement et décalées d'un offset latéral. Avec les impulsions brèves employées, nous pouvons considérer que le rayonnement de chaque fente est individuel, et que le rayonnement s'effectue fente après fente, au fil de la propagation le long de la structure guidée rayonnante. Avec notre procédure, nous vérifions que ce rayonnement est constant et nous donnons également le diagramme de rayonnement propre à chaque fente du réseau. Cette optimisation est réalisée à la fréquence centrale sélectionnée, son domaine

de validité est limité à quelques pourcents de cette fréquence centrale soit une bande utile qui peut atteindre 150 – 200 MHz (4%) en deçà des 500 MHz d'une signal ULB. Nous reviendrons sur ce point au chapitre 4 expérimental en montrant que cette largeur de bande permet déjà une discrimination efficace des cibles.

### 3.4 Validation de la méthode de traitement

#### 3.4.1 Exemple didactique

Afin de valider la méthode d'extraction, un exemple didactique est employé avec des pôles et des résidus préalablement connus. A partir de (2.22), la réponse impulsionnelle  $r(t)$  est exprimée dans (3.13). La TLS-MPM est appliquée à cette réponse impulsionnelle (Fig.3.16) en vue de calculer les pôles afin de les comparer avec les pôles théoriques dans (Tab. 3.4).

TABLE 3.4 – Valeurs des pôles et résidus d'un objet fictif.

indice $m$ des paires	Pôles de résonance $s_m$		Résidus $R_m$
	amortissement $\sigma_m$	pulsation de résonance $\omega_m$	
1	-2	$\pm 12$	8
2	-4	$\pm 10$	4
3	-7	$\pm 9$	5
4	-13	$\pm 7$	9
5	-8	$\pm 4$	1

$$r(t) = \sum_{i=1}^M A_i e^{s_i t} \quad (3.13)$$

Notons que la réponse reconstruite dans la Fig. 3.16 n'est constituée que de la réponse retardée. La réponse forcée ou en temps proche n'est pas considérée. En effet, les pôles de résonance décrivent seulement la réponse en temps retardé selon la méthode de Baum [8]. Le temps de retard (2.1) est donc fixé à zéro dans cet exemple didactique.

Deux facteurs interviennent dans l'extraction des pôles et des résidus de ce signal : le temps de retard et le nombre de pôles à extraire. L'exemple illustré ci-dessous présente le cas idéal où les paramètres critiques  $T_L$  et  $M$  présentent des valeurs correctes ( $T_L = 0$  et  $M = 10$ ). La figure 3.17 présente l'amplitude des valeurs singulières extraites à partir de la matrice de Hankel dans (2.26). Les amplitudes en couleur rouge sont celles des valeurs singulières correspondantes aux vrais pôles extraits en utilisant le critère heuristique (2.24). De plus, figure 3.17, nous remarquons que la première valeur singulière « en bleue » présente une amplitude associée très faible en la comparant aux amplitudes précédentes. En utilisant ces dix valeurs singulières, on retrouve exactement les mêmes pôles de départ (Tableau 3.5, Fig. 3.18). De plus, les erreurs d'estimation sont très faibles, de l'ordre de  $10^{-9}$  pour l'estimation des coefficients d'amortissement, des pulsations propres et des résidus.

Dans l'exemple précédent, l'extraction des pôles de résonance s'est révélée facile car l'on connaît *a priori* le nombre de pôles à extraire (Fig. 3.18). Or, étant *a priori* inconnu dans un cas réel, le choix du nombre de pôles s'avère délicat. Dans [149], il est montré que si le nombre des pôles est mal-estimé, les pôles et les résidus associés ne sont pas tous extraits et sont également souvent « erronés », comme le confirment les deux exemples ci-dessous, pour  $M = 6$  (Fig. 3.19) et pour  $M = 8$  (Fig. 3.20).

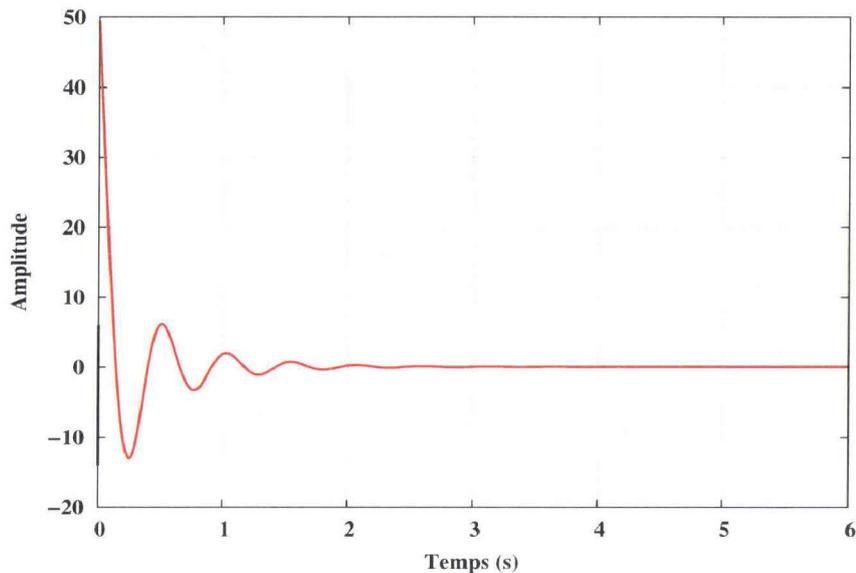


FIGURE 3.16 – Réponse temporelle retardée reconstruite à partir des pôles et des résidus fournis dans le tableau 3.4.

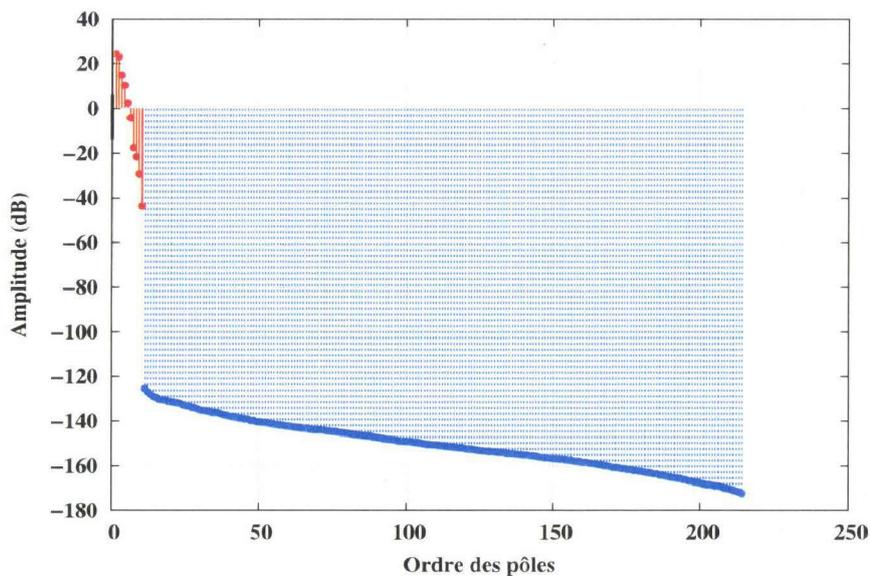


FIGURE 3.17 – Amplitude des valeurs singulières de  $[Y_r]$ .

Dans [149], il est conseillé de surestimer l'ordre des pôles  $M$  de façon à extraire tous les pôles de résonance. Evidemment, en surestimant  $M$ , des pôles erronés apparaissent mais généralement les pôles recherchés sont tous déterminés avec précision. Deux exemples de surestimation sont illustrés (Fig. 3.21 et Fig. 3.22).

Un problème supplémentaire lié à l'extraction des pôles de résonance est celui de choisir avec précision l'instant initial du temps de retard  $T_L$ . Le temps de retard constitue un enjeu majeur dans l'extraction des pôles de résonance. C'est à lui de séparer les pôles extraits dans le temps de retard, des pôles extraits dans le temps proche. En effet, supposons que  $T_L$  soit inférieur à la vraie valeur de  $T_L$ , alors des pôles non stables par changement d'angle d'excitation vont apparaître, nuisant à la

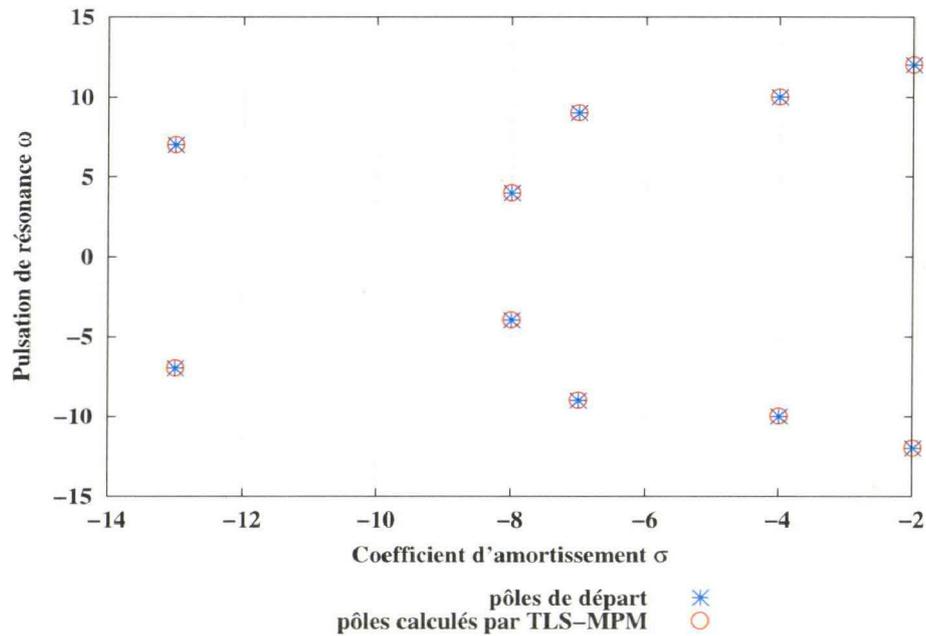
FIGURE 3.18 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $T_L = 0$  et  $M = 10$ ).

TABLE 3.5 – Comparaison entre les pôles et les résidus de départ et ceux calculés par TLS-MPM.

indice $m$ des paires	Pôles de résonance $s_m$						Résidus $R_m$		
	$\sigma_{th}$	$\sigma_{calc}$	$\epsilon (\cdot 10^{-9})$	$\omega_{th}$	$\omega_{calc}$	$\epsilon (\cdot 10^{-9})$	$A_{th}$	$A_{calc}$	$\epsilon (\cdot 10^{-9})$
1	-2	-2.000	0.0001	$\pm 12$	$\pm 12.000$	0	8	8.000	0.046
2	-4	-4.000	0.0014	$\pm 10$	$\pm 10.000$	0.0013	4	4.000	0.067
3	-7	-7.000	0.0175	$\pm 9$	$\pm 9.000$	0.0542	5	5.000	0.353
4	-13	-13.000	0.5294	$\pm 7$	$\pm 7.000$	0.8798	9	9.000	5.423
5	-8	-8.000	0.0390	$\pm 4$	$\pm 4.000$	0.2443	1	1.000	0.849

procédure d'identification. A contrario, si nous supposons que  $T_L$  est supérieur à la vraie valeur de  $T_L$  tel qu'illustré dans les trois exemples suivants,  $T_L = 1$  (Fig. 3.23),  $T_L = 2$  (Fig. 3.24) et  $T_L = 3$  (Fig. 3.25), on obtient dans Fig. 3.23 que  $T_L$  n'influe pas sur l'extraction des pôles puisque tous les pôles de départ sont correctement extraits. Par contre, dans les figures 3.24 et 3.25, l'influence de  $T_L$  apparaît de plus en plus lorsque sa valeur est incrémentée. Les pôles de résonance ne sont pas tous extraits, des pôles erronés apparaissent. Remarquons également sur ces deux dernières figures que les pôles les plus proches de l'axe vertical ( $\sigma = 0$ ) sont correctement extraits. Ceci vient du fait que ces pôles possèdent des coefficients d'amortissement faibles, ce qui implique qu'ils correspondent à des résonances de durées importantes et leur implication dans la réponse impulsionnelle s'avère élevée.

### 3.4.1.1 Conclusion

Pour illustrer la méthode employée, un exemple didactique a été utilisé permettant d'évaluer les performances de la TLS-MPM. Deux paramètres critiques influant sur cette méthode : le temps de retard  $T_L$  et le nombre de pôles  $M$ , ont été étudiés. Il a été montré que  $T_L$  et  $M$  doivent être soigneusement choisis afin de garantir une bonne estimation des pôles de résonance.  $T_L$  est choisi comme dans (2.1).

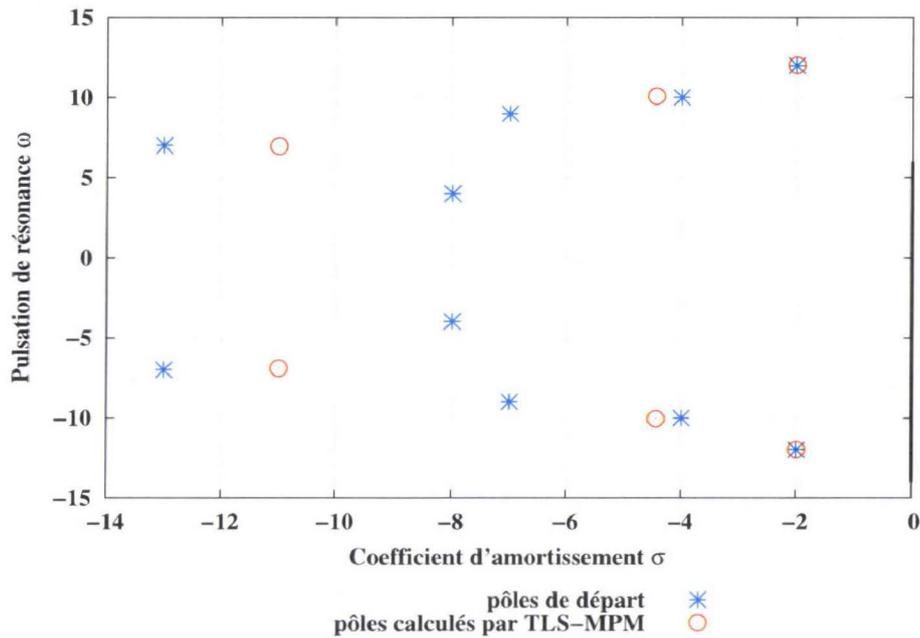


FIGURE 3.19 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$  et  $M = 6$ ).

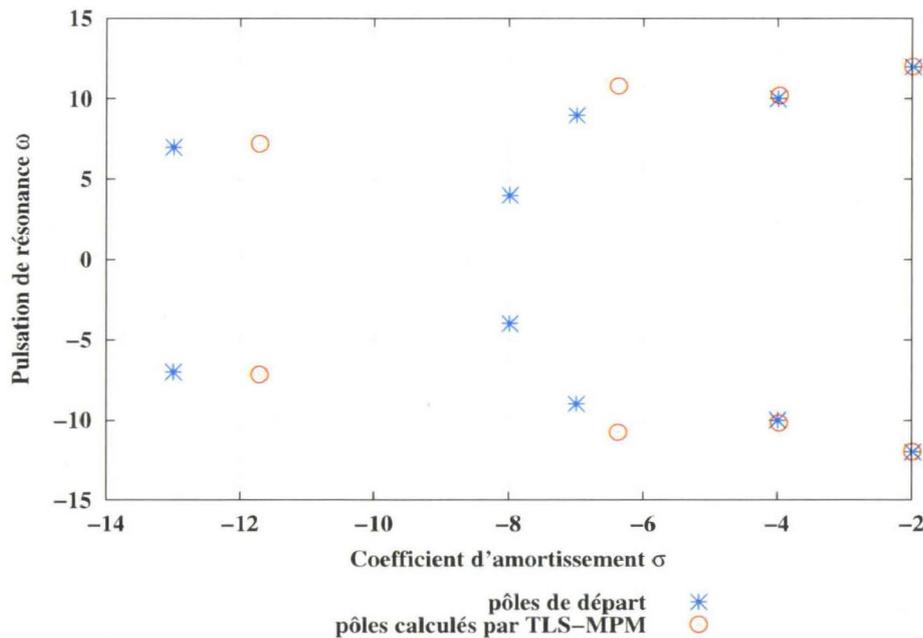


FIGURE 3.20 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$  et  $M = 8$ ).

En pratique, il s'avère plutôt préférable de surestimer  $M$  que de le sous estimer, afin d'extraire la totalité des pôles de résonance.

### 3.4.2 Validation vis-à-vis d'autres méthodes d'extraction

Dans la section 2.1.5.2, après une illustration d'une panoplie des méthodes d'extraction des pôles de résonance (CNR) dans le domaine temporel, la méthode MPM (Matrix of Pencil Method) a été

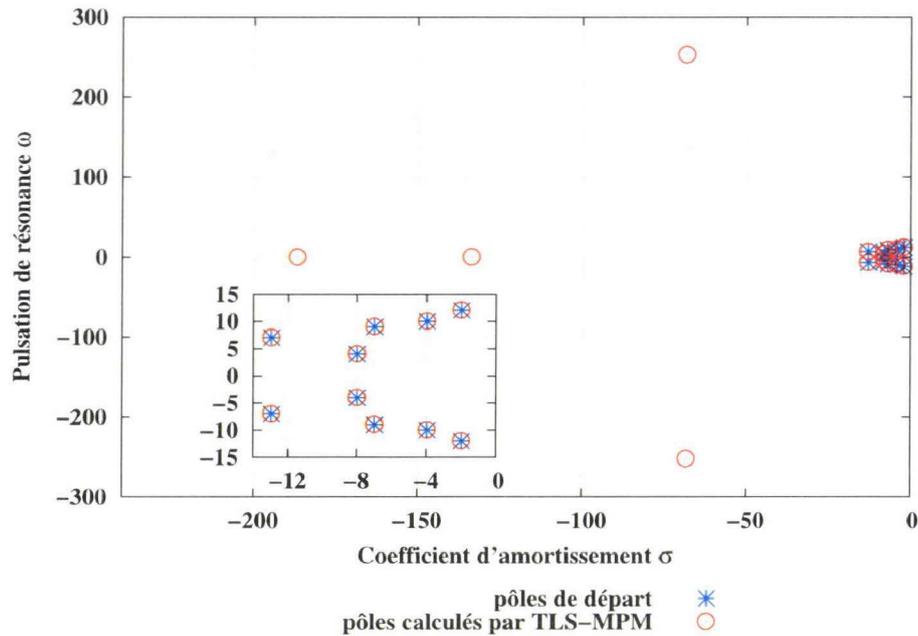


FIGURE 3.21 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$  et  $M = 14$ ).

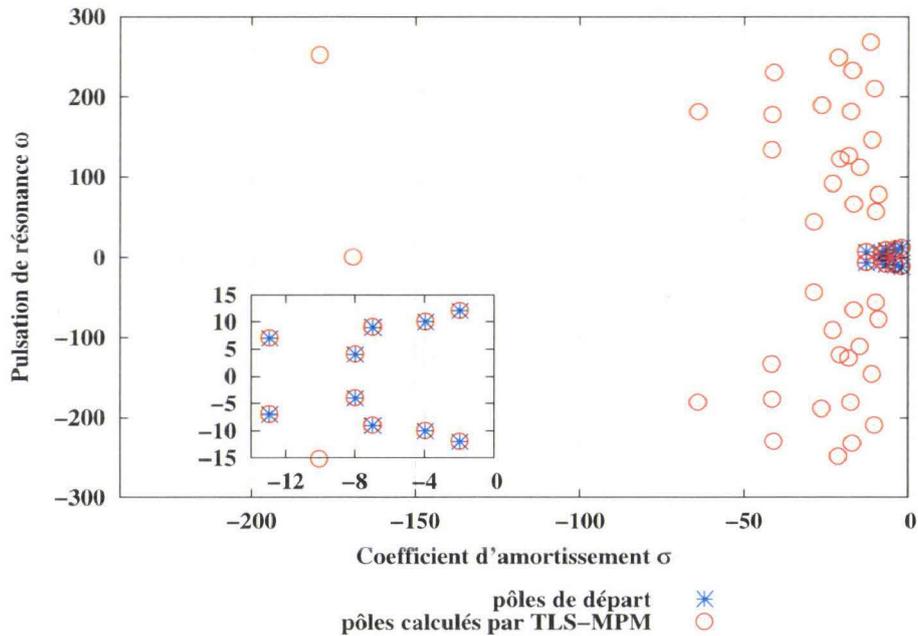


FIGURE 3.22 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 0$  et  $M = 50$ ).

retenue avec pour objectif d'extraire les CNR dans notre application. Dans cette section, ce choix est justifié en comparant la TLS-MPM avec d'autres méthodes : méthode de Prony (A.1) [149] et méthode de Kumaresan et Tufts (A.2) [169].

La validation est entreprise à nouveau à l'aide du simulateur électromagnétique CST Microwave Studio. Une approche de type radar bistatique est simulée. Une antenne d'émission de type dipôle est sélectionnée. Une antenne de réception également de même type est ajoutée. Une cible élémentaire

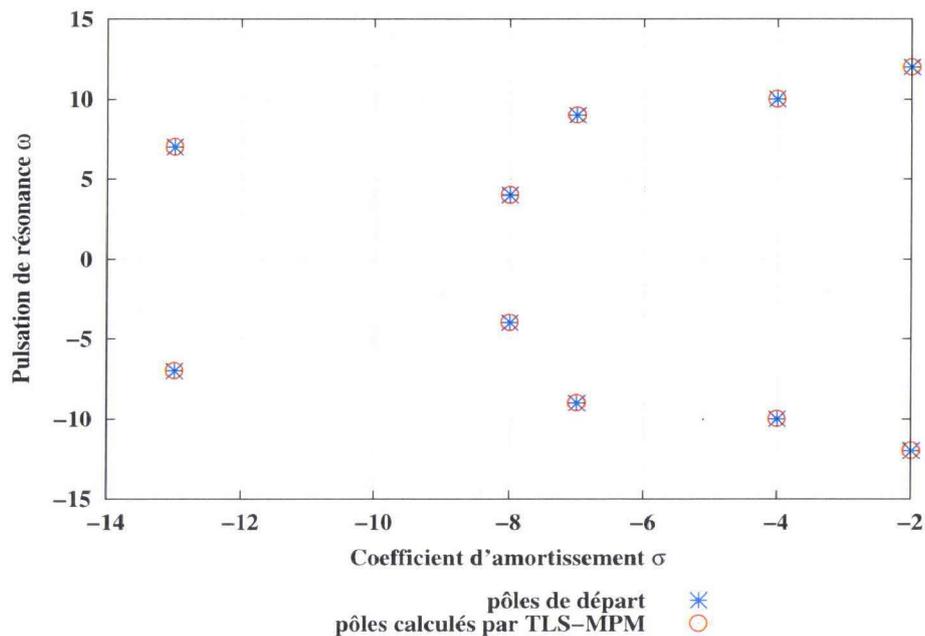


FIGURE 3.23 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 1$  et  $M = 10$ ).

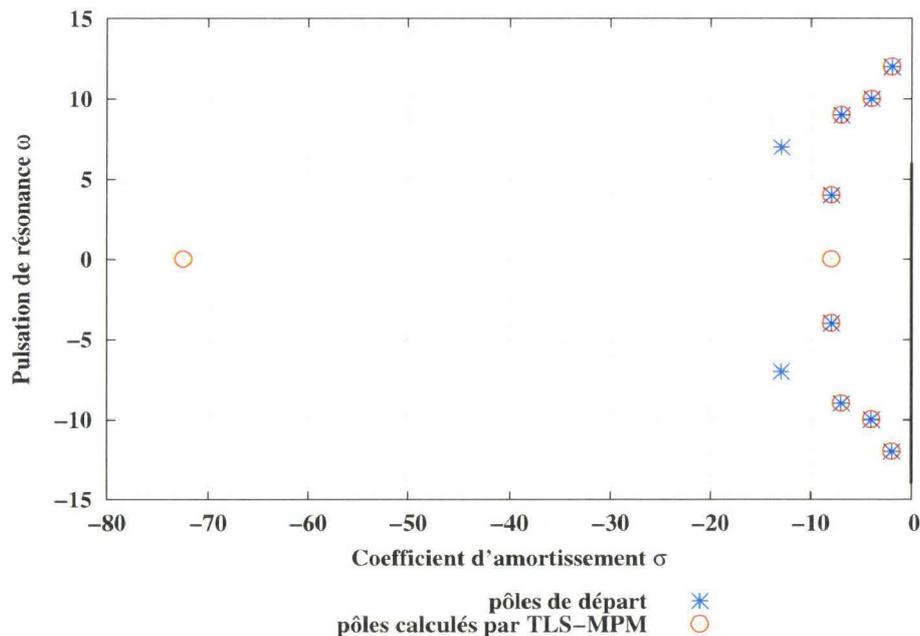


FIGURE 3.24 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 2$  et  $M = 10$ ).

est constituée d'une plaque métallique distante de 1.2 m. Les parois du volume de calcul simulent une propagation en espace libre.

La réponse impulsionnelle (Fig. 3.26) recueillie par l'antenne de réception comprend deux composantes ; la première est due à l'interaction (couplage) directe entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception (couplage direct) ; la seconde, retardée, correspond à la réponse de la cible. Cette réponse comprend également des signatures particulières liées aux antennes employées. Afin d'éliminer au maximum ces signaux indésirables, nous avons déconvolué la réponse impulsionnelle obtenue en pré-

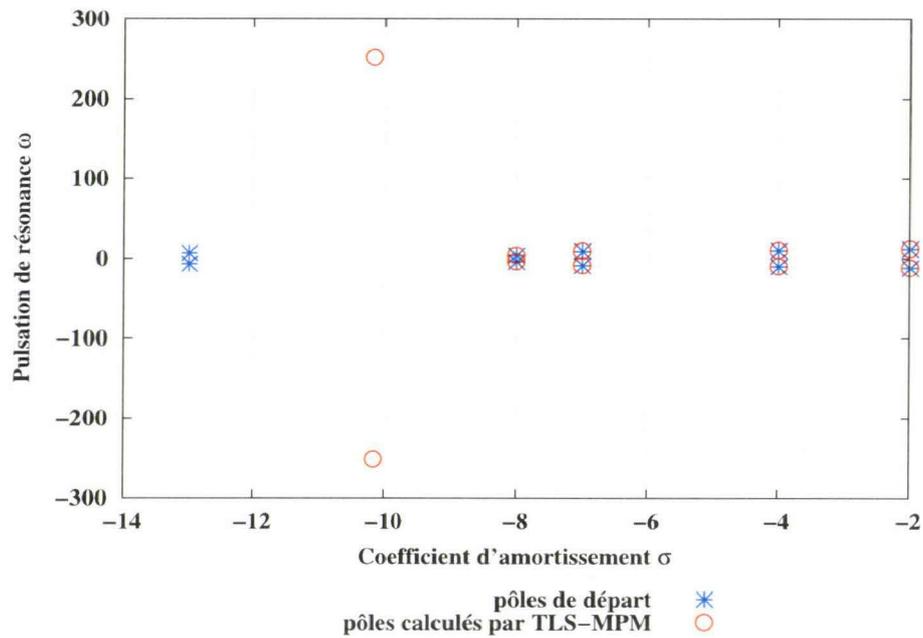


FIGURE 3.25 – Comparaison entre les pôles de départ et les pôles calculés par TLS-MPM ( $TL = 3$  et  $M = 10$ ).

sence d'une cible d'une autre réponse recueillie dans les mêmes conditions mais en absence de cible (Fig. 3.27). Ce résultat apparaît Fig. 3.28.

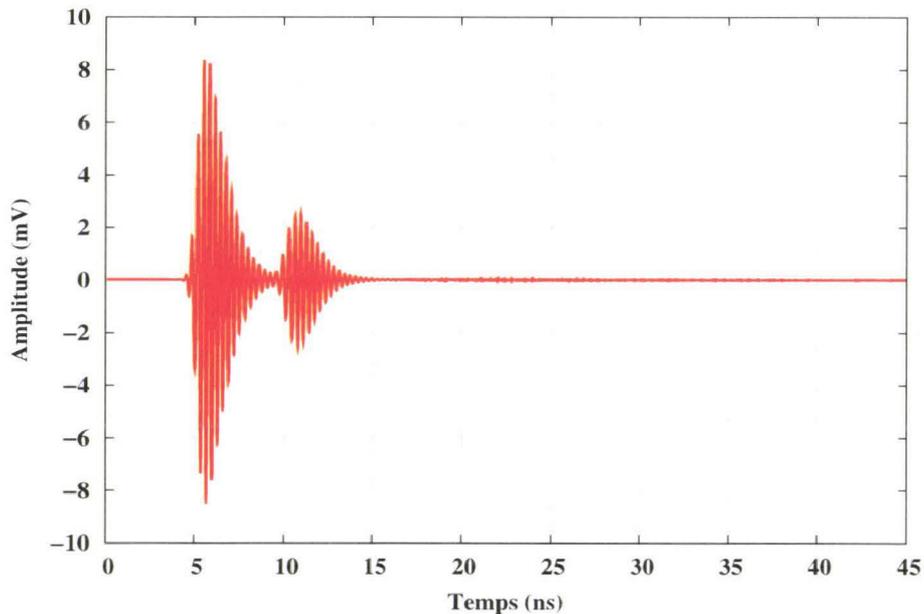


FIGURE 3.26 – Réponse impulsionnelle de la scène de simulation en présence de la cible.

Sur ce signal utile (Fig. 3.28), nous mettons en évidence une première partie correspondant à l'interaction directe du signal avec l'onde reçue puis, une seconde partie correspondant au phénomène de résonance créé à la surface de l'objet (Fig. 3.29). Ainsi qu'expliqué précédemment, cette seconde partie « signe » spécifiquement la cible et notre travail se focalise sur cette partie du signal.

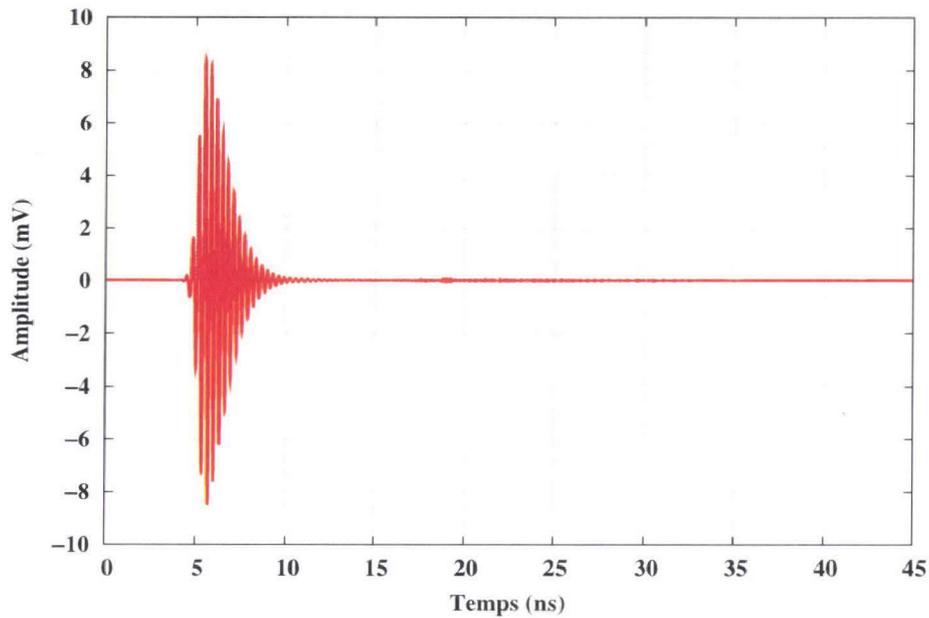


FIGURE 3.27 – Réponse impulsionnelle de la scène de simulation en absence de cible.

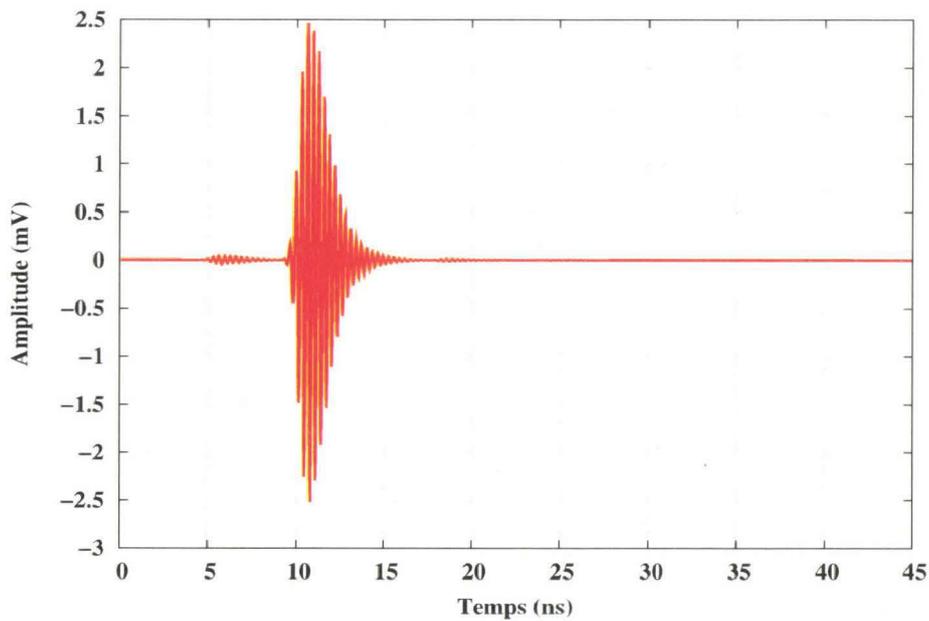


FIGURE 3.28 – Réponse impulsionnelle de la cible après déconvolution.

Après extraction des pôles (Fig. 3.30), les trois méthodes fournissent des performances approximativement égales selon l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) (3.14). On note que les échantillons des données délivrés par CST sont affectés par un bruit à l'origine des imprécisions de calcul ce qui justifie la supériorité de l'algorithme de TLS-MPM (Tab. 3.6).

$$EQM = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N |y_r(kT_s) - y_{rec}(kT_s)|^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N |y_r(kT_s)|}} \quad (3.14)$$

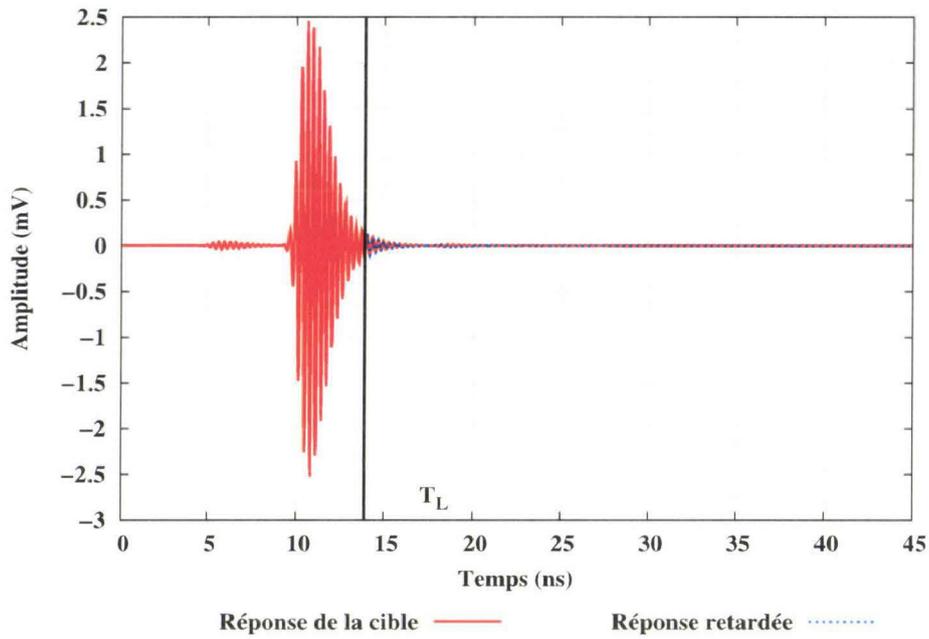


FIGURE 3.29 – Composante forcée et en temps de retard de la cible.

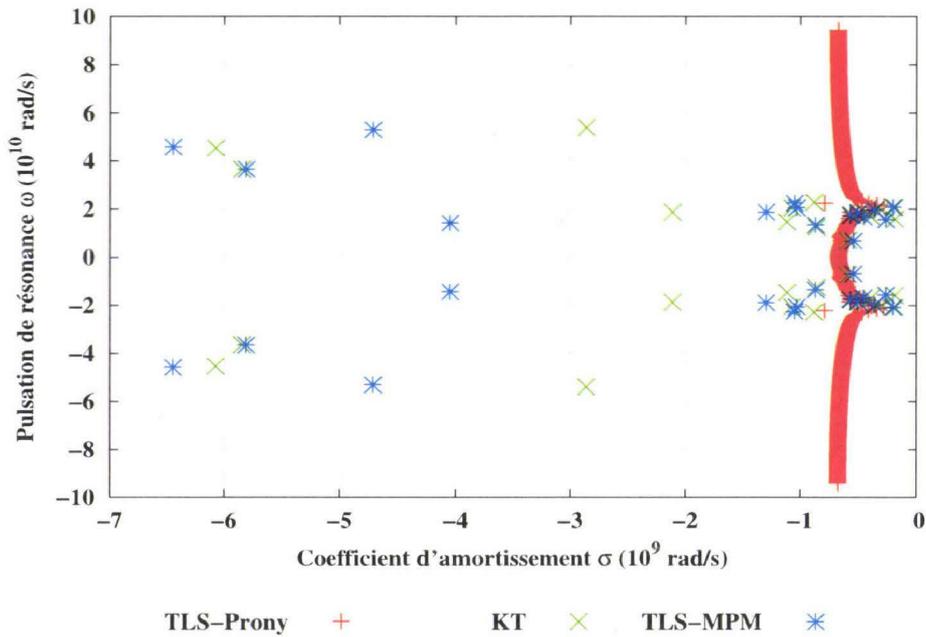


FIGURE 3.30 – Cartographie des pôles de résonance extraits selon les trois méthodes différentes.

où  $y_{rec}$  est la réponse reconstruite à partir les pôles de résonance selon :

$$y_{r,k} = \sum_{i=1}^M A_i z_i^k \quad k = 1, \dots, N \quad (3.15)$$

Afin de valider la résistance de la méthode lors de détections à faible rapport signal à bruit, une seconde validation consiste à additionner la réponse de la cible et un bruit. Un bruit blanc additif gaussien (BBAG) est ajouté aux données avec différentes valeurs du rapport signal-sur-bruit (SNR, *Signal*

TABLE 3.6 – EQM des algorithmes d’extractions alimentés par des données non bruitées.

Méthode d’extractions	TLS-Prony	KT	TLS-Pencil
EQM (%)	0.052	0.028	0.022

to Noise Ratio). Pour chaque valeur de SNR, une simulation de type Monte Carlo est appliquée sur les algorithmes d’extractions pour éliminer les risques liés à des valeurs aberrantes. L’objectif est de calculer l’EQM (Fig. 3.31). Comme montré dans la figure 3.31, face au test d’immunité au bruit, la méthode

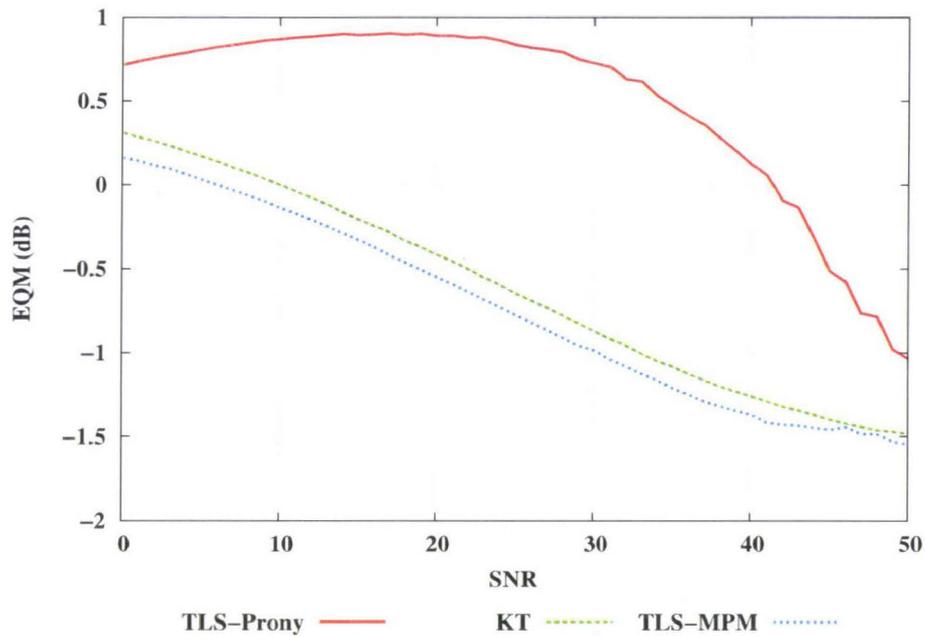


FIGURE 3.31 – Evolution de l’EQM en fonction du SNR.

TLS-Prony est mise en échec, elle ne supporte pas le bruit additif, et s’avère très sensible au bruit. La méthode de Pencil garde les meilleures performances avec de bons taux d’erreurs d’estimation.

### 3.4.2.1 Conclusion

Une étude comparative visant à valider un algorithme d’extractions destiné à nous servir dans nos travaux ultérieurs est présentée. TLS-Pencil s’avère le plus performant dans le cas des données calculées en prenant en compte un environnement de propagation simulé ou mesuré et fait preuve d’immunité face à la présence d’un bruit additif.

## 3.5 Traitement SEM des cibles détectées par un guide d’onde à fente

### 3.5.1 Introduction

Dans les sections précédentes, nous nous sommes contentés de définir et d’optimiser les différents volets de notre système de détection des chutes sur les voies ferroviaires. A ce stade, en tirant profit de tous ces volets, nous présentons le traitement SEM, introduit dans le chapitre 2.1, appliqué à des différents obstacles susceptibles d’exister dans un environnement du quai ferroviaire. Pour chaque

type d'obstacle, les pôles de résonance sont extraits et présentés afin de les utiliser par la procédure de discrimination.

La scène de détection est simulée à l'aide d'un simulateur électromagnétique 3D CST MWS™. Comme illustré dans la section 1.1.5.1, le dispositif de détection comprend un guide d'onde à fente. Ce guide d'onde est excité dans le mode fondamental de propagation  $TE_{01}$ , déterminé dans la section 3.2.1.3, par un port guide d'onde à une extrémité. A la seconde extrémité, un autre port guide d'onde est situé pour récolter les signaux restés à l'intérieur du guide ou réfléchis par l'obstacle. La figure 3.32 présente la scène de simulation. Sous CST™, l'onde d'excitation est conçue de manière adaptative, i.e. le simulateur prend en compte le nombre de mailles dans la scène, et génère une onde qui optimise les critères de convergence dans la résolution des équations intégrales de Maxwell. Toute simulation ne justifiant pas les conditions de convergence du simulateur fournit une réponse impulsionnelle non stable et qui oscille fortement en particulier dans le cas de simulation de notre guide d'onde. Dans ce dernier cas, il est absolument nécessaire de fixer la bande de simulation entre  $1.3f_{c,TE_{01}}$  et  $2f_{c,TE_{02}}$ .

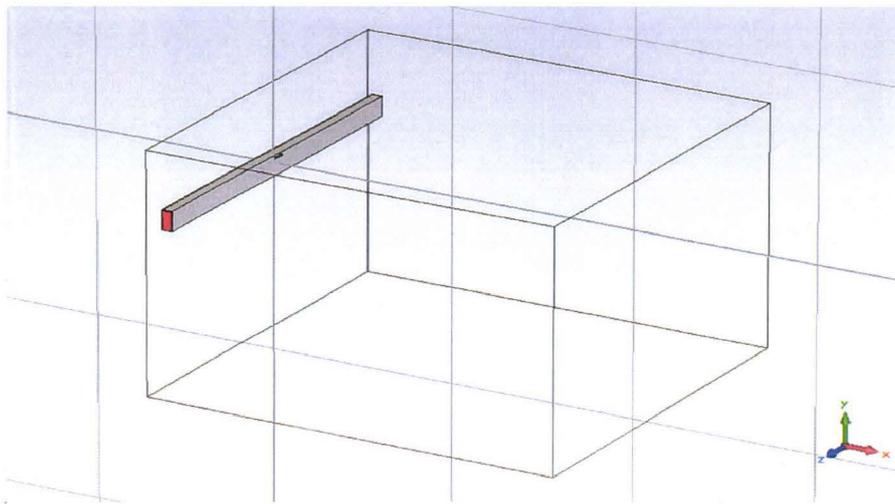


FIGURE 3.32 – Scène de simulation statique modélisée sous CST MWS™.

La cible est placée en face de la fente à distance équivalente à  $12\lambda$  (2.49). Elle est située dans la zone de Fraunhofer (zone des radaristes), i.e. l'onde atteignant la cible est considérée telle une onde plane.

L'onde générée par le port guide d'onde d'excitation se propage à l'intérieur du guide jusqu'à la fente. Une fois arrivée au niveau de la fente, une partie de cette onde se propage vers l'extérieur, vers la cible, une deuxième partie se réfléchit vers le port d'excitation et, une dernière fraction, continue sa propagation vers le port de réception. La partie rayonnée se propage dans l'espace libre pour atteindre la cible. La cible diffracte l'onde reçue avec une composante retardée correspondant au phénomène de résonance suivant la composante diffractée. Les composantes réfléchies par la cible se couplent à l'intérieur du guide d'onde par le biais de la fente et se propage à nouveau à l'intérieur du guide pour atteindre le port de réception. La composante reçue à la réception et correspondant au phénomène de résonance est considérée.

Après cette illustration du bilan de liaison entre l'émetteur et le récepteur, nous présentons la procédure de préparation des signaux avant de lancer la procédure d'extraction des pôles de résonance. La préparation des données s'effectue en trois étapes majeures. La première consiste à déconvoluer le signal reçu  $h(t)$  d'une réponse appelée « statique »  $h_{stat}$  correspondante à une simulation de la scène statique en absence de la cible. Cette déconvolution (3.16) sert en principe à éliminer les singularités

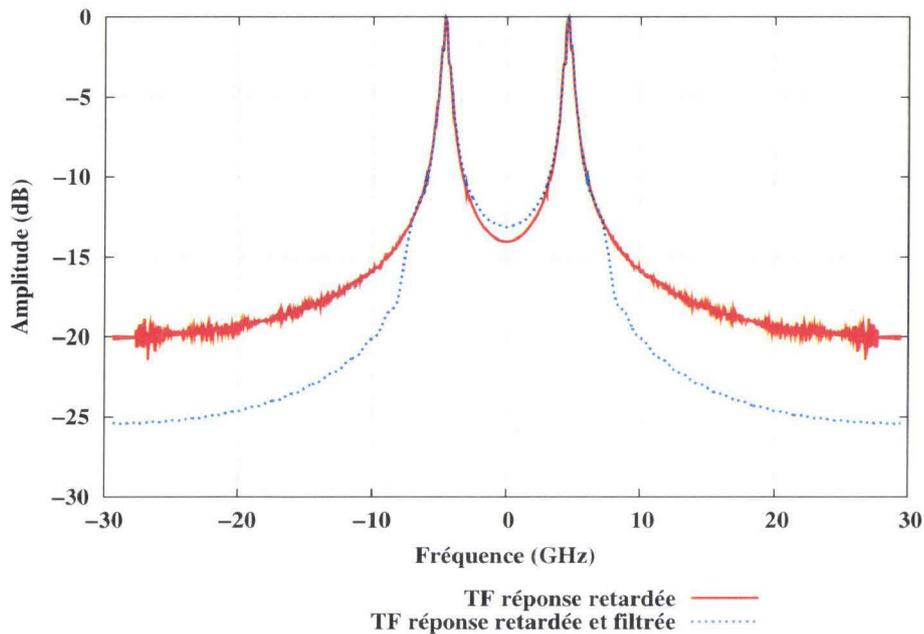


FIGURE 3.33 – Elimination des composantes bruitées hautes fréquences.

propres à l'onde d'excitation et à l'antenne (guide d'onde) pour souligner la réponse propre à la cible  $h_{cible}$ .

$$h = h_{cible} * h_{stat} \quad (3.16)$$

Une fois que les singularités en dehors de la cible sont éliminées, une autre étape consiste à filtrer la réponse de la cible afin de supprimer les résidus fréquentiels correspondants au bruit, que ce soit un bruit de simulation (résidus mathématiques) ou un bruit thermique (expérimentation) (Fig.3.33). Un filtre passe-bas (3.17) au sens d'un sinus cardinal est appliqué à la réponse de la cible.

$$h_{filtre} = 2B_L \text{sinc}(B_L t) \quad (3.17)$$

où  $B_L$  est la fréquence de coupure du filtre.

Ce filtre est nécessaire pour éliminer les pôles de résonance « erronés » présents à l'extrémité supérieure et inférieure du plan complexe où les pôles de résonance sont présentés (Fig.3.34).

Il est à noter qu'après le filtrage du signal retardé, quelques pôles mathématiques apparaissent (pôle en rouge ne correspondant pas à des pôles en bleu). Ces pôles vont être traités et éliminés dans la procédure de discrimination présentée plus loin dans ce chapitre.

La dernière étape de préparation consiste à déterminer le début du temps de retard  $T_L$ . Cette étape, discutée dans (3.4.1), est cruciale dans la procédure d'extraction de résonance. En effet, il suffit d'avancer ce temps de quelques nanosecondes pour obtenir des pôles non stables appartenant à la réponse forcée. Nous montrons dans la suite une approche permettant de réduire l'impact d'une mauvaise estimation de ce temps  $T_L$ .

### 3.5.2 Extraction des pôles de résonances d'objets significatifs

Le corps humain (Fig. 3.35) constitue la priorité principale de notre système de détection. Il est comparé à d'autres obstacles afin de le discriminer. Les autres obstacles susceptibles d'exister dans l'environnement ferroviaire sont parmi les objets que les passagers peuvent emporter avec eux dans

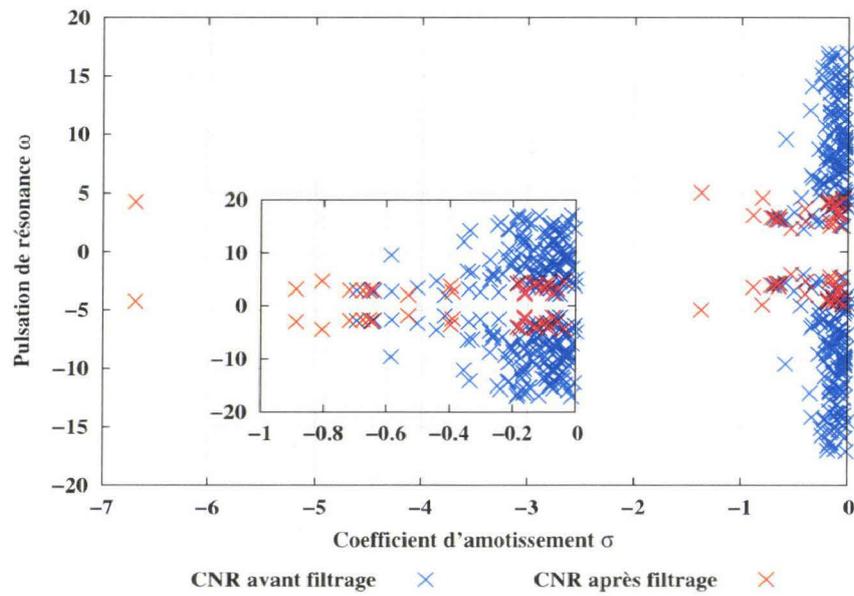


FIGURE 3.34 – CNR avant et après filtrage.

leur vie quotidienne. Nous citons : une valise de voyage (Fig. 3.36), un porte-documents (Fig. 3.37), une malette (Fig. 3.38), une bouteille d'eau (Fig. 3.39), une cannette de soda (Fig. 3.40), une valise métallique (Fig. 3.41), etc.



FIGURE 3.35 – Corps humain

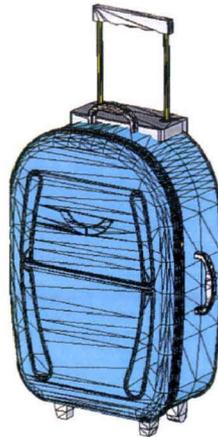


FIGURE 3.36 – Valise de voyage



FIGURE 3.37 – Porte-documents

Nous nous limitons à présenter ici les pôles de trois cibles principales : le corps humain, la bouteille d'eau d'une contenance 2l et la valise. L'analyse des autres objets est reportée en A.3.

Pour tous les obstacles simulés, l'onde d'excitation est générée dans la bande de fréquence optimale calculée (section 3.2.1.3), soit de 3.9 à 5.4 GHz. Le signal d'excitation est présenté Fig. 3.42.



FIGURE 3.38 – Malette



FIGURE 3.39 – Bouteille d'eau



FIGURE 3.40 – Cannette de soda

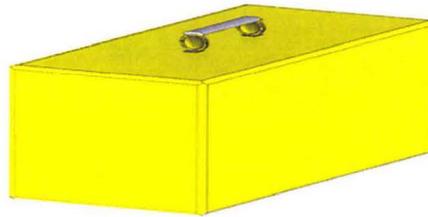


FIGURE 3.41 – Valise métallique

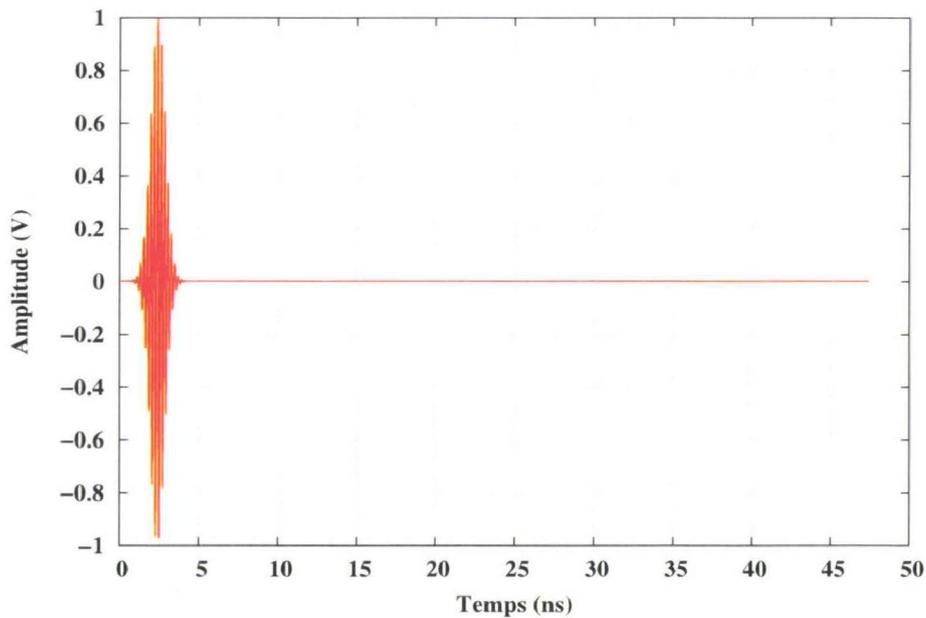


FIGURE 3.42 – Forme d'onde d'excitation.

### 3.5.2.1 Corps humain

Ainsi que discuté dans la section 3.2.1.3, le modèle du corps humain est conçu sur le logiciel de conception 3D CATIA et importé sous forme de maillages spaciaux sous CST™(Fig. 3.43). Dans cette section, nous nous limiterons à présenter seulement les résultats du modèle numérique d'un adolescent (taille : 1.2 m), les résultats pour les autres corps humains seront présentés en annexe (A.3).

A la réception, le signal collecté (Fig. 3.44) comprend les deux composantes discutées dans la section précédente. La première composante correspond à la diffraction directe à la surface de la cible et

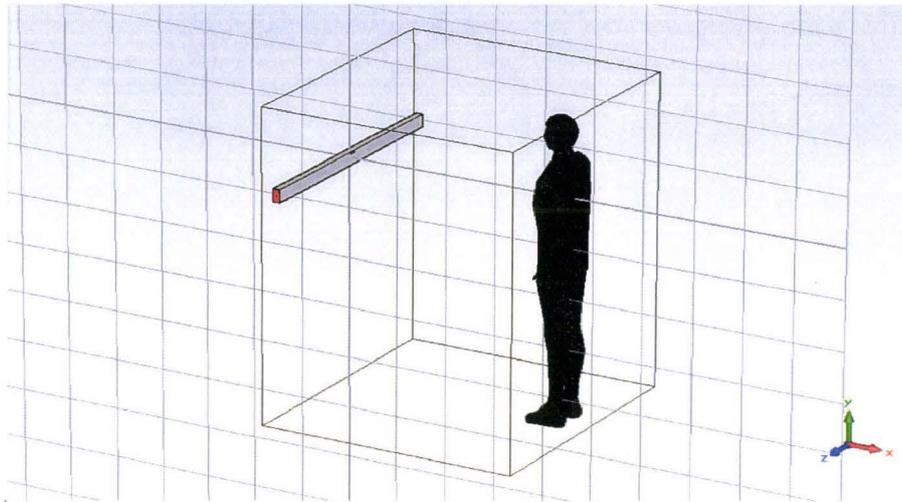


FIGURE 3.43 – Modèle numérique d'un corps humain homogène incorporé dans la scène de simulation.

la deuxième correspond à l'énergie rétrodiffusée permettant de revenir à l'équilibre après le phénomène de résonance. Fig. 3.44 le zoom illustre ce signal retardé et traité.

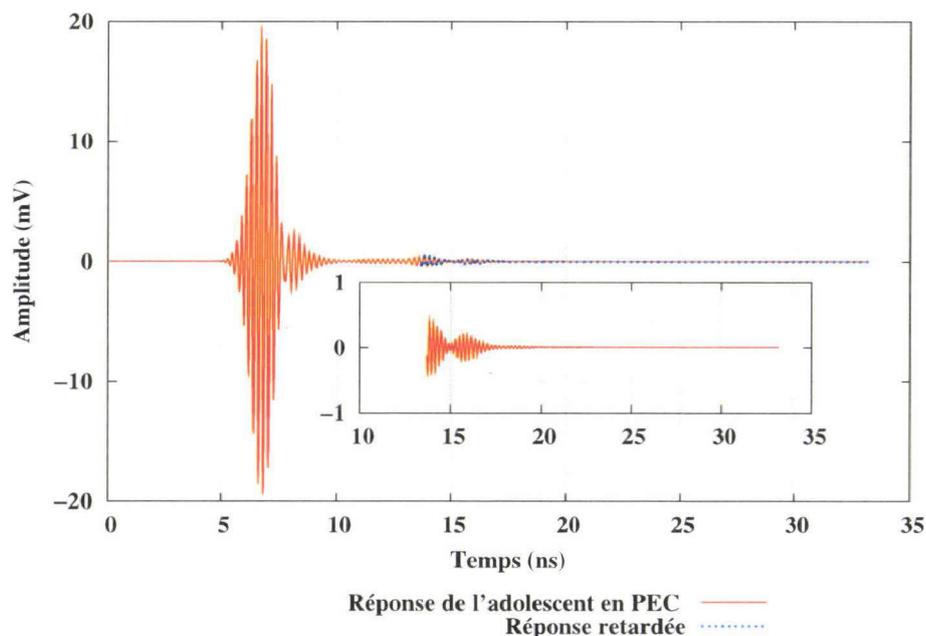


FIGURE 3.44 – Réponse impulsionnelle du modèle « adolescent » avec un zoom sur le signal retardé.

Une fois la réponse impulsionnelle déconvoluée de sa correspondante en absence de cible, filtrée et le début du temps de retard déterminé, les pôles de résonance sont extraits par le biais de l'algorithme TLS-MPM (Fig.3.45).

Parmi ces pôles, se trouvent des pôles physiques, des pôles mathématiques qui sont restés après filtrage ainsi que des pôles mathématiques créés par le filtrage. Il est donc nécessaire de trouver un moyen de les éliminer. Une question fondamentale se pose : comment éliminer au maximum les pôles « non » physiques ? La première idée venue à l'esprit se base sur l'exploitation d'une caractéristique principale des pôles de résonance ; les pôles de résonance sont stables en changeant l'angle de l'onde

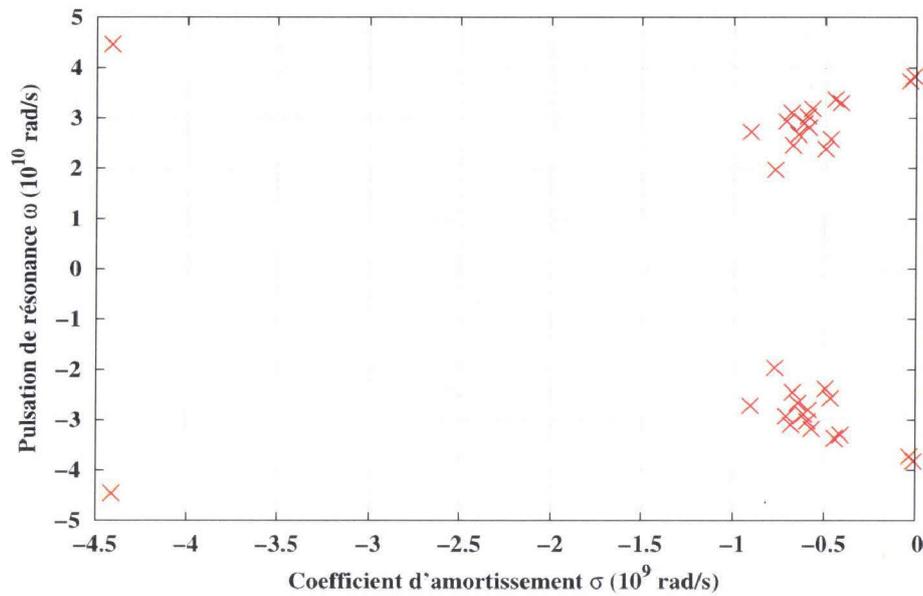


FIGURE 3.45 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe (adolescent).

excitatrice. Pour cela, nous avons lancé une autre simulation, mais cette fois-ci nous avons augmenté la distance entre le guide d'onde et la cible en décalant la dernière selon l'axe des  $x$ . Ensuite, nous avons procédé de façon identique à l'exemple donné ci-dessus.

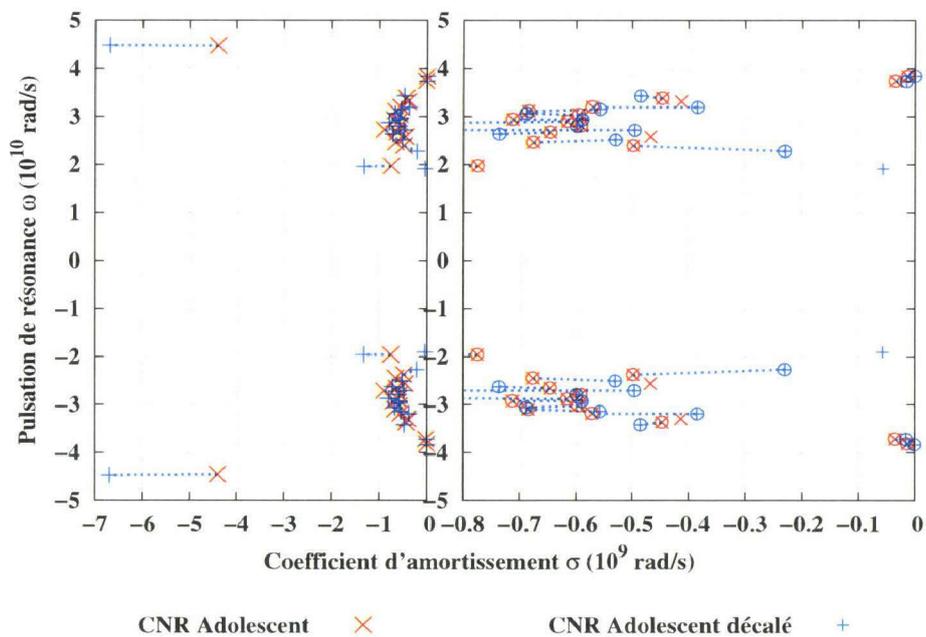


FIGURE 3.46 – Comparaison des pôles de résonance lors du changement de l'angle d'incidence.

En visualisant la cartographie commune des deux simulations (Fig. 3.46), le résultat est flagrant, le pôle sélectionné comme « physique » dans la première cartographie (pôles en rouge) a son homologue dans la seconde cartographie (pôles en bleu). Les pôles homologues dans les deux cartographies se

trouvent approximativement à la même résonance (varient sur des lignes parallèles à l'axe des réels dans le plan complexe). Cette variation s'explique par le fait que la technique d'extraction vise à trouver une meilleure adéquation entre un modèle simple et un système complexe. Cette situation ne peut pas se réaliser si l'algorithme d'extraction est capable de sélectionner un sous-ensemble des pôles du système.

A l'intérieur du zoom de la figure 3.46, les pôles qui ne sont pas entourés par un rond sont les pôles mathématiques à éliminer. De plus, comme évoqué dans le paragraphe précédent, les pôles ayant la même résonance sont reliés deux à deux par une ligne en pointillés.

### 3.5.2.2 Bouteille en plastique

Un objet fréquemment trouvé en environnement ferroviaire est une bouteille en plastique qui constitue notre deuxième exemple. Nous traitons deux types de bouteilles en plastique : une bouteille de capacité 2 litres et une bouteille de 0.5 litre. Les modèles numériques de ces bouteilles sont importés sous CST™ d'une manière similaire au cas précédent. Les deux bouteilles sont remplies d'eau pure. Nous traitons dans cette section les résultats de la bouteille de 2 litres.

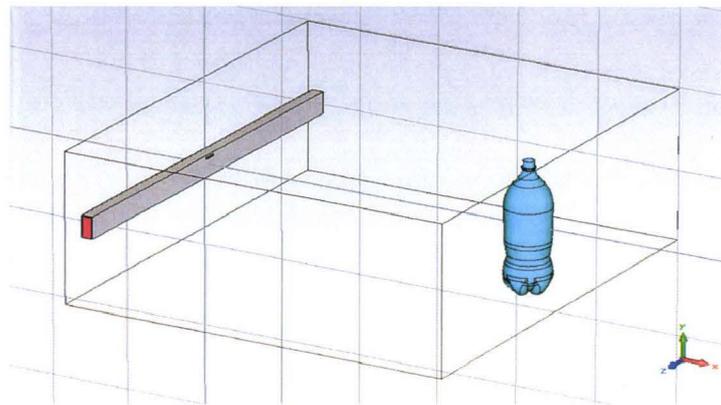


FIGURE 3.47 – Modèle numérique d'une bouteille d'eau incorporée dans la scène de simulation.

La réponse impulsionnelle de cet obstacle est présentée dans la figure 3.48. Les pôles de résonance obtenus sont illustrés (Fig. 3.49).

Le même cheminement que précédemment est utilisé afin d'éliminer les pôles mathématiques (Fig 3.50).

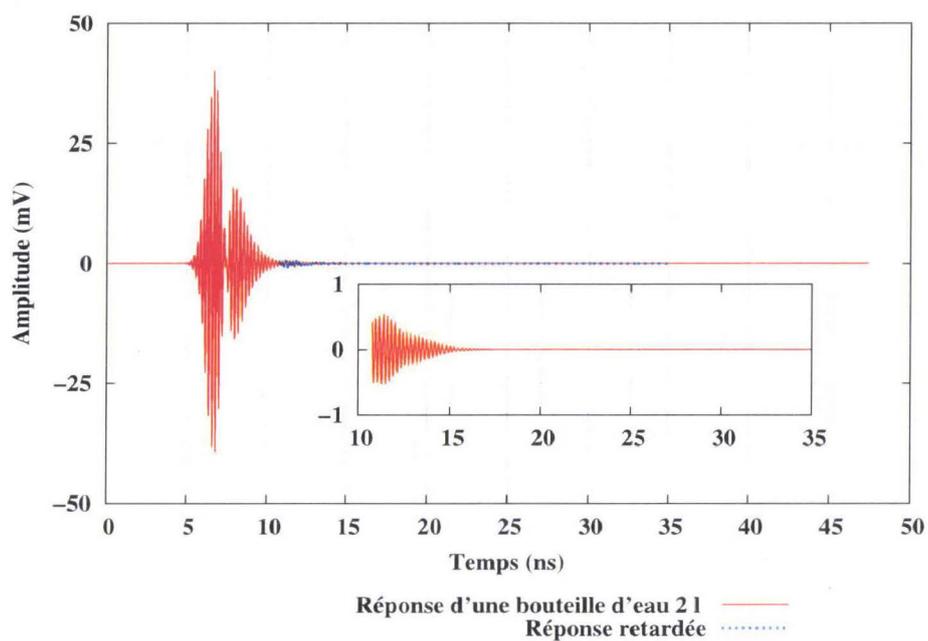


FIGURE 3.48 – Réponse impulsionnelle de la bouteille d'eau (2 l) avec un zoom sur le signal retardé.

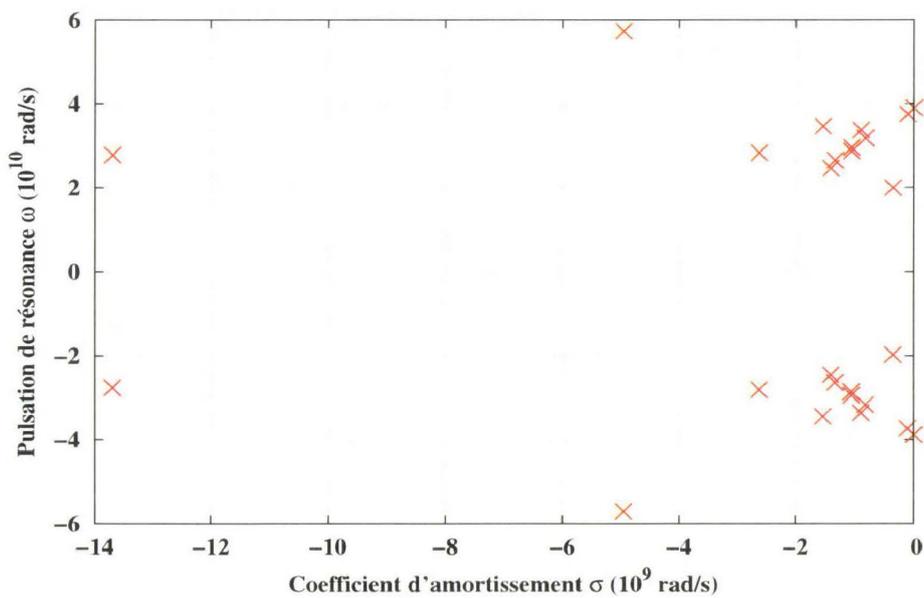


FIGURE 3.49 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la bouteille 2 l.

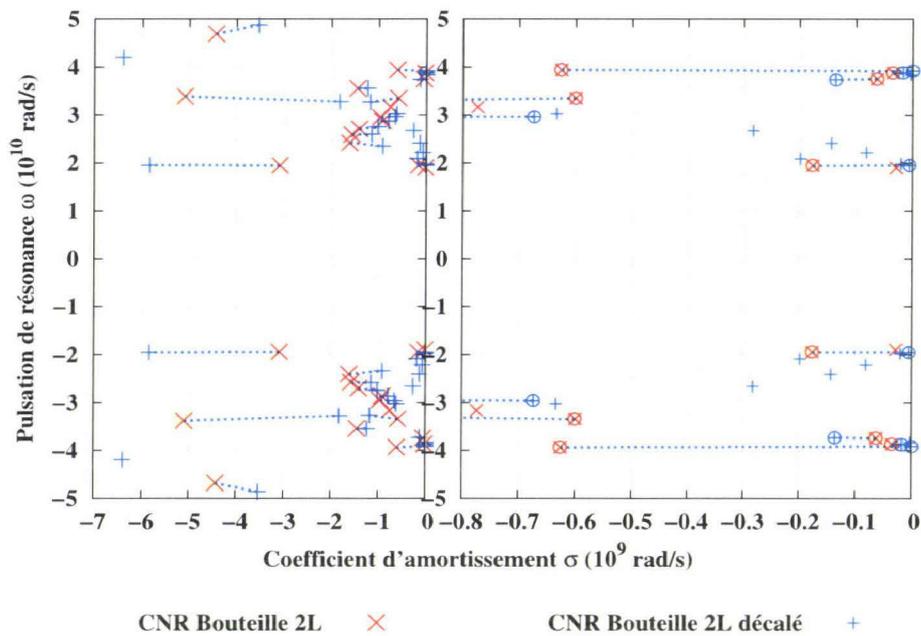


FIGURE 3.50 – Comparaison des pôles de résonance lors du changement de l'angle d'incidence.

### 3.5.2.3 Malette métallique

La malette métallique (Fig. 3.51) figure parmi les objets habituellement transportés par les usagers. Cette catégorie regroupe aussi les valises de voyage, les porte-documents, ... La malette est constituée dans sa totalité d'aluminium de largeur 30 cm, hauteur 20 cm et de profondeur 10 cm. Le modèle numérique est importé sous forme de fichiers (.obj) contenant des approximations triangulaires de la surface de la structure importée. La malette est vide à l'intérieur. La valise de voyage, le porte-documents et la valise métallique sont traitées dans l'annexe (A.3).

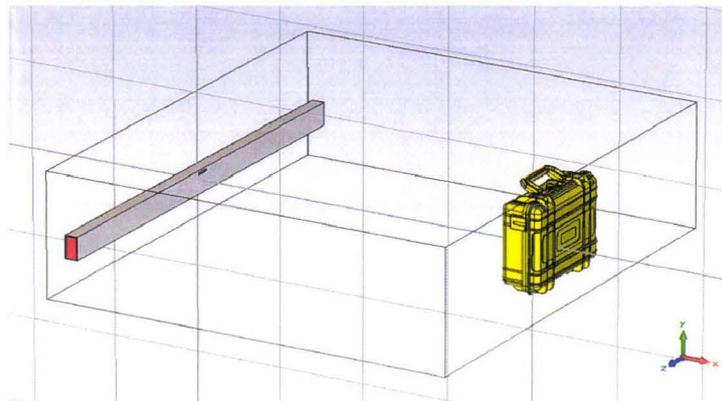


FIGURE 3.51 – Modèle numérique d'une malette.

La réponse impulsionnelle de cet obstacle est présentée Fig. 3.52. Les pôles de résonance obtenus paraissent Fig. 3.53.

La même procédure est entreprise pour isoler les pôles physiques (Fig. 3.54).

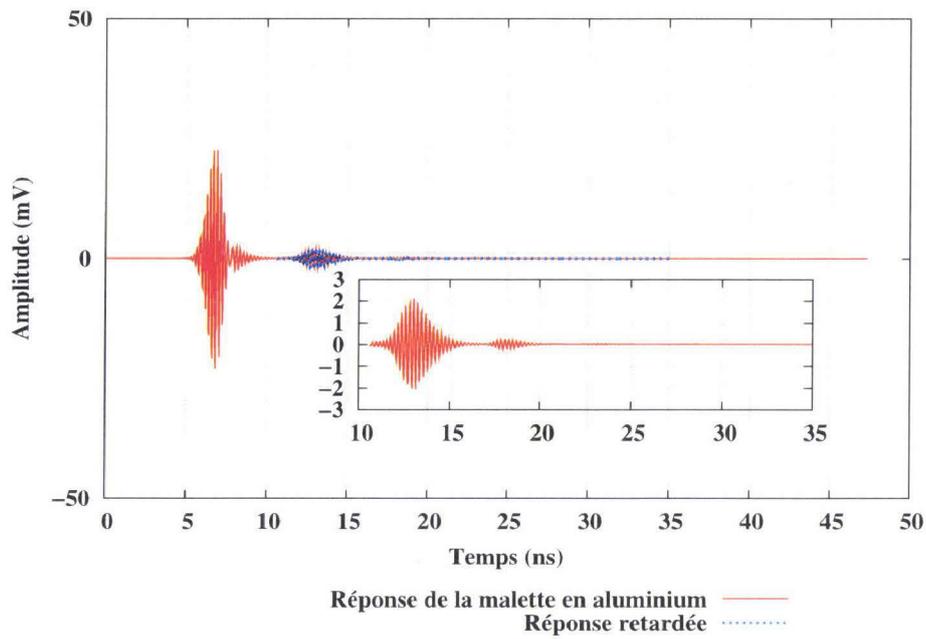


FIGURE 3.52 – Réponse impulsionnelle de la malette avec un zoom sur le signal retardé.

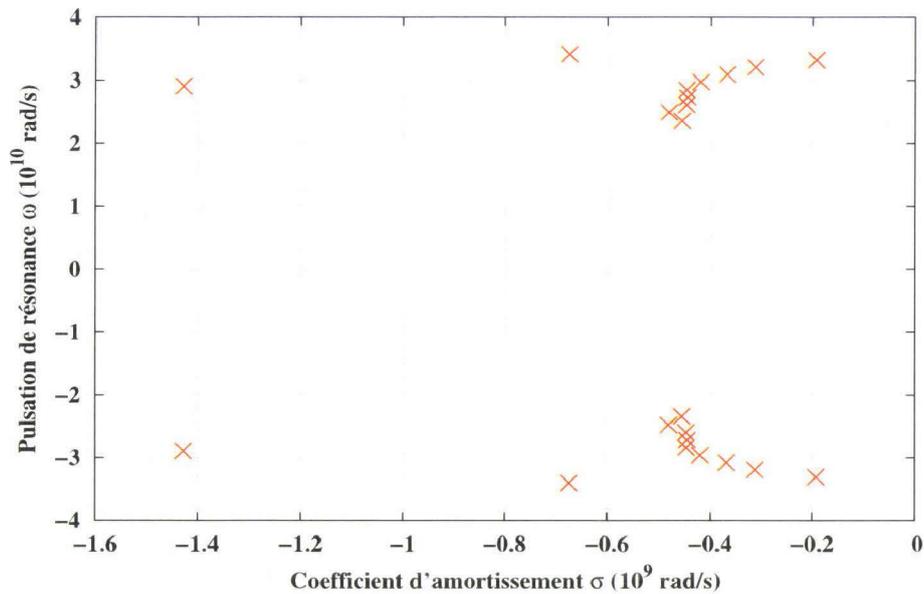


FIGURE 3.53 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la malette.

### 3.5.3 Conclusion

Dans cette section, nous avons sélectionné quelques objets susceptibles de chuter sur les voies de circulation et de déclencher une alarme. Ces objets ont été modélisés sous un simulateur électromagnétique pour les analyser temporellement. Les réponses impulsionnelles ont été déterminées puis déconvoluées des réponses correspondant en mode statique. Ces réponses sont ensuite filtrées pour éliminer

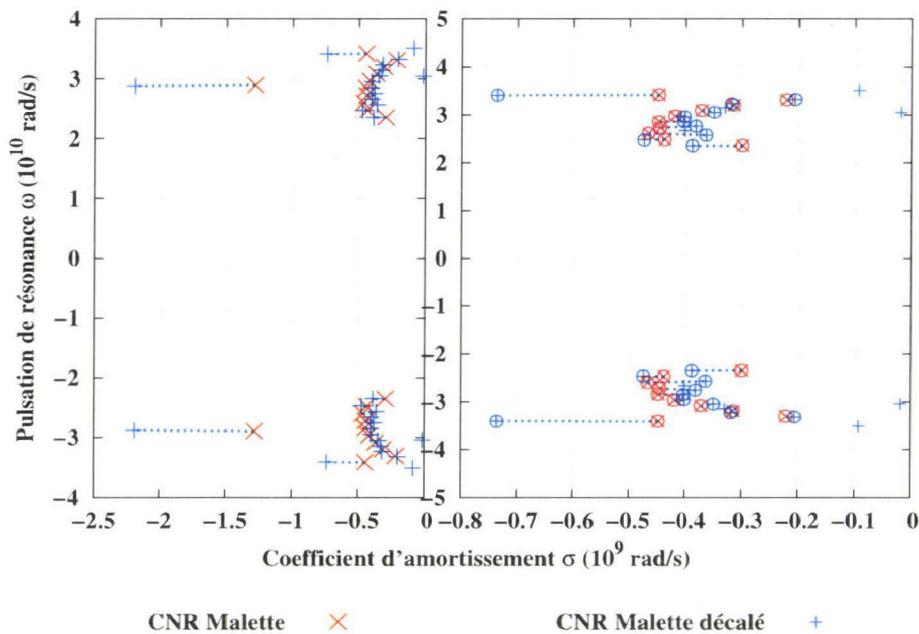


FIGURE 3.54 – Comparaison des pôles de résonance lors du changement de l’angle d’incidence.

les composantes hautes fréquences bruitées, ce qui permet de réduire le nombre de pôles erronés. Ensuite, l’algorithme d’extraction des résonances est appliqué sur la réponse déconvoluée et filtrée pour chaque objet. Les pôles de résonance résultants ont été comparés avec les pôles du même objet illuminé avec une onde d’un angle d’excitation différent. Les pôles physiques possèdent un homologue dans les deux cas de figure, les pôles mathématiques sont ainsi identifiés et éliminés efficacement.

### 3.6 Méthode de discrimination

Jusqu’à présent, nous avons réussi à isoler les pôles de résonances décrivant chaque type d’obstacle. Cependant, ces résultats restent incomplets si on ne les exploite pas dans le cadre de notre application. Nous avons essayé de trouver des critères de comparaison afin d’aboutir à identifier les objets qui se ressemblent et à mesurer leurs degrés de similarité.

Pour commencer, nous considérons un ensemble des points  $P_{i,j}$  assimilés aux pôles de résonance  $s_k = \sigma_k + i\omega_i, k = 1, \dots, M$ . Une illustration de ces points dans le plan complexe est ainsi appelée « cartographie ». Le nombre des pôles extraits varie d’un objet à l’autre dépendant de l’angle d’incidence, de la forme et des détails de chaque objet.

Soit  $C_1$  et  $C_2$  deux cartographies appartenant à deux objets différents et  $E_1 = \{P_i, i = 1, \dots, M_1\}$  et  $E_2 = \{Q_j, j = 1, \dots, M_2\}$  les ensembles des points correspondants respectivement. Soit  $S = \{C_m, m = 1, \dots, K\}$ , où  $K$  est le nombre des signaux stockés dans la bibliothèque de discrimination. La question principale est désormais : comment peut-on mesurer la similarité de ces deux ensembles ?

Une idée intuitive consiste à associer les points dans une cartographie avec leurs plus proches voisins dans l’autre (homologues). Si les cartographies contiennent des nombres de pôles différents, alors la moins peuplée contiendra des pôles qui sont liés à deux ou plusieurs pôles dans l’autre cartographie (Fig. 3.55).

Supposons que  $C_1$  soit moins peuplée que  $C_2$ , i.e.  $M_1 < M_2$ . Nous commençons à calculer la

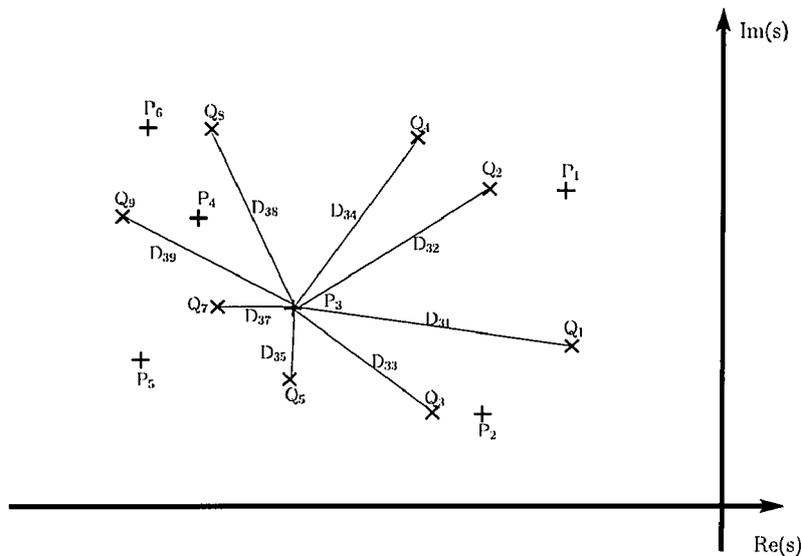


FIGURE 3.55 – Exemple illustrant les liens entre les deux cartographies.

distance euclidienne  $D_{ij}$  entre chaque  $(P_i)$  de la cartographie la moins peuplée  $C_1$  et les points  $Q_j$  de la cartographie  $C_2$  (Fig. 3.55)<sup>1</sup>. A la fin de cette étape une matrice relative aux distances calculées est réalisée :

$$D_{ij} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & \dots & D_{1M_2} \\ D_{21} & D_{22} & \dots & D_{2M_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ D_{M_1 1} & D_{M_1 2} & \dots & D_{M_1 M_2} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Pour chaque ligne de la matrice, nous calculons l'indice  $j$  du point  $Q_j$  correspondant à la distance minimale. Nous aboutissons alors à l'ensemble des points (vecteur) correspondant à la distance minimale. Chaque élément de cet ensemble doit être unique, i.e. chaque point doit avoir un seul voisin. Les colonnes d'indice  $j$  qui ne comprennent pas un minimum sont celles qui ne trouvent pas leurs homologues dans la cartographie  $C_1$  et sont systématiquement éliminées .

$$d_{min,ij} = \min\{D_{ij}\}, j = 1, \dots, M_2 \quad i = 1, \dots, M_1 \quad (3.19)$$

Or, dans certains cas, une colonne de  $D_{ij}$  peut contenir deux ou plusieurs valeurs minimales. En d'autres termes, un point  $P_i$  peut avoir un ou plusieurs voisins  $Q_j$ . Eliminer cette ambiguïté consiste à garder le voisin le plus proche et à éliminer tous les autres. Prenons l'exemple du cas de la figure 3.56, où les points  $P_3$  et  $P_5$  ont un voisin commun le point  $Q_7$ , i.e. dans (3.18),  $D_{37}$  et  $D_{57}$  sont les distances minimales pour  $i = 3$  et  $i = 5$ . Selon la figure 3.56, la distance  $D_{37}$  est plus petite que la distance  $D_{57}$ , ce qui mène à éliminer le point  $P_5$ . Puisque la détermination des distances minimales commence par l'ordre croissant (i.e. de  $P_1$  jusqu'à  $P_{M_1}$ ), alors il n'est guère possible que le point éliminé  $D_{57}$  possède un homologue dans  $C_2$  puisque les points antérieurs ( $P_1$  jusqu'à  $P_5$ ) sont déjà traités. Parmi eux, il y a ceux qui ont trouvé leurs homologues.

Une fois que les points homologues sont déterminés, nous procédons au calcul du paramètre discriminant qui est donc en pratique la moyenne des distances entre les points homologues. Or, nous travaillons en haute fréquence, et de ce fait les coefficients d'amortissement sont de l'ordre de  $10^9$  et les

1. Seules les distances entre un point de  $C_1$  et tous les points de  $C_2$  sont affichées pour réduire la complexité de la figure

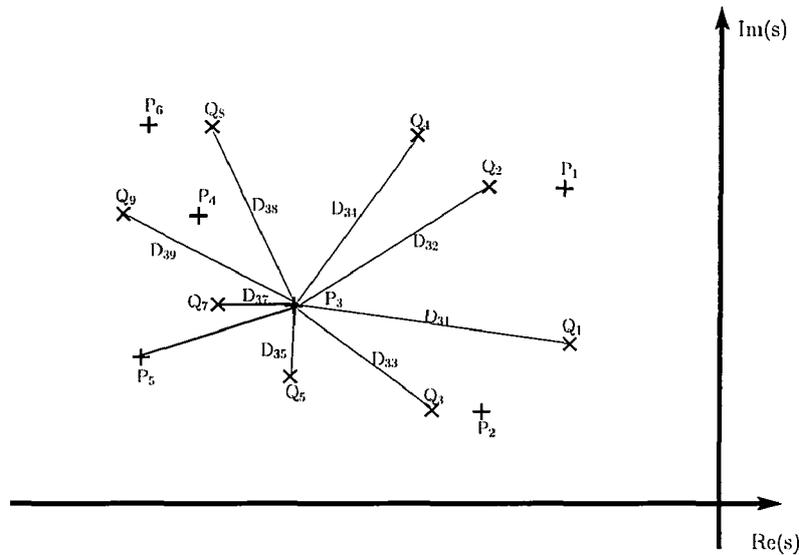


FIGURE 3.56 – Cas où deux points ont le même voisin

fréquences de résonance sont de l'ordre de  $10^{10}$  ce qui implique des valeurs des distances moyennes élevées. Pour cela, une normalisation des distances calculées est appliquée. Cette normalisation consiste à diviser les moyennes des distances de chaque comparaison, entre la cartographie de l'objet test et les cartographies de la bibliothèque des signaux (l'ensemble  $S$ ), par la plus grande distance de toutes les comparaisons.

$$d_{norm} = \max_k \{ (d_{ij})_k \} \quad (3.20)$$

$$i = 1, \dots, M_1$$

$$j = 1, \dots, M_2$$

$$k = 1, \dots, K$$

Enfin, un ensemble des paramètres discriminants est constitué, et l'obstacle ayant le paramètre discriminant minimal est l'objet élu le plus proche de celui testé.

Dans la suite, nous donnons un exemple de discrimination d'un adolescent parmi l'ensemble des obstacles stockés dans une bibliothèque. Puis nous présentons les résultats de discrimination de tous ces obstacles. La comparaison de cartographie de l'adolescent avec celle de tous les autres obstacles est donnée Fig. 3.57 en suivant la méthode de discrimination discutée ci-dessus.

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de discrimination de chaque obstacle vis-à-vis de tous les obstacles de la bibliothèque (Tab. 3.7).

Comme présenté dans (Tab. 3.7), la cartographie de chaque obstacle est comparée à celles de tous les obstacles stockés dans la bibliothèque. Nous obtenons pour chaque ligne, qu'une cellule est colorée en gris. Cette cellule indique que l'obstacle intitulé dans la première cellule de la colonne correspondante est l'objet le plus similaire à notre objet sous test. Dans Tab. 3.7, les valeurs « zéros » sont triviales puisque chaque objet s'identifie avec lui-même. L'adolescent est similaire à l'adulte et *vice versa*, l'adolescent en muscle est similaire à l'enfant en muscle, ce qui indique que notre système de discrimination est en mesure d'identifier les objets constitués du même matériau. Nous pouvons remarquer que l'enfant en PEC est similaire à l'adulte (0.022) et à l'enfant en muscle (0.023). Les bouteilles d'eau de tailles différentes sont similaires entre elles ainsi que les cannettes de soda de forme relativement différentes. Les valises forment une catégorie intéressante, puisqu'elles s'identifient entre elles et qu'une valise de composition différente (valise de voyage) s'identifie bien avec une valise métallique de forme rectangulaire, le même raisonnement s'applique entre le porte-documents et la malette.

### 3.6.1 Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté notre méthode de discrimination servant à identifier un objet parmi un groupe d'objets. Une bibliothèque d'objets a été constituée regroupant des objets susceptibles d'exister dans un environnement ferroviaire. La méthode de discrimination se base sur la comparaison des cartographies illustrant les pôles de résonance dans le plan complexe. Elle consiste à faire correspondre chaque point (pôle) de la cartographie « test » à son correspondant (homologue) dans la cartographie de chaque objet stockée dans la bibliothèque. Le paramètre discriminant consiste à calculer la moyenne normalisée des distances euclidiennes entre les homologues.

Les résultats montrent que notre système est capable de différencier efficacement entre différentes catégories d'obstacles.

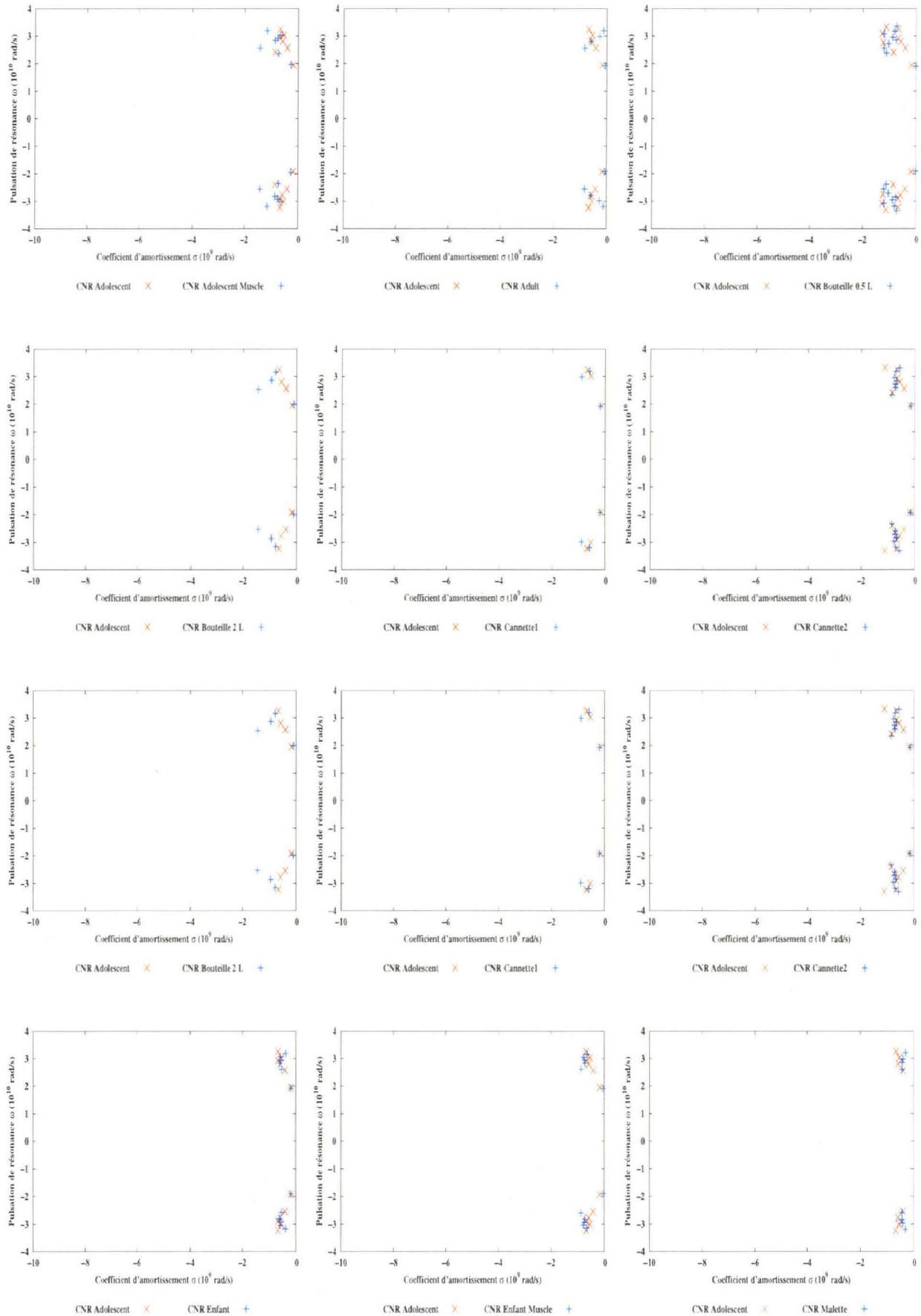


FIGURE 3.57 – Résultats de discrimination entre l'adolescent et tous les obstacles présents dans la bibliothèque.

TABLE 3-7 – Illustration des paramètres discriminants pour chaque objet et indication de l'objet le plus similaire (cellules colorées).

	Ado.	Ado. M.	Adulte	Bout.05L	Bout.2L	Cannette1	Enfant	Enfant M.	Cannette2	Malette	Porte- doc.	Valise	Valise voyage
Adolescent	0	0.059	0.039	0.097	0.11	0.068	0.055	0.077	0.095	0.099	0.084	0.1	0.071
Adolescent M.	0.091	0	0.12	0.086	0.083	0.096	0.1	0.049	0.078	0.14	0.12	0.17	0.1
Adulte	0.021	0.042	0	0.055	0.074	0.035	0.031	0.031	0.022	0.026	0.037	0.034	0.043
Bouteille 05L	0.022	0.021	0.026	0	0.01	0.019	0.024	0.02	0.018	0.022	0.021	0.025	0.018
Bouteille 2L	0.018	0.021	0.035	0.01	0	0.027	0.027	0.02	0.022	0.027	0.02	0.028	0.02
Cannette1	0.01	0.013	0.0082	0.0096	0.014	0	0.0088	0.012	0.0049	0.0087	0.012	0.015	0.013
Enfant	0.022	0.037	0.033	0.055	0.044	0.04	0	0.023	0.023	0.026	0.034	0.032	0.032
Enfant Muscle	0.01	0.0045	0.0061	0.0083	0.0082	0.01	0.0042	0	0.009	0.0073	0.006	0.0087	0.008
Cannette2	0.012	0.0097	0.0057	0.0098	0.012	0.0055	0.006	0.012	0	0.009	0.0081	0.013	0.0086
Malette	0.36	0.36	0.17	0.31	0.39	0.25	0.16	0.25	0.23	0	0.19	0.093	0.18
Porte-doc.	0.0096	0.011	0.0089	0.011	0.01	0.012	0.0074	0.0073	0.0073	0.0067	0	0.0077	0.0072
Valise	0.0098	0.012	0.0079	0.013	0.014	0.015	0.007	0.011	0.0093	0.0033	0.0077	0	0.0054
Valise voyage	0.0083	0.007	0.0097	0.0089	0.0096	0.013	0.0067	0.0094	0.0074	0.006	0.0069	0.0052	0



# Validation expérimentale du système radar

---

Ce dernier chapitre prend appui sur les résultats obtenus et présentés précédemment et se propose de mettre en oeuvre une expérimentation représentative du dispositif projeté. Afin d'obtenir des résultats reproductibles, nous travaillerons dans un environnement de chambre anéchoïque. Des expérimentations seront menées tout d'abord dans une situation de radar bistatique puis, nous étendrons l'expérimentation à une configuration de radar monostatique exploitant un guide d'onde muni de fentes. Le processus de traitement décrit et mis au point précédemment sera repris intégralement et nos traitements seront appliqués cette fois aux signaux expérimentaux acquis. L'objectif est de vérifier que nous pouvons détecter les cibles représentatives de l'environnement de travail visé et que, simultanément, nous pouvons les discriminer efficacement. La discrimination de cibles humaines s'avère essentielle pour l'application.

## 4.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif d'évaluer expérimentalement la validité de notre système de détection et de discrimination des cibles radar mis au point jusqu'ici par simulation. Nous avons mené nos essais expérimentaux dans un environnement de chambre anéchoïque de dimensions  $7 \times 7 \times 3$  m (de 150 MHz à 10 GHz). Cette chambre est accessible à l'IEMN-TELICE. Le système est expérimenté en alimentant un dispositif rayonnant fonctionnant en régime impulsionnel (domaine des temps) puis en régime sinusoïdal (domaine des fréquences). Plusieurs cibles représentatives de l'environnement d'utilisation sont sélectionnées. Comme dans le chapitre précédent, nous tenterons de les discriminer.

## 4.2 Expérimentation en régime temporel

Les premières expérimentations sont entreprises en régime impulsionnel dans le but d'acquérir de premiers résultats de détection et de discrimination. Une configuration de radar bistatique est utilisée (Fig. 4.1). Deux antennes de type cornet double ridge opérant de 0.7 à 17 GHz sont utilisées. Les signaux émis sont générés par un générateur arbitraire de signaux (Tektronix AWG 7102-10 Gs/s) délivrant 1 V sur 50 Ohm. La forme d'onde générée est une onde sinusoïdale tronquée par une gaussienne. L'antenne de réception, identique à celle de l'émission, est suivie par un amplificateur faible bruit puis reliée à un oscilloscope (Tektronix TDS 6124C). Les antennes sont utilisées en polarisation verticale.

L'antenne d'émission, l'antenne de réception et la cible forment un triangle horizontal isocèle de base 1 m correspondant à la distance entre les deux antennes. Les deux autres côtés du triangle mesurent 3 m et correspondent à la distance entre l'antenne d'émission et la cible ou encore la distance entre l'antenne de réception et la cible.

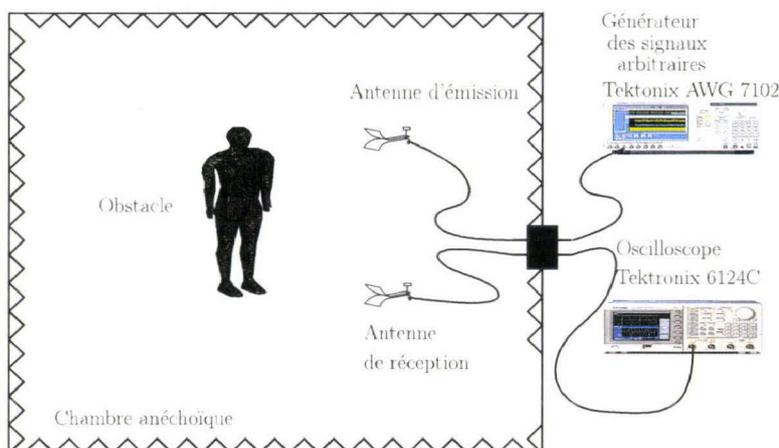


FIGURE 4.1 – Configuration géométrique du dispositif de mesure situé à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

Lors de ces expérimentations, quatre types d'obstacles sont utilisés : Un ballon métallisé, nous l'avons pour ce faire enveloppé de feuilles d'aluminium, une boule de pétanque métallique, une bonbonne d'eau remplie d'eau potable, les opérateurs de l'expérimentation, différents notamment par la taille, ainsi qu'une pyramide en cuivre. Le traitement des signaux recueillis par l'antenne de réception est semblable à celui effectué lors des simulations (section 3.5.1), i.e. les données sont tout d'abord déconvoluées depuis un signal équivalent correspondant à l'image de la scène statique (en absence de cible), ensuite celles-ci sont filtrées, finalement le temps de retard est déterminé. Par la suite, nous présentons les signaux acquis, le résultat du filtrage pratiqué puis l'extraction de leurs pôles de résonance. La réponse impulsionnelle obtenue pour un homme de taille 1.7 m apparaît (Fig.4.2), celle du ballon

métallisé de diamètre 0.4 cm (Fig.4.5). Le cas de la bonbonne d'eau potable est présenté (Fig.4.11), celui de la boule de pétanque de diamètre 0.072 m (Fig.4.8). Enfin, la réponse impulsionnelle de la pyramide dont chaque face constitue un triangle équilatéral de 0.38 m de côté est donnée (Fig.4.14).

#### 4.2.1 Corps humain

Le corps humain (homme de taille 1.7 m) est placé au sommet du triangle qui s'oppose à la base formée par les antennes (Fig. 4.1). Dans l'objectif d'avoir une meilleure résolution du signal acquis, seule une portion de la réponse temporelle est acquise (Fig.4.2). Afin d'éliminer le bruit existant dans les composantes fréquentielles dans la partie haute du spectre, un processus de filtrage est appliqué, ce qui se traduit en une élimination des pôles erronés de la cartographie des pôles de résonance (Fig.4.4).

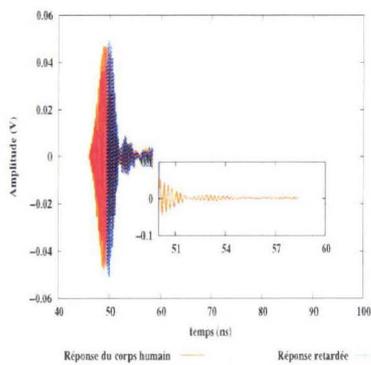


FIGURE 4.2 – Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé.

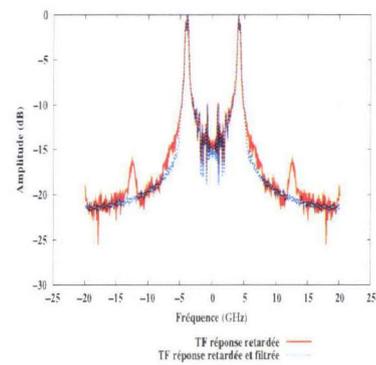


FIGURE 4.3 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

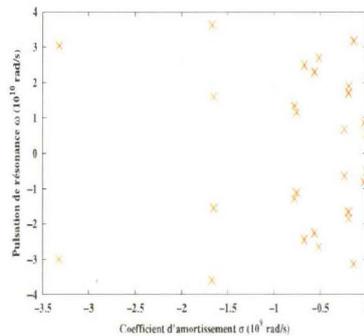


FIGURE 4.4 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe.

### 4.2.2 Ballon métallisé

Dans l'objectif de métalliser un ballon de diamètre 0.4 m, nous avons procédé à envelopper un ballon en plastique avec des feuilles d'aluminium. Le corps humain dans le cas précédent est remplacé par le ballon métallisé pour mesurer la réponse impulsionnelle du dernier (Fig.4.5). Une démarche identique que celle illustrée précédemment est appliquée à cette réponse impulsionnelle pour éliminer le bruit (Fig.4.6) et les pôles erronés Fig.4.7.

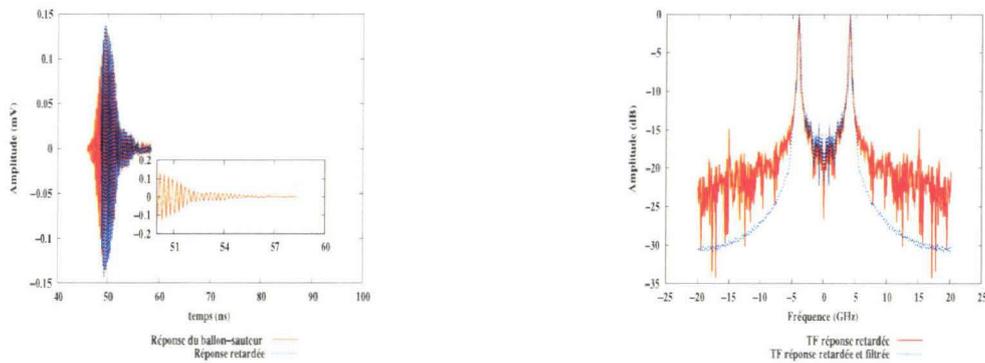


FIGURE 4.5 – Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé. FIGURE 4.6 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

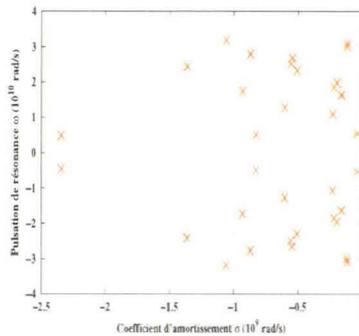


FIGURE 4.7 – Cartographie des pôles de résonance.

### 4.2.3 Boule de pétanque

La boule de pétanque, de diamètre 0.072 m, est choisie afin de mesurer sa similarité avec le ballon métallisé (diamètre 0.4 m). Sa réponse impulsionnelle est présentée dans Fig. 4.8, le filtrage appliqué dans Fig. 4.9 et la cartographie correspondante dans Fig. 4.10

### 4.2.4 Bonbonne d'eau

La bonbonne d'eau est constituée de matière plastique, elle est remplie d'eau. Sa plus grande longueur est de 0.5 m. Sa réponse temporelle est montrée dans Fig. 4.11. Le filtrage et la cartographie sont représentés respectivement dans Fig. 4.12 et Fig. 4.13.

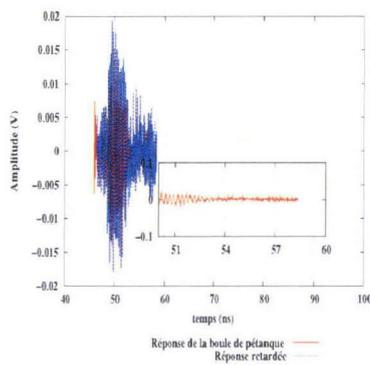


FIGURE 4.8 – Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé.

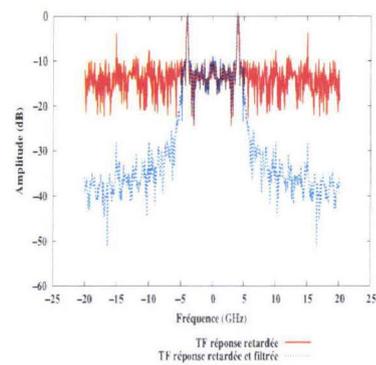


FIGURE 4.9 – Elimination des composantes bruitées hautes fréquences.

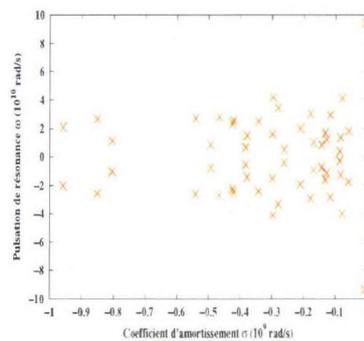


FIGURE 4.10 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe.

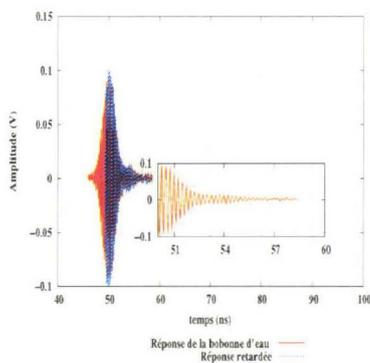


FIGURE 4.11 – Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé.

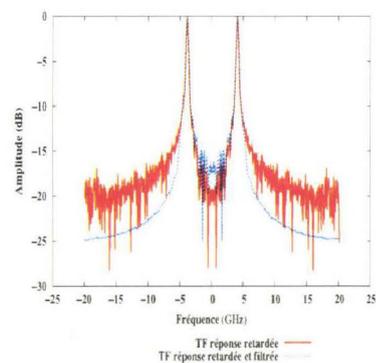


FIGURE 4.12 – Elimination des composantes bruitées hautes fréquences.

### 4.2.5 Pyramide en cuivre

La pyramide est placée de telle manière que le triangle équilatéral constituant l'un de ces côtés fait face à la fente pratiquée sur le guide.

L'analyse qualitative de ses formes d'onde obtenues dans le domaine des temps ainsi que celle des pôles de résonance montrent des différences. Cependant, une discrimination « immédiate » reste délicate.

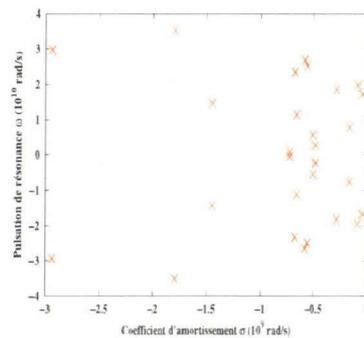


FIGURE 4.13 – Catrographie des pôles de résonance dans le plan complexe.

#### 4.2.6 Résultats de discrimination

La méthode de discrimination présentée dans la section 3.6 est maintenant appliquée aux données que nous venons de présenter. La bibliothèque des signaux est constituée des obstacles traités dans les sections précédentes. Les résultats de discrimination sont regroupés et présentés dans le tableau 4.1.

TABLE 4.1 – Illustration des paramètres discriminants pour chaque objet et indication de l'objet le plus similaire (cellules colorées).

	Ballon métallisé	Bonbonne	Boule	Corps humain	Pyramide
Ballon métallisé	0	0.095	<b>0.064</b>	0.093	0.067
Bonbonne	0.081	0	0.095	<b>0.072</b>	0.092
Boule	<b>0.078</b>	0.14	0	0.16	0.1
Corps humain	0.11	<b>0.1</b>	0.15	0	<b>0.14</b>
Pyramide	<b>0.058</b>	0.092	0.071	0.099	0

Un résultat majeur de ce tableau montre, qu'en absence des données d'un autre corps humain, le corps humain s'avère proche de la bonbonne remplie d'eau, ce qui n'est pas surprenant si l'on se réfère au fait qu'un corps humain adulte est composé à 70 pourcents d'eau. Le second résultat important est que notre système est capable de discriminer les corps qui présentent la même forme mais sont de tailles et de constitutions différentes, à l'exemple de la boule de pétanque et du ballon métallisé.

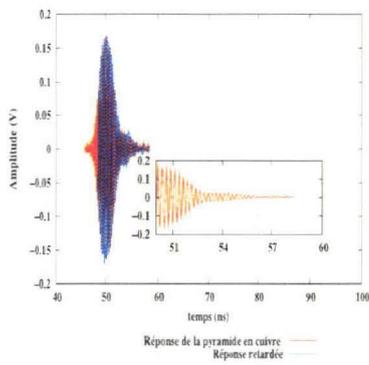


FIGURE 4.14 – Réponse impulsionnelle avec un zoom sur le signal retardé.

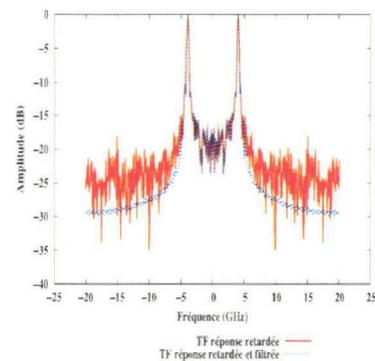


FIGURE 4.15 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

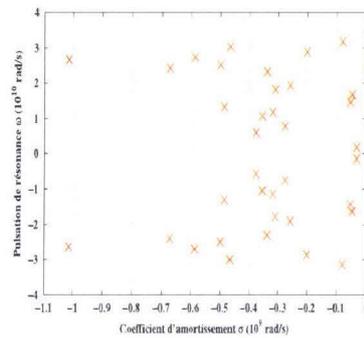


FIGURE 4.16 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe.

Compte tenu de ces résultats préliminaires encourageants dans cette configuration bistatique, nous avons étendu notre expérimentation en incluant cette fois le guide d'onde à fentes et en travaillant en fonctionnement monostatique. Dans la section suivante, nous présentons les résultats des analyses d'obstacles obtenus en travaillant en régime sinusoïdal, à l'aide cette fois d'un analyseur de réseaux.

### 4.3 Expérimentation en régime sinusoïdal

Dans ce régime, un guide d'onde à fentes est utilisé en tant qu'élément rayonnant émetteur récepteur. Le guide d'onde utilisé est de section voisine de celle d'un guide normalisé WR 430. A une extrémité, ce guide d'onde est relié à un port d'un analyseur de réseau vectoriel (HP 8720D 50 MHz - 20 GHz). L'autre extrémité du guide est connecté à l'autre port de l'analyseur (Fig. 4.18 et 4.17). La liaison entre les extrémités du guide d'onde et l'analyseur s'effectue par le biais de transitions coaxial/guide d'onde (Fig. 4.19).

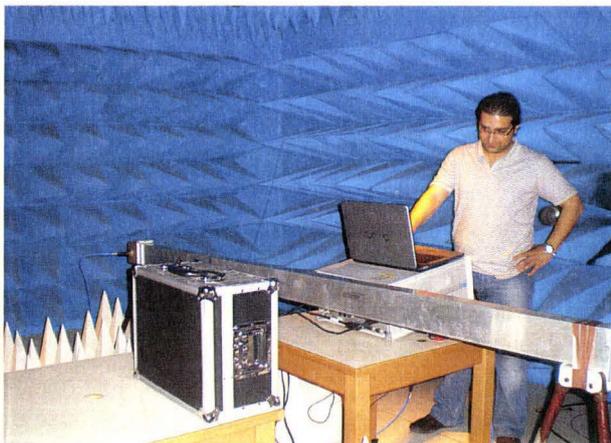


FIGURE 4.17 – Image illustrant la configuration des mesures dans la chambre anéchoïque.

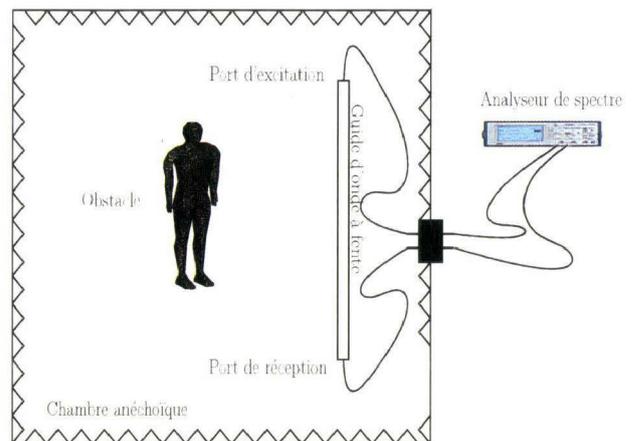


FIGURE 4.18 – Configuration géométrique du dispositif de mesure situé à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

Les mesures en régime sinusoïdal apportent une certaine souplesse lors de la phase de traitement. En d'autres termes, au lieu de se limiter à la bande de fréquence définie par la forme d'onde excitatrice dans le cas des mesures impulsionnelles, nous pouvons sélectionner une large bande de fréquence d'analyse. En pratique nous choisissons 1 GHz (de 1.71 GHz jusqu'à 2.71 GHz) et nous pouvons en-



FIGURE 4.19 – Transition coaxial/guide d'onde utilisée pour alimenter le guide.

suite réduire cette bande de fréquences progressivement, en sélectionnant un sous-ensemble de points de mesure adéquat. Nous observerons ainsi les réponses des obstacles dans différentes bandes de fréquence d'analyse, ce que la mesure en régime d'impulsions ne permet d'effectuer que plus difficilement. Les bandes d'analyse que nous utiliserons par la suite seront 1 GHz, 500 MHz et 250 MHz. Par ailleurs, la dynamique de mesure de l'analyseur de réseau s'avère bien supérieure à celle de l'oscilloscope.

Le guide d'onde disponible au laboratoire et utilisé pour nos mesures possède une longueur totale de trois mètres. Il opère dans son mode fondamental  $TE_{01}$  dans la bande de fréquence 1.85 à 2.57 GHz. Le grand côté du guide mesure 10.5 cm de longueur et sa largeur est de 5.25 cm. La fréquence de coupure est définie à 1.42 GHz. Une excursion en fréquence maximale de 1 GHz est utilisée.

Deux fentes transversales et longitudinales sont percées sur le guide d'ondes utilisé. Ces fentes ont été calculées au préalable afin d'obtenir une efficacité de rayonnement maximale à 2.21 GHz. La fente non utilisée est soigneusement bouchée par un écran métallique. Les mesures expérimentales ont montré une grande coïncidence avec les résultats de simulation plus particulièrement lors de la mesure de la réponse fréquentielle de la scène statique, en absence de cible Fig.4.20 et Fig. 4.21.

Bien que les expérimentations aient été menées avec les deux types de fente transversale et longitudinale analysées au chapitre simulation, nous ne décrivons ici que les résultats obtenus avec une fente longitudinale, visible sur la Fig. 4.17.

En ce qui concerne l'analyseur de réseau, 1600 points sont acquis à chaque mesure dans cette bande. La puissance d'émission est de 5 dBm.

Pour nos mesures sur les cibles, l'analyseur de réseau est calibré en mode « through », nous n'utiliserons en effet désormais que le paramètre  $S_{21}$ . Nous calibrons dans la chambre anéchoïque, expérimentation complètement montée, figée, mais en absence de cible. Le paramètre de transfert  $S_{21}$  est donc ramené à 0 dB en absence de cible. Cette méthode nous permet d'obtenir ensuite la réponse de l'obstacle directement, sans passer par l'étape de déconvolution utilisée dans les mesures impulsives.

Afin de réduire le bruit existant dans les données acquises, nous procédons à un lissage du coefficient de transmission de chaque obstacle. Ce lissage permet une réduction du bruit signal temporel, ce qui conduit, après passage dans le domaine des temps par IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) à éliminer les principaux pôles erronés introduits. Ce lissage ne permet pas de supprimer la procédure de filtrage dans l'étape de préparation des signaux avant extraction des pôles. En effet, malgré l'élimi-

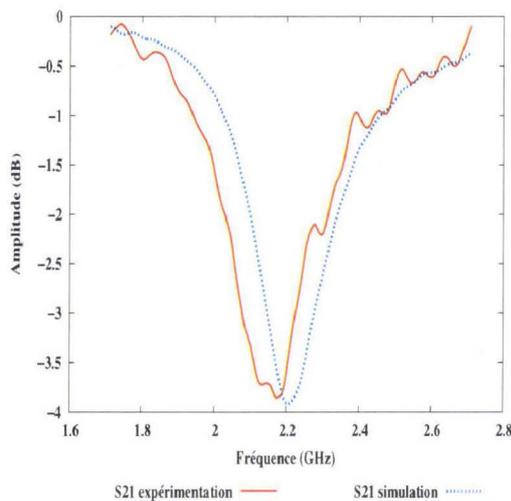


FIGURE 4.20 – Réponse fréquentielle de la scène dans le cas d'une fente transversale.

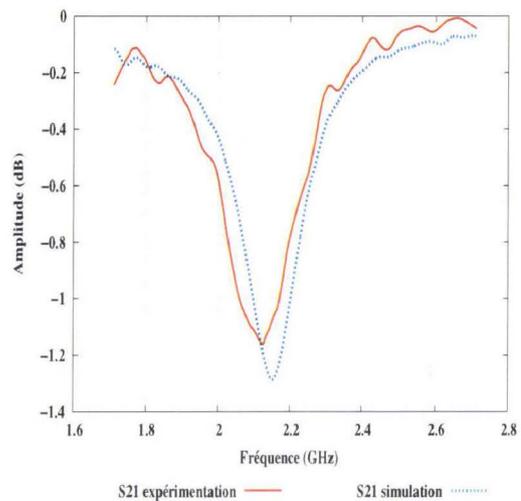


FIGURE 4.21 – Réponse fréquentielle de la scène dans le cas d'une fente longitudinale.

nation d'une partie des pôles erronés par ce lissage, une autre partie importante existe toujours dans les composantes fréquentielles hautes de la bande de fréquence traitée.

Dans ces essais, nous avons tenté de discriminer différents obstacles. Trois corps humains, une femme de taille 1.65 m et deux hommes de tailles respectives 1.7 m et 1,8 m sont étudiés. Deux valises de constitution et de tailles différentes sont également analysées. La valise 1 est constituée de matière plastique de dimension  $0.48 \times 0.3 \times 10$  et la valise 2, également en matière plastique, possède une armature métallique. La pyramide métallique utilisée dans les mesures impulsionnelles est aussi reprise. Pour mémoire, chaque face de la pyramide en cuivre constitue un triangle équilatéral de côté 0.38 m. Les obstacles sont placés en face de la fente, environ 30 cm devant celle-ci.

Par la suite, afin de faciliter la lecture du mémoire, nous nous limiterons à présenter les résultats de traitement de trois types obstacles testés, les autres résultats sont reportés dans l'annexe (A.4).

#### 4.3.1 Corps humain : homme 1

Fig. 4.22, le modèle homme 1 se tient debout en face de la fente. Fig. 4.23, sa réponse fréquentielle est illustrée ainsi que sa réponse lissée afin d'éliminer le bruit additif, ce qui induit un lissage de la réponse temporelle (Fig. 4.24). Fig. 4.25, la réponse retardée est montrée. L'information principale est confinée dans une plage de fréquence réduite. Les autres fréquences contiennent des bruits ou des composantes fréquentielles à l'origine des pôles erronés, leur élimination est faite par un processus de filtrage (Fig. 4.26). La cartographie d'homme 1 est montrée dans Fig. 4.27.



FIGURE 4.22 – Image de la scène de mesure en chambre anéchoïque : homme 1.

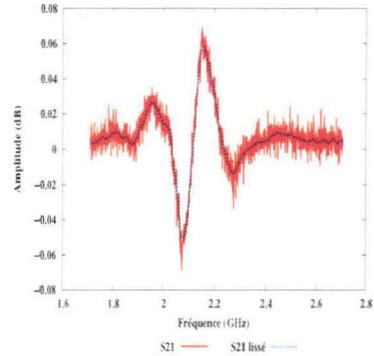


FIGURE 4.23 – Réponse fréquentielle : homme 1.

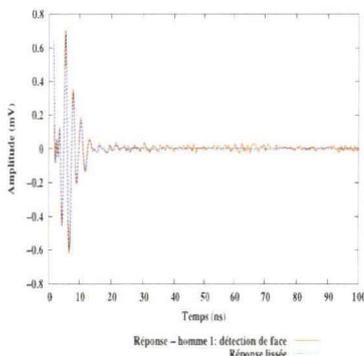


FIGURE 4.24 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : homme 1.

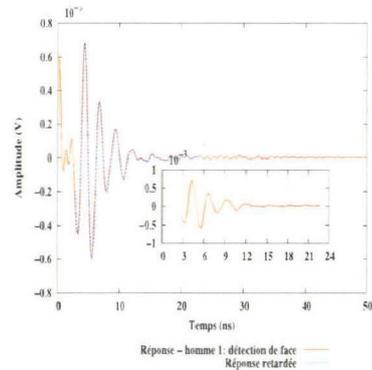


FIGURE 4.25 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1.

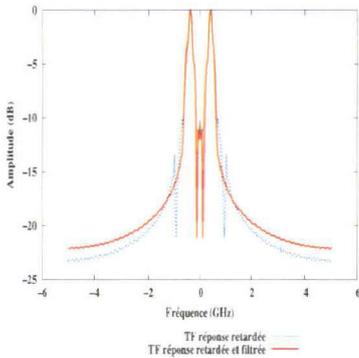


FIGURE 4.26 – Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : homme 1.

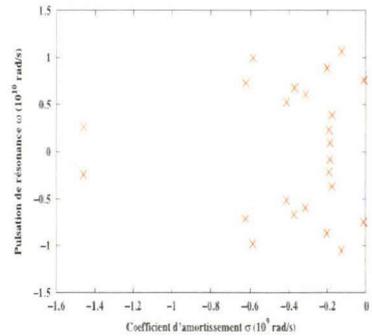


FIGURE 4.27 – Cartographie des pôles de résonance : homme 1.

### 4.3.2 Valise 1

La valise 1 est constituée en grande partie de matière plastique. Elle est placée devant la fente et orientée de  $90^\circ$  (Fig. 4.28). la Fig. 4.29 présente sa réponse fréquentielle. la Fig. 4.30 montre l'effet de lissage sur sa réponse temporelle. Nous pouvons noter le temps retardé Fig. 4.31. Le filtrage est présenté Fig.4.32 et la cartographie de la valise 1 orientée à  $90^\circ$  est présentée Fig.4.33.

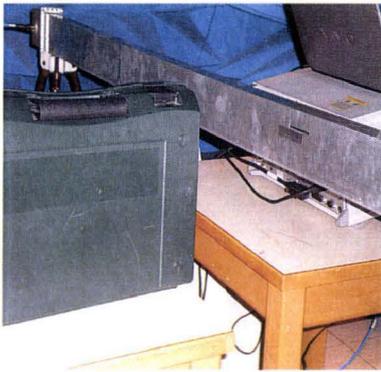


FIGURE 4.28 – Image de la scène de mesure en chambre anéchoïque : valise 1.

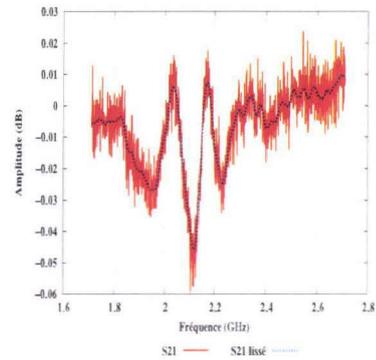


FIGURE 4.29 – Réponse fréquentielle : valise 1.

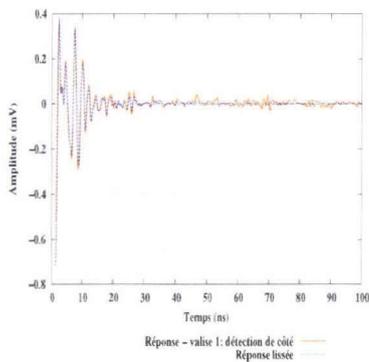


FIGURE 4.30 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 1.

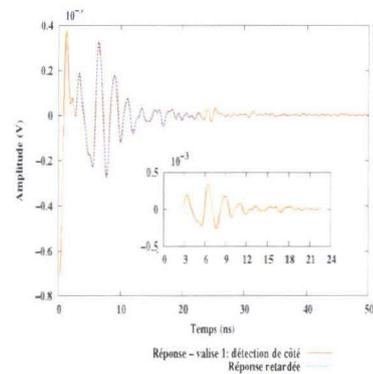


FIGURE 4.31 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1.

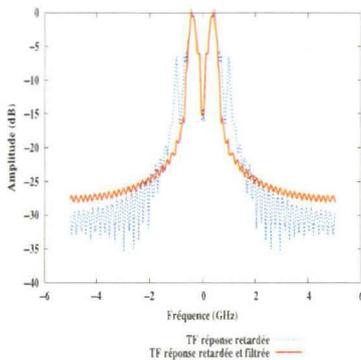


FIGURE 4.32 – Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 1.

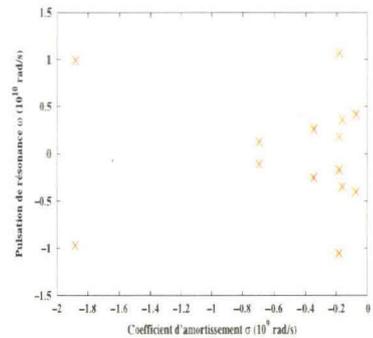


FIGURE 4.33 – Cartographie des pôles de résonance : valise 1.

### 4.3.3 Pyramide

La pyramide est constituée en sa totalité du cuivre. Sa réponse fréquentielle et sa réponse fréquentielle lissée sont présentées Fig. 4.35. L'effet du lissage de la réponse temporelle est présenté Fig. 4.36. Le filtrage et la cartographie sont illustrés respectivement dans Fig. 4.38 et Fig. 4.39.

Si nous observons qualitativement les réponses en fréquence obtenues expérimentalement dans

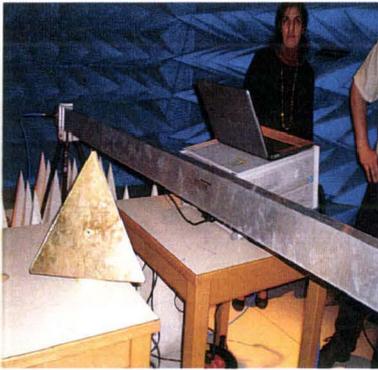


FIGURE 4.34 – Image de la scène de mesure en chambre anéchoïque : pyramide.

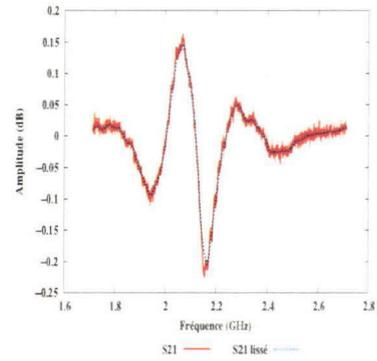


FIGURE 4.35 – Réponse fréquentielle : pyramide.

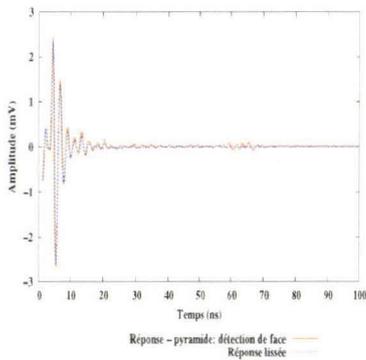


FIGURE 4.36 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : pyramide.

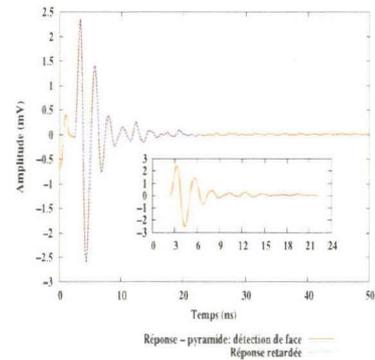


FIGURE 4.37 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1.

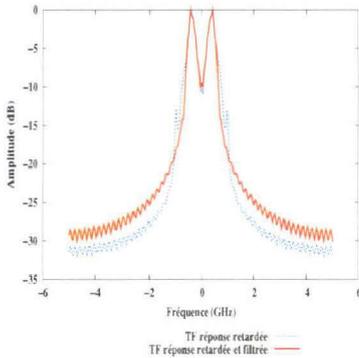


FIGURE 4.38 – Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : pyramide.

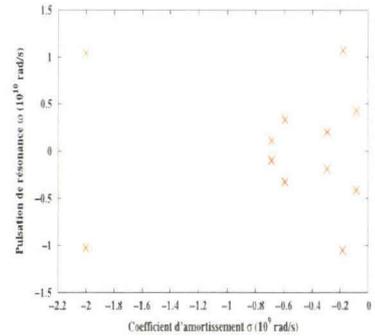


FIGURE 4.39 – Cartographie des pôles de résonance : pyramide.

ces différents cas de figure, nous obtenons une information que nous recueillons sur une large bande de fréquence. 1 GHz est ici une valeur beaucoup trop importante au vu des bandes passantes de nos différents éléments rayonnants, une information utile semble toutefois présente sur plusieurs centaines de MHz (Fig. 4.23, Fig. 4.29 et Fig. 4.35). En pratique, la limitation à une bande passante de 250 MHz a permis d’obtenir les résultats présentés ci-après.

Une fois que nous avons déterminé ces pôles de résonance, nous procédons, avec ces résultats expé-

rimentaux, à l'étape de discrimination présentée dans la section 3.6. Par ce procédé nous recherchons les ressemblances maximales entre les différents types d'obstacles testés. Le tableau 4.2 présente les paramètres de discrimination obtenus à partir de l'ensemble des obstacles testés expérimentalement.

Après la détection qui met bien en évidence la présence des obstacles, nous obtenons nettement, à partir des résultats fournis par ce tableau 4.2, que les corps humains traités dans ces expérimentations sont isolés des autres obstacles sélectionnés. En d'autres termes, notre méthode de discrimination réussit à bien identifier les corps humains et à les discriminer parmi un ensemble d'obstacles différents, ce qui constitue l'objectif fixé. Deux remarques apparaissent également à la lecture de ce tableau. La première est qu'il existe une ressemblance entre la valise type « 2 » et la pyramide, détectées sous différents angles d'incidence. Cette ressemblance est justifiée par le fait que la valise 2 vue de côté, de la petite côté (Fig. 4.40), possède en plus de l'armature métallique une poignée métallique, ce qui induit une forte réflexion, semblable à celle de la pyramide. La seconde remarque consiste à dire que la valise type « 1 » est semblable à la valise 1 détectées sur différents angles et que la valise 2 ressemble à elle-même sur différents angles de détection, ce qui nous permet de grouper les valises ensemble et de les discriminer des corps humains.



FIGURE 4.40 – Valise 2 vue de face.

## 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, des études expérimentales ont été menées dans un environnement quasi-réel. Deux régimes d'expérimentations sont étudiés : le régime impulsionnel et le régime sinusoïdal.

Dans le régime impulsionnel, le système de détection et d'identification/discrimination est étudié dans le cas d'une configuration bistatique. Ce régime a démontré l'efficacité de notre méthode de discrimination sur des mesures réelles. Cette méthode a montré la capacité d'associer le corps humain à une bonbonne d'eau en absence des données relatives à d'autres corps humains. Notre méthode de discrimination a également été capable d'identifier les obstacles ayant les mêmes formes avec des tailles différentes (cas du ballon métallisé et de la boule de pétanque).

Le régime sinusoïdal a permis de valider le système complet, le guide d'onde et la méthode de discrimination. Dans ce régime, la méthode de discrimination a aussi montré une grande capacité de

discriminer les corps humains parmi des obstacles de différents types. En d'autres termes, lorsqu'un corps humain est considéré comme objet test, il est identifié similaire à d'autres corps humain et non pas aux autres obstacles. Notre méthode de discrimination semble ainsi être en mesure de réduire le taux des fausses alarmes et de donner des décisions exactes.

TABLE 4.2 – Illustration des paramètres discriminants pour chaque objet et indication de l'objet le plus similaire (cellules colorées).

	Homme 1-dos	Homme 1-face	Femme	homme 2	Valise 1 45°	Valise 1 côté	Valise 1 face	Pyramide 45°	Pyramide face	Valise 2 45°	Valise 2 face	Valise 2 côté
Homme 1 - dos	0	0.037	0.045	0.07	0.044	0.079	0.044	0.047	0.089	0.066	0.091	0.065
Homme 1 - face	0.035	0	0.038	0.079	0.056	0.061	0.073	0.056	0.088	0.1	0.099	0.13
Femme	0.045	0.034	0	0.051	0.039	0.074	0.089	0.041	0.063	0.092	0.098	0.063
homme 2	0.05	0.036	0.023	0	0.052	0.035	0.047	0.024	0.041	0.046	0.038	0.044
Valise 1 - 45°	0.1164	0.1528	0.1235	0.1536	0	0.0698	0.0471	0.2521	0.1852	0.1322	0.2318	0.2444
Valise 1 côté	0.1506	0.1422	0.1923	0.1265	0.0688	0	0.1146	0.1526	0.1543	0.1651	0.998	0.2272
Valise 1 face	0.1886	0.1602	0.2045	0.2259	0.0688	0.1699	0	0.1740	0.1817	0.16.48	0.2523	0.2827
Pyramide - 45°	0.1045	0.0604	0.1374	0.1328	0.1527	0.1238	0.1473	0	0.0346	0.0.882	0.1276	0.1262
Pyramide face	0.0872	0.0618	0.2181	0.1829	0.1341	0.0973	0.1060	0.0531	0	0.1247	0.1015	0.0440
Valise 2 - 45°	0.1375	0.09	0.2313	0.2294	0.2522	0.2468	0.1048	0.110	0.1011	0	0.1523	0.0868
Valise 2 côté	0.1554	0.1918	0.266	0.249	0.334	0.325	0.117	0.255	0.0578	0.1406	0.069	0
Valise 2 face	0.1258	0.898	0.2015	0.1667	0.2565	0.346	0.1104	0.2217	0.1146	0.2122	0	0.0593



---

# Conclusion générale et perspectives

---

L'étude présentée dans ce mémoire concerne le développement d'un système de détection et de discrimination d'objets chutant sur les voies ferroviaires fondé sur une technique de radar ultra large bande. L'objectif principal de ce travail est d'étudier les différents sous-ensembles radiofréquence et traitement du signal de ce dispositif et de les optimiser afin d'aboutir à la validation de la faisabilité d'un système complet.

Après une introduction générale, le chapitre 1 a proposé une synthèse bibliographique sur le thème du radar. Les techniques classiques sont présentées (radar à impulsions, à corrélation et radar à modulation de fréquence). Des configurations de radar pouvant être étendues au cadre de notre application ont été également identifiées. Nous avons ensuite décrit le système radar particulier déployé dans le cadre de l'application ferroviaire. Nous avons choisi une technique ultra large bande pour cette application particulière car elle nous apparaît particulièrement propice à la discrimination des cibles que le système est amené à détecter. La technologie ULB, l'état de la réglementation et les amendements délivrés par les différents organismes de régulations aux niveaux européen et mondial ont de ce fait constitué la suite de ce chapitre. Pour le conclure, nous nous sommes focalisés sur différentes applications de radar ULB présentant des similarités avec notre application.

Dans le chapitre 2 nous avons introduit les différents concepts nécessaires à la caractérisation d'une cible radar à partir de ses coefficients naturels de résonance. Dans un premier temps, nous avons explicité la procédure R/IAO (Reconnaissance/Identification Automatique d'obstacles). Ensuite, un passage en revue de la méthode SEM a été présenté ainsi qu'un état de l'art sur les méthodes d'extraction dans le domaine fréquentiel et le domaine temporel. L'accent a été mis sur une méthode d'extraction dans le domaine temporel permettant d'estimer les CNR directement à partir de la réponse en temps de retard de la cible. Plusieurs publications montrent que la méthode de Pencil est plus efficace en termes de calcul et plus robuste à la présence du bruit additif que les méthodes polynomiales, en particulier la méthode de Prony. Nous la sélectionnons donc a priori. La suite de ce chapitre analyse la ligne de transmission la plus adaptée à transporter les impulsions ultra large bande. Une étude comparative de plusieurs types de lignes de transmissions utilisées dans le domaine haute-fréquence a été menée. Trois types de lignes ont été considérées : la ligne microstrip, la ligne coplanaire et le guide d'onde métallique de section rectangulaire pour leurs capacités à s'intégrer aisément le long d'un quai. Ayant un niveau de pertes minimal par rapport aux autres lignes étudiées, le guide a été sélectionné. Puis, nous nous sommes intéressés à la possibilité de rendre rayonnante cette structure de loin en loin en pratiquant des ouvertures sur une face du guide. Quelques éléments liés au fonctionnement du guide en mode fondamental ( $TE_{01}$ ) ont été rappelés. Pour terminer ce chapitre, une modélisation numérique permet d'obtenir et de montrer les propriétés de rayonnement d'une fente transversale et d'une fente longitudinale pratiquée sur une grande face du guide.

Dans le chapitre 3, nous avons mené une étude d'optimisation portant sur les différentes parties de notre système de détection. Dans un premier temps, nous avons obtenu qu'une bande de fréquence

se situant entre 3.9 et 5.4 GHz s'avère efficace afin de favoriser les cibles particulières (individus, valises, poussettes...) que le système sera amené à détecter puis à discriminer. Un guide d'onde utilisé dans cette gamme de fréquence présente un encombrement acceptable ainsi qu'une atténuation longitudinale très faible pour la portée de quelques dizaines de mètres de long mise en œuvre. Le guide permet également, en mode fondamental, une bande passante de quelques centaines de MHz, ultra large bande, souhaitée. A partir de ce point, nous nous sommes attachés à établir une procédure permettant d'optimiser, le long de cette ligne de transmission, des discontinuités rayonnantes périodiques. Chacune de ces discontinuités est considérée tel un radar monostatique indépendant, l'énergie associée à l'impulsion ayant quitté la discontinuité précédente avant d'atteindre la suivante. La procédure d'optimisation du guide d'onde à fentes utilisant soit des fentes pratiquées transversalement, soit des fentes pratiquées longitudinalement et décalées d'un offset latéral, est décrite et ses résultats sont présentés. En considérant une bande de fréquence limitée, nous obtenons que ce rayonnement est quasi constant et nous avons fourni le diagramme de rayonnement propre à chaque fente, image de la zone de détection de ce radar élémentaire. Nous avons ensuite mené par simulation le traitement des signaux reçus. Après l'avoir validée sur un exemple didactique, la méthode TLS-MPM (Total Least Square-Matrix of Pencil Method) a été comparée à la méthode de Prony et à celle de Kumareson et Tufts. TLS-Pencil s'avère la plus performante dans le cas des données calculées en prenant en compte un environnement de propagation simulé ou, par la suite, mesuré et fait preuve d'immunité face à la présence d'un bruit additif. Une fois que le générateur, la ligne de transmission et le traitement ont été optimisés et validés, nous avons sélectionné un ensemble d'objets susceptibles de chuter sur les voies de circulation et de déclencher une alarme. Ces objets ont été modélisés sous un simulateur électromagnétique pour les analyser temporellement. Les réponses impulsionnelles ont été déterminées puis déconvoluées des réponses correspondantes obtenues en mode statique. Ces réponses sont ensuite filtrées pour éliminer les composantes hautes fréquences bruitées, ce qui permet de réduire le nombre de pôles erronés. Ensuite, l'algorithme d'extraction des résonances est appliqué sur la réponse déconvoluée et filtrée pour chaque objet. Les pôles de résonance résultants sont comparés aux pôles du même objet illuminé avec un angle d'incidence différent. Les pôles physiques possèdent un homologue dans les deux cas de figure, les pôles mathématiques sont ainsi identifiés et éliminés. Finalement, après avoir évalué différentes méthodes, nous avons présenté la méthode de discrimination sélectionnée servant à identifier un objet parmi un groupe d'objets. Une bibliothèque d'objets a été constituée regroupant des objets susceptibles d'exister dans un environnement ferroviaire. La méthode de discrimination retenue se base sur la comparaison des cartographies illustrant les pôles de résonance dans le plan complexe. Elle consiste à faire correspondre chaque point (pôle) de la cartographie « test » à son correspondant (homologue) dans la cartographie de chaque objet stocké dans la bibliothèque. Le paramètre discriminant consiste à calculer la moyenne normalisée des distances euclidiennes entre les homologues. Les résultats montrent que notre système est capable de différencier efficacement différentes catégories d'obstacles.

Le chapitre 4, présente le volet expérimental de ce travail de thèse. Des résultats expérimentaux, obtenus dans un environnement de chambre anéchoïque en régime impulsionnel puis en régime sinusoïdal ont été présentés. En régime impulsionnel, le système de détection et d'identification/discrimination a été étudié dans le cas d'une configuration bistatique. Une efficacité satisfaisante de notre méthode de discrimination a été obtenue. En absence de données relatives à d'autres corps humains, nous obtenons une ressemblance entre un corps humain et une bonbonne d'eau. La méthode mise en œuvre fait preuve également d'une capacité à identifier les obstacles ayant les mêmes formes mais des tailles différentes (cas d'un ballon métallisé et d'une boule de pétanque). En régime sinusoïdal nous avons considéré cette fois un radar monostatique comprenant un guide d'onde, deux

types de fente rayonnante et la méthode de discrimination précédente. Dans ce régime, la méthode de discrimination a aussi montré une bonne capacité à discriminer les corps humains parmi des obstacles de différents types. En d'autres termes, lorsqu'un corps humain est pris comme un objet test, il est nettement identifié similaire à d'autres corps humains et non pas similaire aux autres obstacles de la bibliothèque de cibles disponibles. Nous espérons qu'un faible taux d'alarme pourra de ce fait être obtenu dans une exploitation à venir.

A l'issue de ces trois années de travail de thèse, bien que l'objectif principal de démonstration de faisabilité du système semble être atteint, de nombreuses perspectives de recherche à court terme s'ouvrent actuellement afin de poursuivre ces efforts. Dans le but de limiter le taux de fausses alarmes, un travail plus précis pourrait être mené sur la SER des corps humains à partir de modèles plus précis que ceux utilisés dans la phase d'optimisation de la bande de fréquence. L'optimisation de la structure rayonnante pourrait intégrer des éléments rayonnants plus large bande que les fentes. L'utilisation de formes plus complexes que la fente allongée de section rectangulaire devrait permettre ce point. En ce qui concerne la méthode de traitement, une optimisation du filtrage pourrait encore intervenir, afin de filtrer adaptativement les signaux associés aux différents obstacles rencontrés. D'autres paramètres de discrimination pourraient encore être évalués séparément ou en complément à celui sélectionné jusqu'ici pour ses performances. Enfin en termes d'applications à long terme, cette technique particulière appliquée à la surveillance d'une interface quai-voie pourrait être étendue à d'autres champs d'application industriels et économiques, par exemple la détection des liquides dans les valises des voyageurs aux aéroports et la détection/discrimination des intrusions dans un couloir, une galerie, ...



---

# Annexes

---

## A.1 Méthode de TLS-Prony

La méthode de Prony est une des premières méthodes à utiliser l'approximation d'une fonction par une somme d'exponentielles amorties (SEM). L'algorithme de Prony est basé sur le fait que l'information contenue dans la réponse impulsionnelle (A.1) permet de déterminer les pôles et les résidus qui lui sont associés.

$$y_{r,k} = \sum_{i=1}^M A_i z_i^k \quad k = 1, \dots, N \quad (\text{A.1})$$

Sous forme matricielle, l'équation (A.1) devient :

$$\begin{bmatrix} y_{r,1} \\ y_{r,2} \\ \vdots \\ y_{r,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_1^{(N-1)} & z_2^{(N-1)} & \dots & z_M^{(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Le système d'équations (A.1) et (A.2) correspond à un système non linéaire. Prony a rendu ce problème linéaire en reconnaissant que ce système est aussi une solution d'une équation différentielle linéaire à coefficients constants, associée à un polynôme caractéristique  $p(z)$  dont les racines sont les  $z_i$ . La méthode de Prony permet de séparer le calcul de  $z_i$  de celui de  $A_i$ . Les équations (A.1) et (A.2) forment ensuite un système linéaire où les seules inconnues sont les  $A_i$ .

Le noyau de cette méthode est l'utilisation des moindres carrées couplée à la décomposition en valeurs singulières (SVD). L'utilisation de la SVD permet de réduire le bruit dans les données et d'estimer les paramètres avec précision [169, 134, 118]. En plus de l'utilisation de la SVD, une borne supérieure  $L$  de l'ordre du modèle est fixée. Ce paramètre est utilisé de la même manière que le paramètre de pencil [149].

Les  $z_i$  sont estimés en introduisant le polynôme

$$p(z) = z^L + a_1 z^{L-1} + \dots + a_L \quad (\text{A.3})$$

d'ordre égal à  $L$ , et ses racines correspondent aux pôles  $z_i$ . De ces  $L$  racines, seulement  $M$  correspondent aux vrais pôles de résonance de (A.1), et les  $L - M$  racines correspondent aux pôles erronés. Les coefficients de ce polynôme sont estimés en construisant un système d'équations linéaire de prédiction régressive qui exprime les coefficients de  $p(z)$  en fonction des données (A.1) :

$$\sum_{q=0}^L a_q y_{r,k_q} = 0 \quad L+1 \leq k \leq 2L \quad \text{et} \quad a_0 = 1 \quad (\text{A.4})$$

Ou encore :

$$y_{r,k} = \sum_{q=1}^L a_q y_{r,k_q} \quad (\text{A.5})$$

Sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{bmatrix} y_{r,M+1} & y_{r,M} & \dots & y_{r,1} \\ y_{r,M+2} & y_{r,M+1} & \dots & y_{r,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{r,N-1} & y_{r,N-2} & \dots & y_{r,N-M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A.6})$$

ou

$$[Y] \hat{A}_L = 0 \quad (\text{A.7})$$

Ce système est résolu au sens des moindres carrés [134] couplés à la SVD. La SVD de  $[Y]$  est formée :

$$[Y] = [U][\Sigma][V]^T \quad (\text{A.8})$$

où  $[U]$  et  $[V]$  sont des matrices unitaires, et  $[\Sigma]$  est une matrice diagonale donnée par :

$$[\Sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \sigma_J \end{bmatrix}_{(N-L-1) \times (L+1)} \quad \sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_J \quad (\text{A.9})$$

où  $J = \min(N - L - 1, L + 1)$ . Les données sont en général entachées de bruit, même si on parle des données issues des simulations numériques, le bruit dans ce cas correspond aux imprécisions de calcul. Pour réduire l'effet du bruit et des imprécisions de calcul,  $[\Sigma]$  est remplacé par :

$$[\Sigma'] = \begin{bmatrix} \sigma_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \sigma_M \\ & & & 0 \end{bmatrix}_{(N-L-1) \times (L+1)} \quad (\text{A.10})$$

En pratique  $M$  n'est pas connu *a priori*, nous utilisons (2.26) pour l'estimer.

Une fois le vecteur  $\hat{A}_L$  déterminé en résolvant :

$$[U][\Sigma'][V]^T \hat{A}_L = 0 \quad (\text{A.11})$$

au sens des moindres carrés [134], les racines  $z_i$  de  $p(z)$  sont obtenues par une simple technique de recherche des racines des polynômes.

Les résidus  $A_i$  sont calculés comme étant la solution ordinaire du problème des moindres carrés de (A.2). Ainsi,

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} = (\hat{P}^T \hat{P})^{-1} \hat{P}^T \hat{y}_r \quad (\text{A.12})$$

où

$$\hat{P} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_1^{(N-1)} & z_2^{(N-1)} & \dots & z_M^{(N-1)} \end{bmatrix}$$

$$\hat{y}_r = \begin{bmatrix} y_{r,1} \\ y_{r,2} \\ \vdots \\ y_{r,M} \end{bmatrix}$$

## A.2 Méthode de Kumaresan et Tufts

L'algorithme de Kumaresan et Tuft (KT) améliore la performance de l'estimation quand il est appliqué à un signal avec un faible SNR et se compare souvent très favorablement avec l'algorithme de Prony. Il utilise une prédiction linéaire régressive ainsi que l'approximation des matrices de données

de faible rang basée sur la SVD. Dans le cadre de notre application, l'algorithme de KT est appliqué à la réponse impulsionnelle en temps retardé. Les équations de prédiction linéaire régressive pour la séquence des données sont fournies par :

$$\begin{bmatrix} y_{r,1} & y_{r,2} & \cdots & y_{r,L} \\ y_{r,2} & y_{r,3} & \cdots & y_{r,L+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{r,N-L} & y_{r,N-L-1} & \cdots & y_{r,N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_M \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} y_{r,0} \\ y_{r,1} \\ \vdots \\ y_{r,N-L-1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

or, de manière équivalente :

$$[A]\hat{c} = -\hat{h} \quad (\text{A.14})$$

Où,  $[A]$  est la matrice des données régressives de dimension  $(N - L) \times (L)$ ,  $\hat{c}$  est le vecteur coefficient du filtre de prédiction linéaire. L'équation (A.14) peut être présentée différemment de la manière suivante :

$$[A]'\hat{c}' = 0 \quad (\text{A.15})$$

avec  $[A]' = (\hat{h}|[A])$  et  $\hat{c}' = (1, \text{vecc}^T)^T$ , où  $\hat{c}'$  est l'erreur de prédiction linéaire, « T » représente la transposée d'une matrice. Si les données sont non-bruitées, alors le polynôme caractérisant l'erreur de prédiction :

$$1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \cdots + c_Lz^{-L} = 0 \quad (\text{A.16})$$

a  $e^{-sk}$  comme racines pour  $k = 1, 2, \dots, N$ , ce qui permet de choisir l'ordre de l'équation de prédiction linéaire régressive  $L$  tel que  $M \leq L \leq N - M$ . Ces  $M$  zéros sont les zéros du signal et se situent à l'extérieur du cercle unité puisque les données sont utilisées dans l'ordre inverse pour calculer  $\hat{c}'$  dans (A.15). Si  $L > M$ , le polynôme  $B(z)$  (A.16) a  $L - M$  zéros additionnels et (A.13) ne possède pas une solution unique (le rang de  $[A]$  est  $M < L$ ). La solution de cette équation correspond à une solution au sens des moindres carrés. Dans ce cas, il est possible d'identifier les  $M$  zéros du signal qui se trouvent à l'extérieur du cercle d'unité. Il est montré dans [169] qu'il est judicieux d'augmenter  $L$  pour améliorer la précision de l'estimation des pôles. En présence d'un bruit additif, la solution au sens des moindres carrés devient mal-conditionnée et introduit des perturbations considérables au vecteur-solution  $\hat{c}'$ . Pour résoudre ce problème, KT utilise la SVD (de  $A$ ) pour augmenter a priori le SNR dans les données et obtenir le vecteur-solution  $\hat{c}$ . La SVD de la matrice  $[A]$  est donnée par :

$$[Y] = [U] \begin{bmatrix} \Sigma \\ 0 \end{bmatrix} [V]^T \quad (\text{A.17})$$

où  $[U]$  est une matrice de dimension  $(N - L) \times (N - L)$  des vecteurs singuliers à gauche,  $[V]$  est une matrice de dimension  $L \times L$  des vecteurs singuliers à droite et  $\Sigma$  est la matrice des valeurs singulières  $\sigma_i$ , T dénote la transposée conjuguée. Si les données sont non bruitées, alors le rang de la matrice  $A$  est  $M$  et seulement  $N$  valeurs singulières ne sont pas nulles. En présence de bruit, la matrice  $A$  est singulière, i.e., le rang de  $A$  est inférieur à  $M$ . Par conséquent, l'algorithme KT utilise l'approximation du rang  $N$  optimale obtenue en fixant les  $L - N$  plus petites valeurs singulières à zéros. La solution  $\hat{c}$  est calculée par :

$$c = - \sum_{k=1}^M \alpha_k^{-1} v_k u_k^T h \quad (\text{A.18})$$

où  $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M\}$  sont les  $M$  plus grandes valeurs singulières de  $[A]$ ,  $\{u_1, u_2, \dots, u_M\}$  correspondent aux vecteurs singuliers à gauche,  $\{v_1, v_2, \dots, v_M\}$  correspondent aux vecteurs singuliers à droite. Une fois que les pôles sont calculés (racines polynôme  $B(z)$  de coefficients  $c_i$ ), les résidus sont obtenus par

une approche des moindres carrés linéaires qui implique une minimisation de la somme de l'erreur quadratique suivante :

$$E = \sum_{n=1}^N \left| y(n) - \sum_{k=1}^M A_k e^{s_k n} \right| \quad (\text{A.19})$$

### A.3 Bibliothèque de pôles de résonance issue des simulations

Dans cette section d'annexe nous présentons les CNR des objets cités dans la section (3.5.2). Pour chaque objet, son incorporation dans la scène de simulation, sa réponse impulsionnelle et sa réponse retardée, le spectre filtré de la réponse retardée et les CNR sont présentés successivement.

#### A.3.1 Adulte en PEC de taille 1.8 m

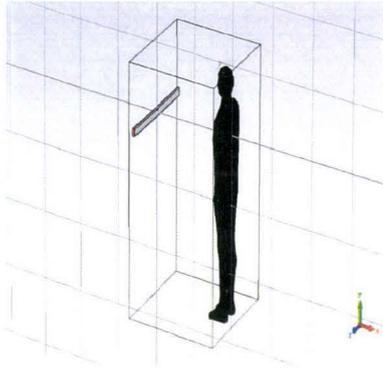


FIGURE A.1 – Modèle numérique de l'adulte incorporé dans la scène de simulation.

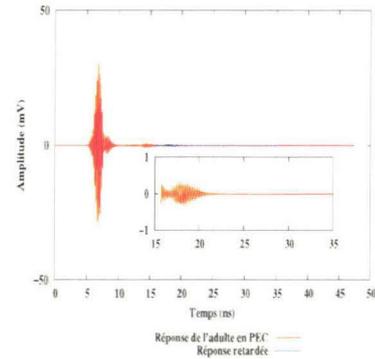


FIGURE A.2 – Réponse impulsionnelle de l'adulte avec un zoom sur le signal retardé.

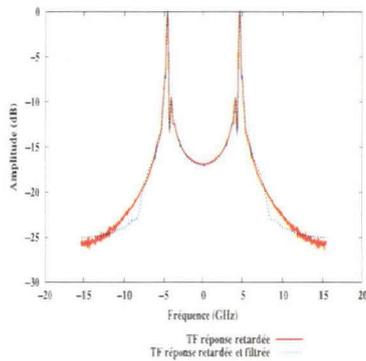


FIGURE A.3 – Elimination des composantes bruitées hautes fréquences.

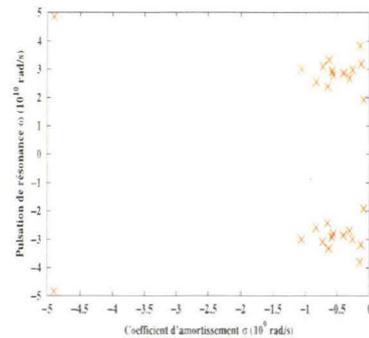


FIGURE A.4 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'adulte.

### A.3.2 Adolescent en muscle de taille 1.2 m

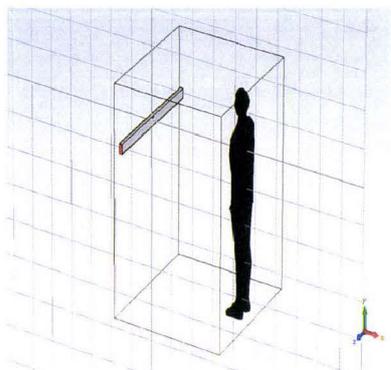


FIGURE A.5 – Modèle numérique de l'adolescent en muscle incorporé dans la scène de simulation.

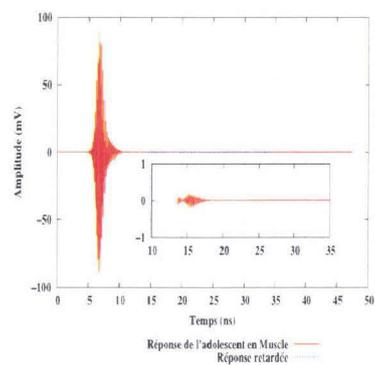


FIGURE A.6 – Réponse impulsionnelle de l'adolescent en muscle avec un zoom sur le signal retardé.

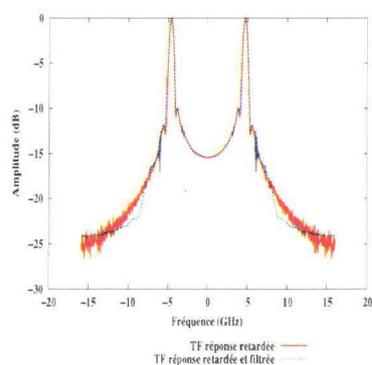


FIGURE A.7 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

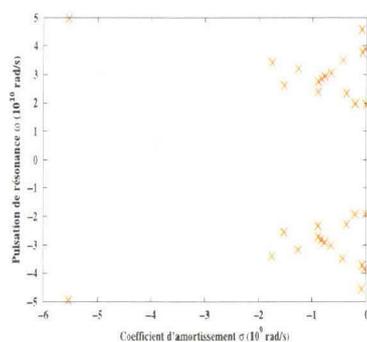


FIGURE A.8 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'adolescent en muscle.

### A.3.3 Enfant en PEC de taille 0.5 m

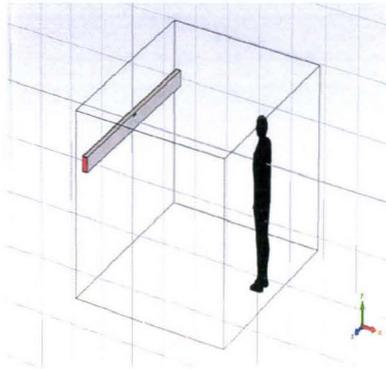


FIGURE A.9 – Modèle numérique de l'enfant incorporé dans la scène de simulation.

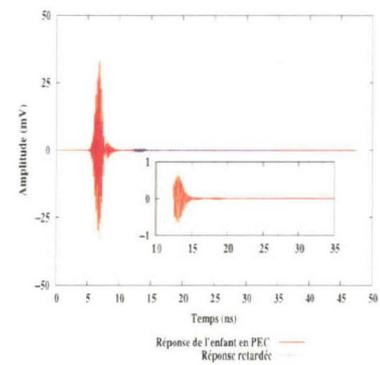


FIGURE A.10 – Réponse impulsionnelle de l'enfant avec un zoom sur le signal retardé.

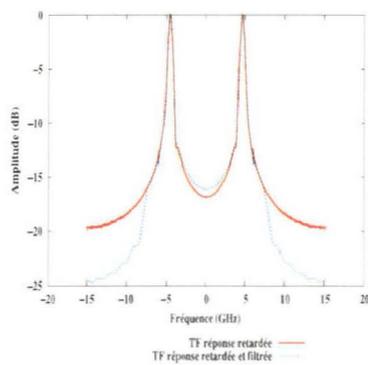


FIGURE A.11 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

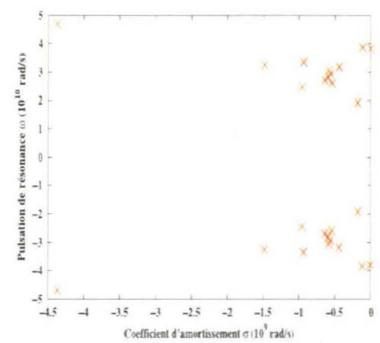


FIGURE A.12 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'enfant.

### A.3.4 Enfant en muscle de taille 0.5 m

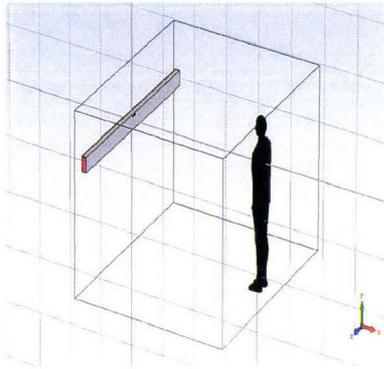


FIGURE A.13 – Modèle numérique de l'enfant en muscle incorporé dans la scène de simulation.

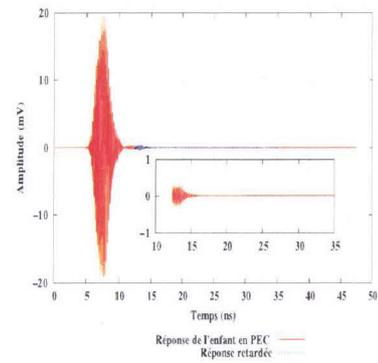


FIGURE A.14 – Réponse impulsionnelle de l'enfant en muscle avec un zoom sur le signal retardé.

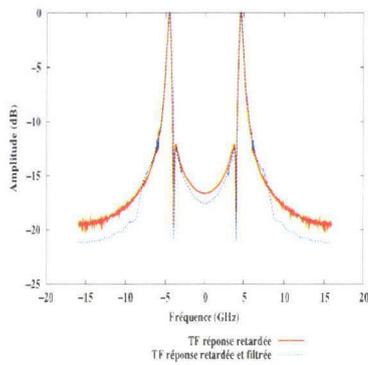


FIGURE A.15 – Elimination des composantes bruitées hautes fréquences.

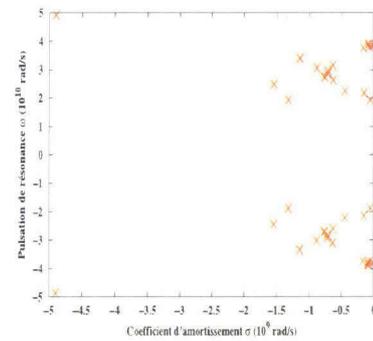


FIGURE A.16 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de l'enfant en muscle.

### A.3.5 Bouteille en plastique de volume 0.5 l remplie d'eau

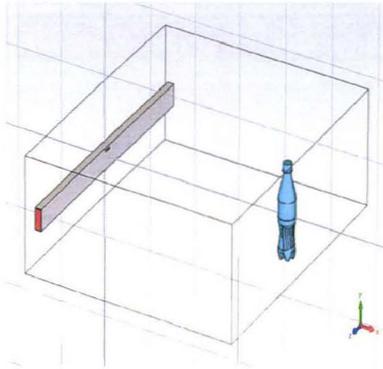


FIGURE A.17 – Modèle numérique de la bouteille d'eau 0.5 l incorporé dans la scène de simulation.

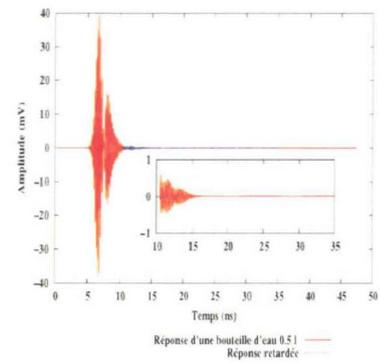


FIGURE A.18 – Réponse impulsionnelle de la bouteille d'eau 0.5 l avec un zoom sur le signal retardé.

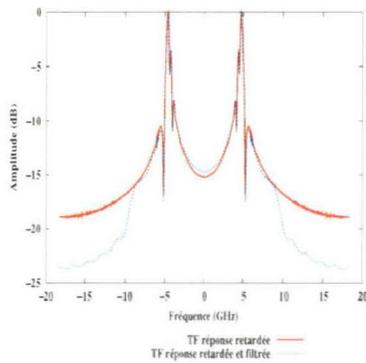


FIGURE A.19 – Elimination des composantes bruitées hautes fréquences.

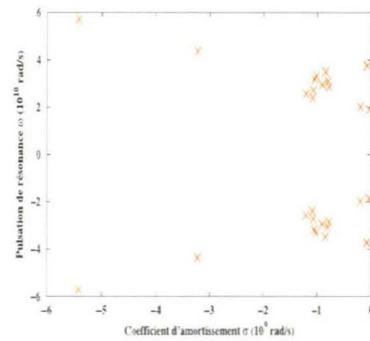


FIGURE A.20 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la bouteille d'eau 0.5 l.

### A.3.6 Cannette de soda modèle 1 en aluminium

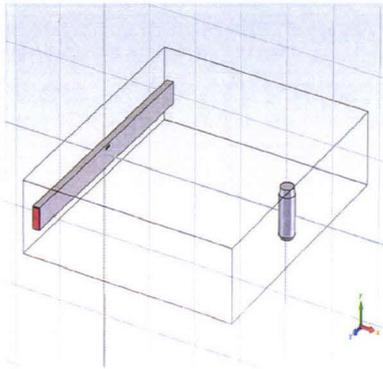


FIGURE A.21 – Modèle numérique de la cannette de soda 1 incorporé dans la scène de simulation.

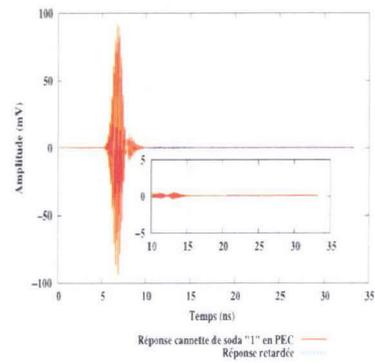


FIGURE A.22 – Réponse impulsionnelle de la cannette de soda 1 avec un zoom sur le signal retardé.

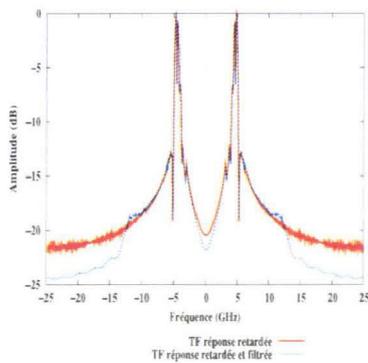


FIGURE A.23 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

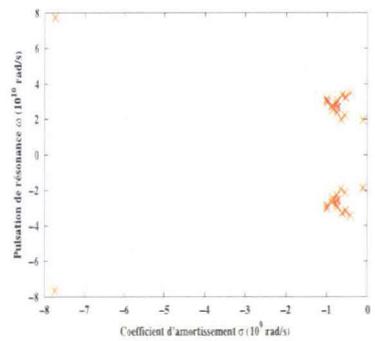


FIGURE A.24 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la cannette de soda 1.

### A.3.7 Canned soda model 2 of different size from the previous one

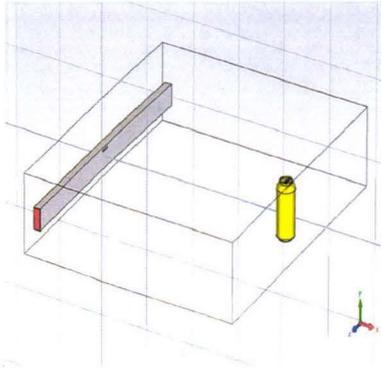


FIGURE A.25 – Modèle numérique de la canette de soda 2 incorporé dans la scène de simulation.

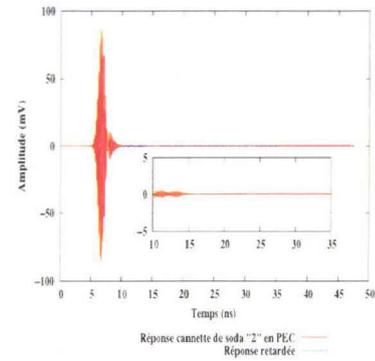


FIGURE A.26 – Réponse impulsionnelle de la canette de soda 2 avec un zoom sur le signal retardé.

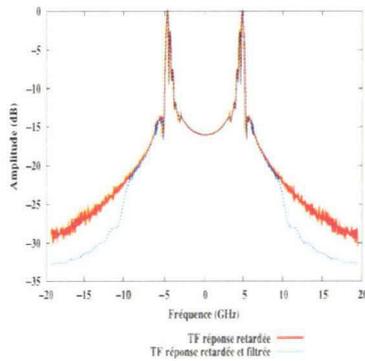


FIGURE A.27 – Elimination des composantes bruitées hautes fréquences.

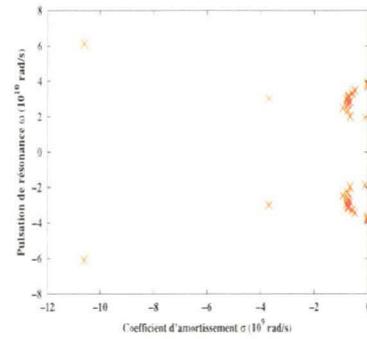


FIGURE A.28 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la canette de soda 2.

### A.3.8 Porte-document constitué en matière plastique avec quelque détails en aluminium

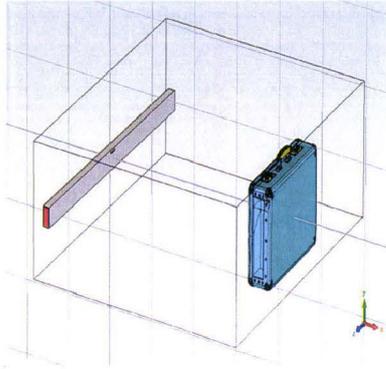


FIGURE A.29 – Modèle numérique du porte-document incorporé dans la scène de simulation.

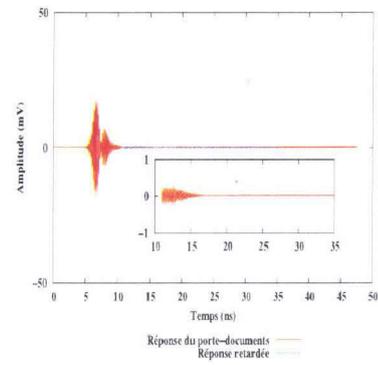


FIGURE A.30 – Réponse impulsionnelle du porte-document avec un zoom sur le signal retardé.

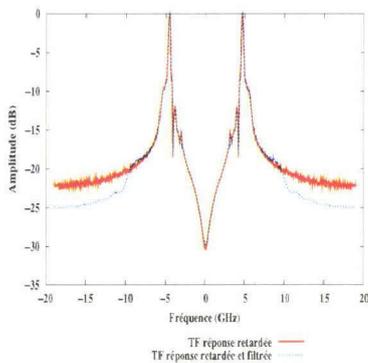


FIGURE A.31 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

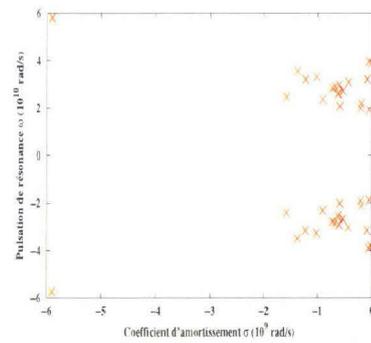


FIGURE A.32 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe du porte-document.

### A.3.9 Valise métallique en aluminium

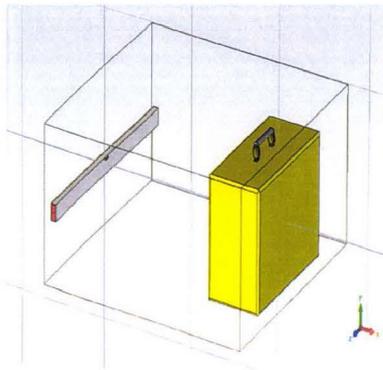


FIGURE A.33 – Modèle numérique de la valise métallique incorporé dans la scène de simulation.

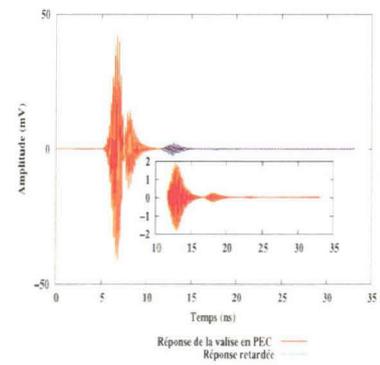


FIGURE A.34 – Réponse impulsionnelle de la valise métallique avec un zoom sur le signal retardé.

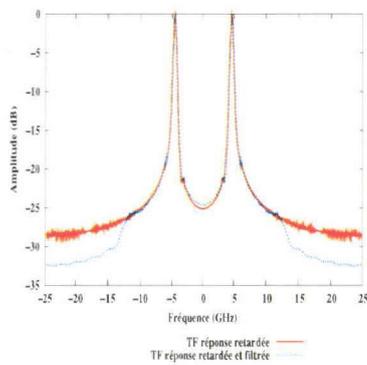


FIGURE A.35 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

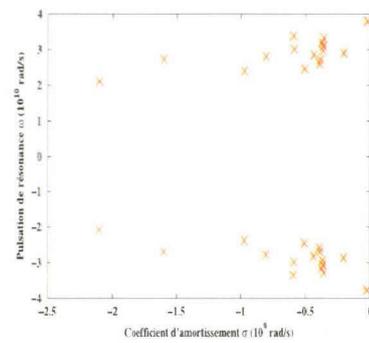


FIGURE A.36 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la valise métallique.

**A.3.10 Valise de voyage en plastique avec quelques détails en aluminium**

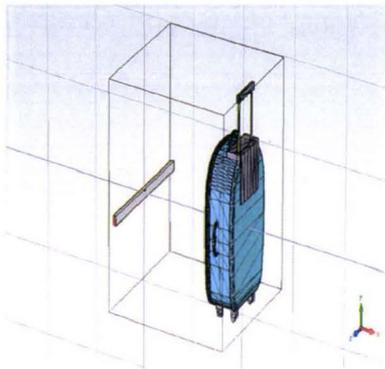


FIGURE A.37 – Modèle numérique de la valise de voyage incorporé dans la scène de simulation.

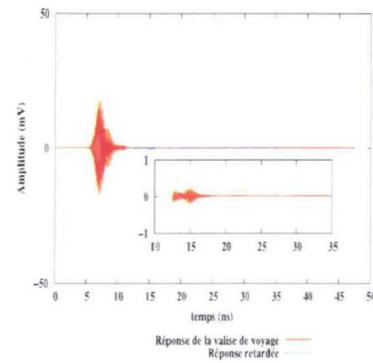


FIGURE A.38 – Réponse impulsionnelle de la valise de voyage avec un zoom sur le signal retardé.

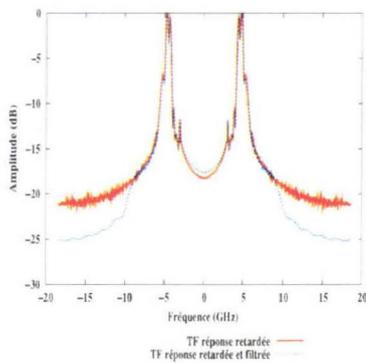


FIGURE A.39 – Élimination des composantes bruitées hautes fréquences.

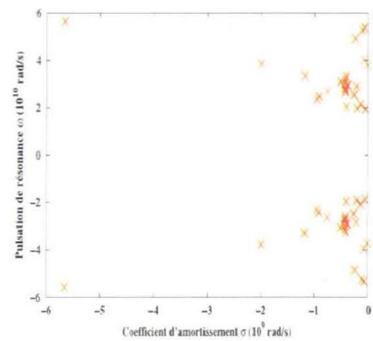


FIGURE A.40 – Cartographie des pôles de résonance dans le plan complexe de la valise de voyage.

## A.4 Bibliothèque de pôles de résonance issue des expérimentations

### A.4.1 Homme 1 vu de dos

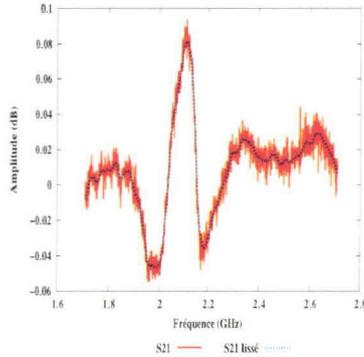


FIGURE A.41 – Réponse fréquentielle : homme 1 vu de dos.

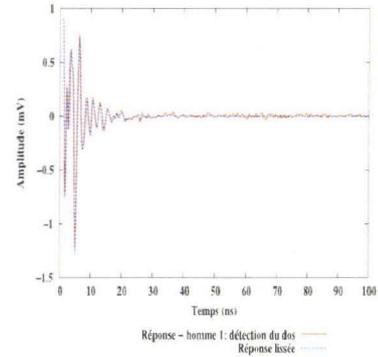


FIGURE A.42 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : homme 1 vu de dos.

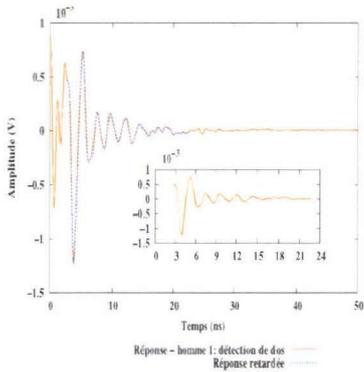


FIGURE A.43 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 1 vu de dos.

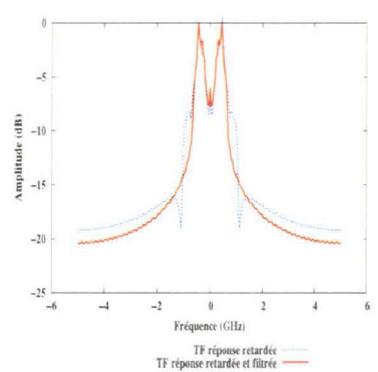


FIGURE A.44 – Élimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : homme 1 vu de dos.

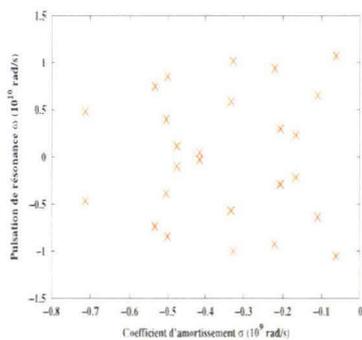


FIGURE A.45 – Cartographie des pôles de résonance : homme 1 vu de dos.

A.4.2 Femme

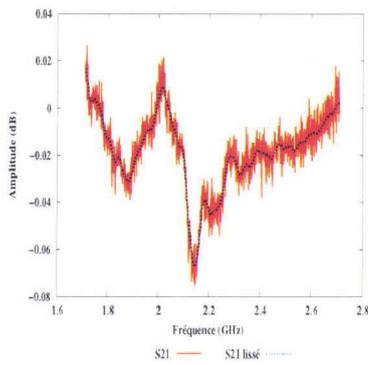


FIGURE A.46 – Réponse fréquentielle : femme.

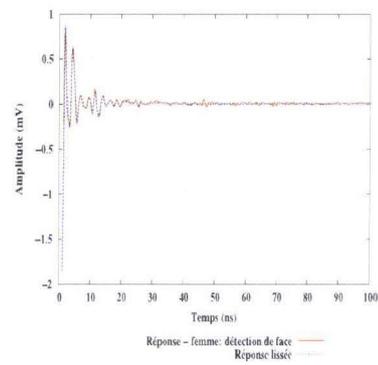


FIGURE A.47 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : femme.

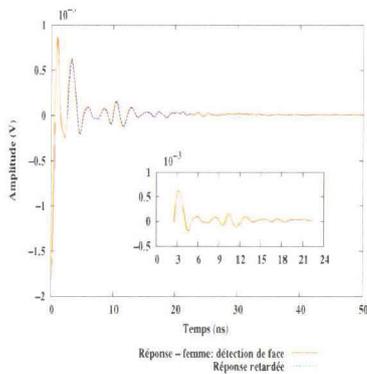


FIGURE A.48 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : femme.

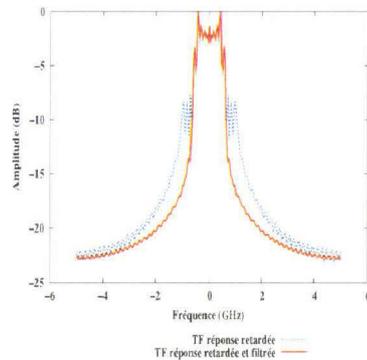


FIGURE A.49 – Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : femme.

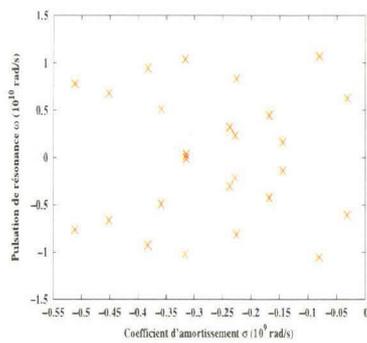


FIGURE A.50 – Cartographie des pôles de résonance : femme.

### A.4.3 Homme 2

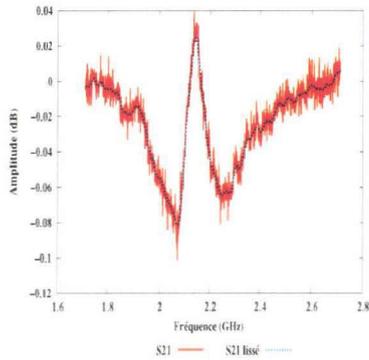


FIGURE A.51 – Réponse fréquentielle : homme 2 vue de face.

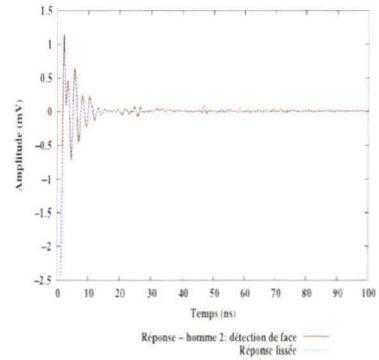


FIGURE A.52 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : homme 2 vue de face.

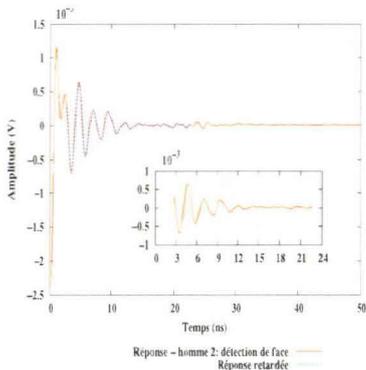


FIGURE A.53 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : homme 2 vue de face.

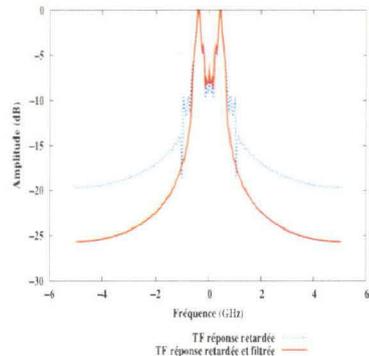


FIGURE A.54 – Élimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : homme 2 vue de face.

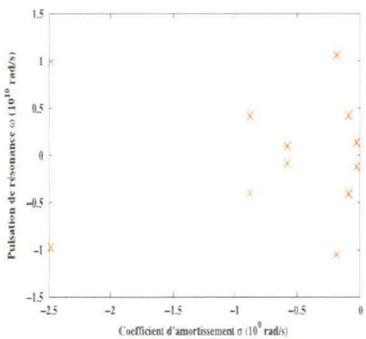


FIGURE A.55 – Cartographie des pôles de résonance : homme 2 vue de face.

### A.4.4 Valise 1 vue de face

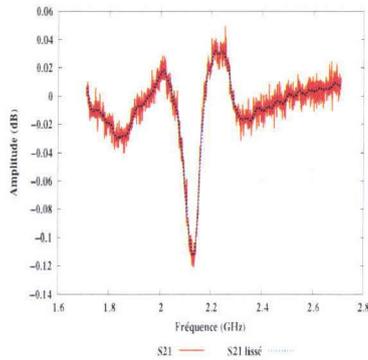


FIGURE A.56 – Réponse fréquentielle : valise 1 vue de face.

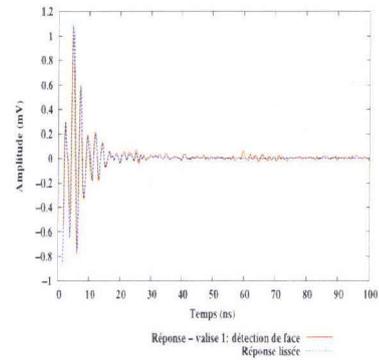


FIGURE A.57 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 1 vue de face.

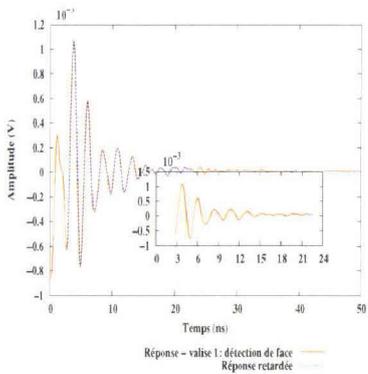


FIGURE A.58 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 1 vue de face.

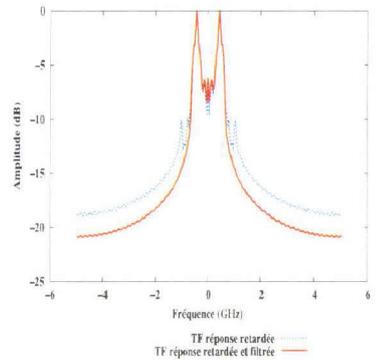


FIGURE A.59 – Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 1 vue de face.

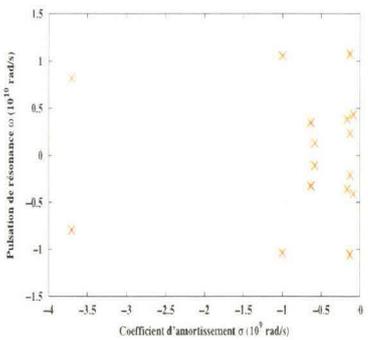


FIGURE A.60 – Cartographie des pôles de résonance : valise 1 vue de face.

A.4.5 Valise 1 vue à 45°

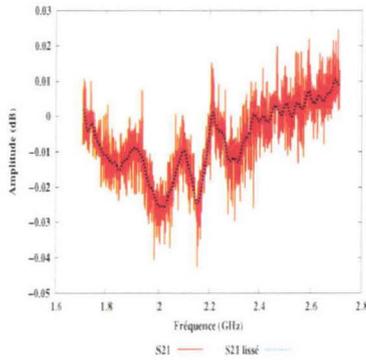


FIGURE A.61 – Réponse fréquentielle : valise 1 vue à 45°.

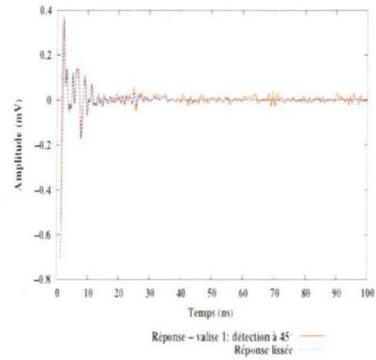


FIGURE A.62 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 1 vue à 45°.

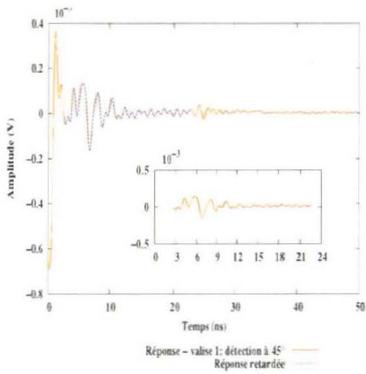


FIGURE A.63 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 1 vue à 45°.

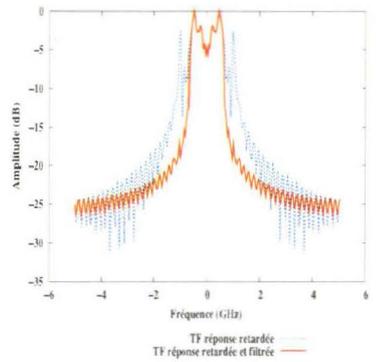


FIGURE A.64 – Élimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 1 vue à 45°.

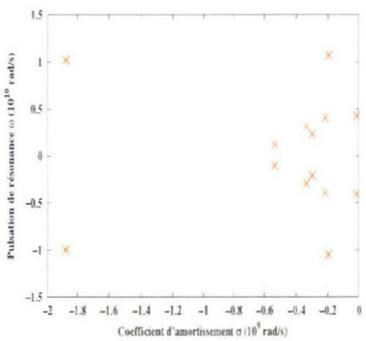


FIGURE A.65 – Cartographie des pôles de résonance : valise 1 vue à 45°.

### A.4.6 Pyramide vue à 45°

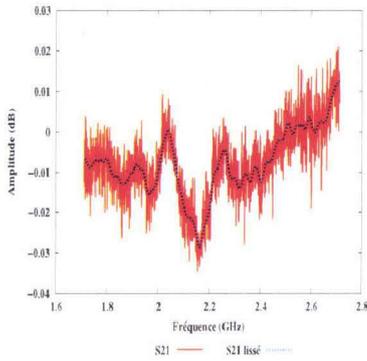


FIGURE A.66 – Réponse fréquentielle : pyramide vue à 45°.

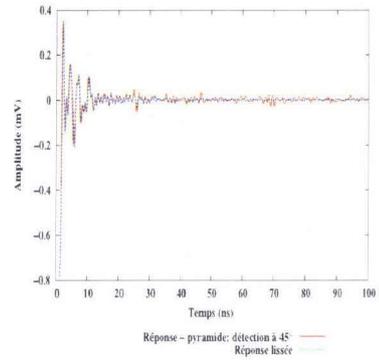


FIGURE A.67 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : pyramide vue à 45°.

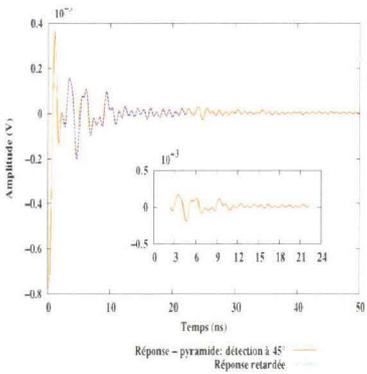


FIGURE A.68 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : pyramide vue à 45°.

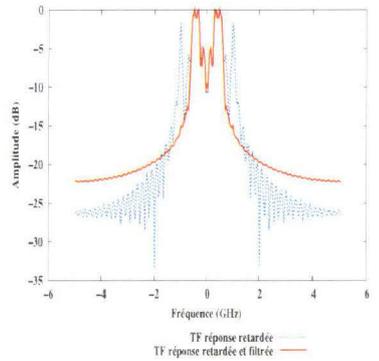


FIGURE A.69 – Élimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : pyramide vue à 45°.

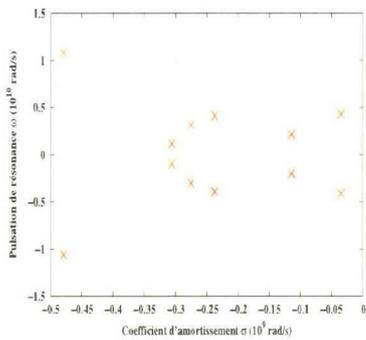


FIGURE A.70 – Cartographie des pôles de résonance : pyramide vue à 45°.

A.4.7 Valise 2 vue à 45°

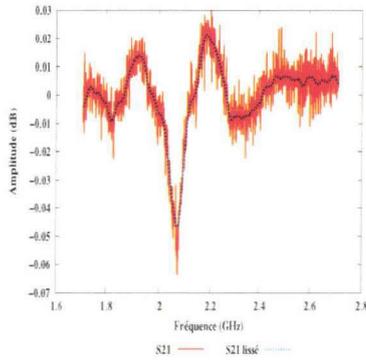


FIGURE A.71 – Réponse fréquentielle : valise 2 vue à 45°.

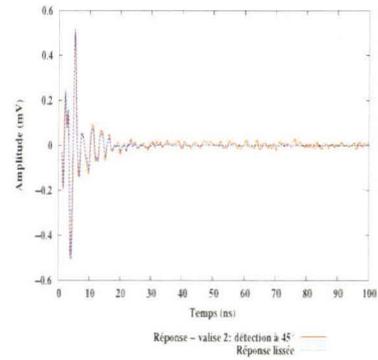


FIGURE A.72 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 2 vue à 45°.

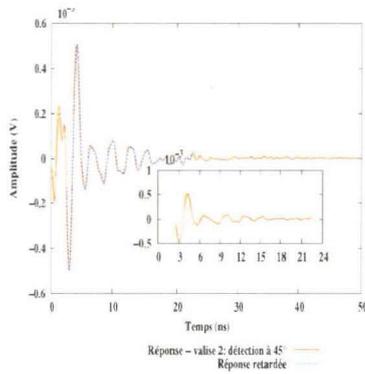


FIGURE A.73 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 2 vue à 45°.

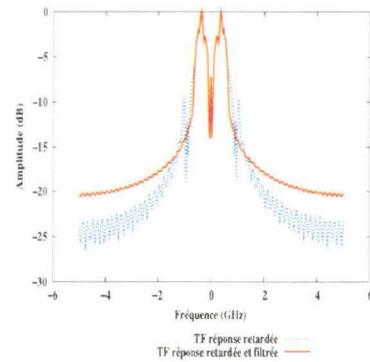


FIGURE A.74 – Élimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 2 vue à 45°.

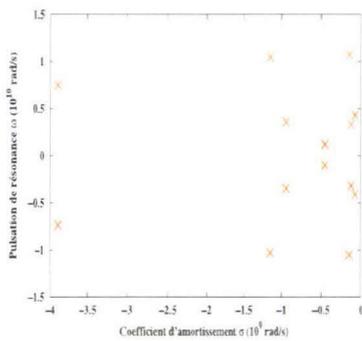


FIGURE A.75 – Cartographie des pôles de résonance : valise 2 vue à 45°.

### A.4.8 Valise 2 vue de côté

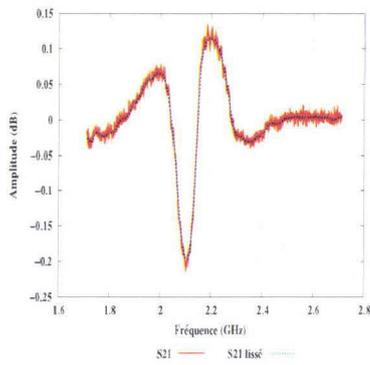


FIGURE A.76 – Réponse fréquentielle : valise 2 vue de côté.

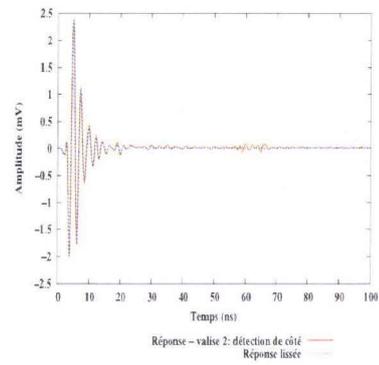


FIGURE A.77 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 2 vue de côté.

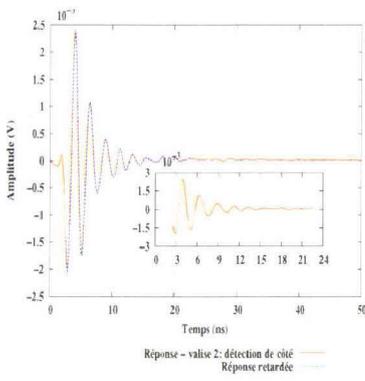


FIGURE A.78 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 2 vue de côté.

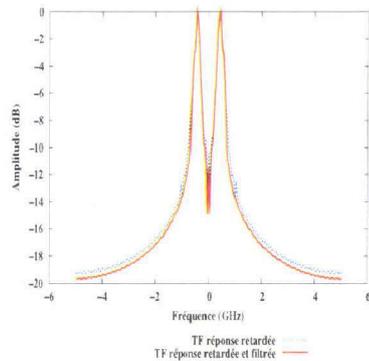


FIGURE A.79 – Elimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 2 vue de côté.

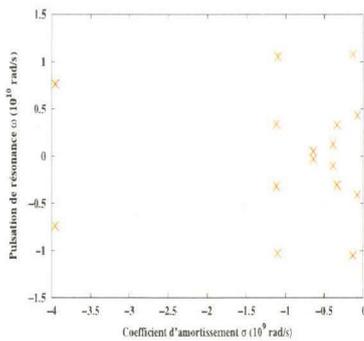


FIGURE A.80 – Cartographie des pôles de résonance : valise 2 vue de côté.

### A.4.9 Valise 2 vue de face

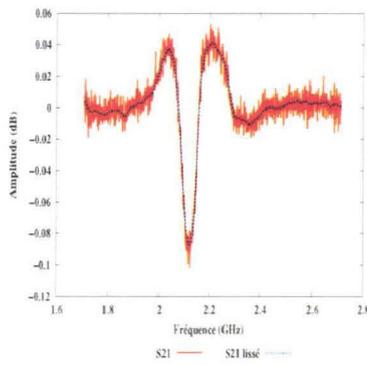


FIGURE A.81 – Réponse fréquentielle : valise 2 vue de face.

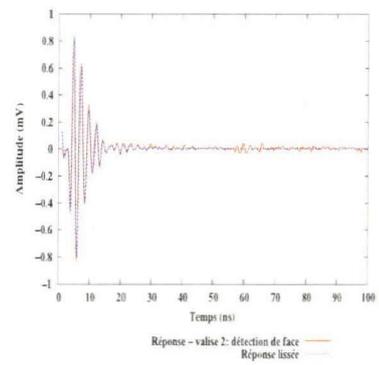


FIGURE A.82 – Effet de lissage sur la réponse impulsionnelle : valise 2 vue de face.

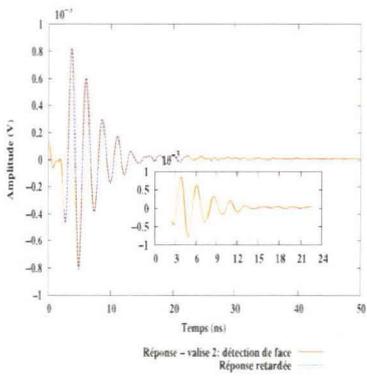


FIGURE A.83 – Réponse impulsionnelle et réponse retardée : valise 2 vue de face.

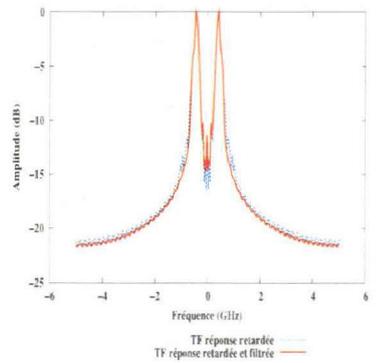


FIGURE A.84 – Élimination du bruit dans les composantes hautes fréquences : valise 2 vue de face.

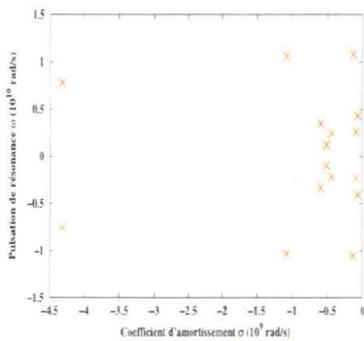


FIGURE A.85 – Cartographie des pôles de résonance : valise 2 vue de face.

---

---

# Bibliographie

---

---

- [1] R. Aiello and A. Batra. *Ultra Wideband Systems : Technologies And Applications*. Newnes, Oxford, 2006. (Cité page 14.)
- [2] D. Albanese and A. Klein. Pseudorandom code waveform design for cw radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, V.AES-15 :67–75, 1979. (Cité page 9.)
- [3] B. Allen, S. Ghorashi, and M. Ghavarm. A review of pulse design for impulse radio. *Proceeding of IEE Seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, pages 93–97, 2004. (Cité page 21.)
- [4] D. Andreuccetti, R. Fossi, and C. Petrucci. Calculation of the dielectric properties of human body tissues in the frequency range 10 hz-100 ghz. <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>. (Cité page 64.)
- [5] C. Balanis. *Advanced engineering electromagnetics*. figure 8-5, page : 369, 1989. (Cité page 50.)
- [6] C. A. Balanis, editor. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley, 1989. (Cité pages 37, 38, 43, 44, 48 et 49.)
- [7] T. Barrett. History of ultra wideband (uwb) radar & communications : pioneers and innovators. *Proc. Progress in Electromagnetics Symposium*, 2000. (Cité page 13.)
- [8] C. Baum. *Transient Electromagnetic Fields*, volume 10, chapter The singularity expansion method. Springer, Berlin / Heidelberg, January 1976. (Cité pages 32, 34, 39 et 74.)
- [9] C. Baum. Signature-based target identification and pattern recognition. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 36 :44–51, 1994. (Cité page 35.)
- [10] C. Baum and L. Carin. *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 3*. Plenum Press, New York, 1997. (Cité page 14.)
- [11] C. Baum, E. Rothwell, K. Chen, and D. Nyquist. The singularity expansion method and its applicatios to target identification. *Proceedings of the IEEE*, 79 :1481–1492, 1991. (Cité pages 32, 33 et 34.)
- [12] C. E. Baum, A. P. Stone, and J. S. Toy. *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 8*. Springer-Verlag, New York, 2007. (Cité page 14.)
- [13] M. D. Benedetto and G. Giancola. *Understanding ultra wide band radio fundamentals*. Prentice Hall Professional Technique Reference, New Jersey, 2004. (Cité page 14.)

- [14] C. Bennett and G. ROSS. Time-domain electromagnetics and its applications. *IEEE Proceedings*, 66 :299–318, 1978. (Cité page 13.)
- [15] H. Bertoni, L. Carin, and L. Felsen. *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 1*. Plenum Press, New York, 1993. (Cité page 14.)
- [16] D. Blanco, D. P. Ruiz, E. Alameda-Hernandez, and M. C. Carrion. Extinction pulses sunthesis for radar target discrimination using  $\beta$ -splinesn new pulse conditions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54 :1577–1585, 2006. (Cité page 33.)
- [17] M. V. Blaricum and R. Mittra. A technique for extracting the poles and residues of a system directly from its transient response. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23 :777–781, 1975. (Cité page 39.)
- [18] M. V. Blaricum and R. Mittra. Problems and solutions associated with prony’s method for processing transient data. *IEEE Transactions on Electromagnétic Comptability*, EMC-20< :174–182, 1978. (Cité pages 39 et 40.)
- [19] M. V. Blaricum and R. Mittra. Problems and solutions associated with prony’s method for processing transient data. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 26 :174–182, 1978. (Cité pages 39 et 40.)
- [20] M. V. Blaricum, L. Pearson, and R. Mittra. An efficient scheme for radar target recognition based on the complex naural resonances of the target. *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, 13 :416–419, 1975. (Cité page 33.)
- [21] J. Bowman. *Electromagnetic and acoustic scattering simple shape*. Taylor & Francis, 1988. (Cité page 63.)
- [22] L. Carin and L. Felsen. *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 2*. Plenum Press, New York, 1994. (Cité page 14.)
- [23] M. Carpentier. *Radar, bases modernes*. Masson, 6 edition, 1984. (Cité page 9.)
- [24] A. Carr, L. Guthbert, and A. Oliver. Digital signal processing for target detection in fmcw radar. *IEE proceeding on Communications, Radar and Signal Processing*, 128(5) :331–336, 1981. (Cité page 6.)
- [25] M. C. Carrion, A. Gallego, J. Porti, and D. P. Ruiz. Subsectional-polynomial e-pulse synthesis and application to radar target discrimination. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 41 :1204–1211, 1993. (Cité page 33.)
- [26] K. M. Chen, . Nyquist, E. Rothwell, L. Webb, and B. Drachman. Radar target discrimination by convolution of radar return with extinction-pulse and single-mode extraction signals. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34 :896–904, 1986. (Cité page 33.)
- [27] F. L. Chevalier. *Principles of Radar and Sonar Signal Processing*. Artech House, 2002. (Cité page 6.)
- [28] P. F. Combes, editor. *Micro-ondes : 1. Lignes, guides et cavités, cours et exercices*. DUNOD, 2006. (Cité pages 43, 44 et 45.)
- [29] B. Cooke. Sliding doors on platform edge. *The Railway Magazine (Westminster : Tothill Press)*, 1959. (Cité page 1.)

- [30] J. R. Copeland. Radar target classification by polarization properties. *Proceedings of the IRE*, 48 :1290–1296, 1960. (Cité page 30.)
- [31] F. D. Coulon. Théorie et traitement des signaux. In *Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique*. Dunod, 1984. (Cité page 9.)
- [32] J. Cresko and V. Yakovlev. A slotted waveguide applicator design for heating fluids. *Proc. of 9<sup>th</sup> Int. Conf. on Microwave and High Frequency Heating*, pages 317–320, 2003. (Cité page 54.)
- [33] N. Currie and C. Brown. *Principles and Applications of Millimeter-Wave Radar*. Artech House, 1987. (Cité page 8.)
- [34] J. Darricau. *Physique et théorie du radar*. Sodipe, 1981. (Cité page 63.)
- [35] B. Drachman and E. Rothwell. Addendum to a continuation method for identification of the natural frequencies of an object using a measured response. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34 :271–271, 1985. (Cité page 39.)
- [36] B. Drachman and E. Rothwell. A continuation method for identification of the natural frequencies of an object using a measured response. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33 :445–450, 1985. (Cité page 39.)
- [37] D. Dudley. Comments on sem and the parametric inverse problem. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33 :119–120, 1985. (Cité page 33.)
- [38] D. G. Dudley. Progress in identification of electromagnetic systems. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, pages 5–11, 1988. (Cité page 33.)
- [39] ECC. *ECC REPORT 64 - The protection requirements of radiocommunications systems below 10.6 GHz from generic UWB applications*, February 2005. (Cité page 17.)
- [40] ECC. *ECC/DEC/(06)04 : ECC Decision of 24 March 2006 amended 6 July 2007 at Costanta on the Harmonized conditions for devices using UWB technology in bands below 10.6 GHz*, 2006. (Cité page 17.)
- [41] ECC. *ECC/DEC/(06)12 : ECC Decision of 1 December 2006 on the harmonized conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology with Low Duty Cycle (LDC) in the frequency band 3.4-4.8 GHz*, 2006. (Cité page 17.)
- [42] ECC/DEC/(06)08. Ecc decision on the conditions for use of the radio spectrum by ground- and wall- probing radar (gpr/wpr) imaging systems. Technical report, ECC, December 2006. (Cité page 20.)
- [43] ECC/DEC/(07)01. Ecc decision on building material analysis (bma) devices using uwb technology. Technical report, ECC, March 2007. (Cité page 20.)
- [44] R. Elliott. *Antenna theory and design*. Englewood Cliffs, 1981. (Cité page 53.)
- [45] R. Elliott and L. Kurtz. The design of small slot array. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, AP-26 :214–219, 1978. (Cité page 53.)
- [46] F. S. et al. *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 9*. Springer-Verlag, New York, 2010. (Cité page 14.)

- [47] W. R. et al. Full-wave analysis of broad wall slots characteristics in rectangular waveguides. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 52(9) :2436–2444, 2004. (Cité page 54.)
- [48] FCC Part 15 : Radio frequency devices - Subpart F, 2007. (Cité page 20.)
- [49] Federal Communication Commission, Washington D.C., USA. *The first report and order regarding ultra-wideband transmission systems*, 2002. FCC 02-48, ET Docket No. 98-153. (Cité page 14.)
- [50] Federal Communication Commission, Washington D.C., USA. *Second report and order and second memorandum opinion and order*, 2004. FCC 04-285, ET Docket No. 98-153. (Cité page 14.)
- [51] FEKO. Logiciel de simulation électromagnétique. <http://www.feko.info>. (Cité page 64.)
- [52] L. Felsen. Progressing and oscillatory waves for hybrid synthesis of source excited propagation and diffraction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32, 1984. (Cité page 33.)
- [53] L. Felsen. Comments on early time sem. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33 :118–119, 1985. (Cité page 33.)
- [54] F. Fok and D. Moffatt. The k-pulse and the e-pulse. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35 :1325–1326, 1987. (Cité page 33.)
- [55] F. Fok, D. Moffatt, and W. Nan. K-pulse estimation from the impulse response of a target. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35 :926–933, 1987. (Cité page 33.)
- [56] A. Gallego, A. Medouri, and M. C. Carrion. Estimation of number of natural resonances of transient signal using e-pulse technique. *Electronics Letters*, 27 :2253–2256, 1991. (Cité page 40.)
- [57] A. Gallego, D. P. Ruiz, and M. C. Carrion. Radar target discrimination using a hybrid e-pulse fourth-order moments technique. *IEE proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, 144 :355–360, 1997. (Cité page 33.)
- [58] I. Gerst and J. Diamond. The elimination of intersymbol interference by input signal shaping. *Proceedings of the IRE*, 49 :1195–1203, 1961. (Cité page 33.)
- [59] M. Ghavami, L. Michael, and R. Kohno. *UWB theory and applications*. Wiley & Sons, Ltd, Chichester, 2004. (Cité page 14.)
- [60] M. Ghavami, L. Micheal, and R. Kohno. Effect of timing jitter on hermite function based orthogonal pulses for ultra wideband communications. *Proceeding of the 4th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, 2001. (Cité page 21.)
- [61] M. Ghavami, L. Micheal, and R. Kohno. Hermite function based orthogonal pulses for ultra wideband communications. *Proc. 4th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, 2001. (Cité page 21.)
- [62] M. Ghavami, L. Micheal, and R. Kohno. Multiple pulse generator for ultra wideband communication using hermite polynomial based orthogonal pulses. *Proceeding on Ultra Wideband Systems and Technologies Conference*, 2002. (Cité page 21.)
- [63] G. Goubau. Surface waves and their application to transmission line. *Journal of Applied Physics*, 21 :1129–1128, 1950. (Cité page 44.)

- [64] K. Gupta, editor. *Microstrip lines and slotlines*. Artech House, 1996. (Cité page 46.)
- [65] E. Hammerstad. Equations for microstrip circuit design. *European Microwave Conference*, pages 268–272, 1975. (Cité page 45.)
- [66] J. Hardange, P. Lacomme, and J. Marchais. Radar aéroportés et spatiaux. In *Collection scientifique et technique Thomson-CSF*. Masson, 1995. (Cité page 9.)
- [67] R. Harrington. *Field Computation by the Moment Method*. IEEE Press, 1993. (Cité page 38.)
- [68] S. Haykin and B. V. Veen. *Signals and systems*. Wiley, New York, 2<sup>e</sup> édition, 2003. (Cité page 34.)
- [69] M. Heddebaut, F. Elbahhar, J. Rioult, and D. van den Abeele. Dispositif et procédé de détection la présence d'un objet. Brevet d'invention INRETS et ALSTOM TRANSPORT SA n°FR2907249, EP1911656, dépôt initial le, 13 octobre 2006. (Cité page 12.)
- [70] E. Heyman and L. Felsen. Creeping waves and resonances in transient scattering by smooth convex objects. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 31 :426–437, 1983. (Cité page 33.)
- [71] E. Heyman and L. Felsen. A wavefront interpretation of the singularity expansion method. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 33 :706–718, 1985. (Cité page 33.)
- [72] E. Heyman and L. B. Felsen. *Hybride Formulation of Wave Propagation and Scattering*, chapter Wavefront interpretation of SEM resonances, turn-on times, and entire functions, pages 253–267. Number 86 in E. Nijhoff Pub. Co, The Hague, Netherlands, 1984. (Cité page 33.)
- [73] E. Heyman, G. Friedlander, and L. B. Felsen. Ray-mode analysis of complex resonances of an open cavity [radar targets]. *Proceedings of the IEEE*, 77, 1989. (Cité page 33.)
- [74] E. Heyman, B. Mandelbaum, and J. Shiloh. *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 4*. Plenum Press, New York, 1998. (Cité page 14.)
- [75] Y. Hua, A. Gershman, and Q. Cheng. *High-Resolution and Robust Signal Processing*. Marcel Dekker, 1<sup>e</sup> édition, 2004. (Cité page 41.)
- [76] Y. Hua and T. Sarkar. Generalized pencil-of-function method for extracting poles of an em system from its transient response. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37 :229–234, 1989. (Cité pages 40, 41 et 42.)
- [77] Y. Hua and T. Sarkar. Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise. *IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 38 :814–824, 1990. (Cité pages 40 et 41.)
- [78] Y. Hua and T. Sarkar. On the total least squares linear prediction method for frequency estimation. *IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 38 :2186–2189, 1990. (Cité page 42.)
- [79] Y. Hua and T. Sarkar. On svd for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 39 :892–900, 1991. (Cité pages 40, 41 et 42.)
- [80] M. Hurst and R. Mittra. Scattering center analysis via prony's method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35 :986–988, 1987. (Cité page 33.)

- [81] M. G. M. Hussain and Y. A. Safar. Pole patterns of radar-target scattering model based on ultra-wideband gaussian pulses. *Proceedings of 2001 CIE International Conference on Radar*, pages 483–487, 2001. (Cité page 33.)
- [82] K. Hyo, W. Nan, and D. Moffatt. K-pulse for a thin circular loop. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33 :1403–1407, 1985. (Cité page 33.)
- [83] P. Ilavarasan, J. E. Ross, E. J. Rothwell, K. M. Chen, and D. P. Nyquist. Performance of an automated radar target discrimination scheme using e pulses and s pulses. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 41 :892–900, 1991. (Cité page 33.)
- [84] P. Ilavarasan, E. J. Rothwell, C. Kun-Mu, and D. P. Nyquist. Natural resonance extraction from multiple data sets using genetic algorithm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 43 :900–904, 1995. (Cité pages 39 et 40.)
- [85] C. In-Sik, L. Joon-Ho, K. Hyo-Tae, and E. J. Rothwell. Natural frequency extraction using late-time evolutionary programming-based clean. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 :3285–3292, 2003. (Cité page 39.)
- [86] V. Jain. Filter analysis use of pencil of functions : Part i. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 21 :574–579, 1974. (Cité page 41.)
- [87] V. Jain, T. Sarkar, and D. Weiner. Rational modelling by pencil-of-functions method. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 31 :564–573, 1983. (Cité page 41.)
- [88] S. Jang, W. Choi, T. K. Sarkar, M. Salazar-Palma, K. Kyungjung, and C. E. Baum. Exploiting early time response using fractional fourier transform for analysing transient radar returns. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52 :3109–3121, 2004. (Cité page 33.)
- [89] L. Joon-Ho and K. Hyo-Tae. Comments on extraction of the natural frequencies of a radar target from a measured response using e-pulse techniques. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53 :3853–3855, 2005. (Cité page 40.)
- [90] L. Josefsson. A waveguide transverse slots array applications. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 41(7) :845–850, 1993. (Cité page 54.)
- [91] L. Josefsson. Analysis of longitudinal slots in rectangular waveguides. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, AP-35 :1351–1357, 1987. (Cité page 54.)
- [92] E. Kennaugh. The k-pulse concept. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 29 :327–331, 1981. (Cité page 33.)
- [93] E. Kennaugh and D. Moffatt. Transient and impulse response approximations. *Proceedings of the IEEE*, 53 :893–901, 1965. (Cité page 34.)
- [94] E. Kennaugh, D. Moffatt, and W. Nan. The k-pulse and response waveforms for nonuniform transmission lines. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34 :78–83, 1986. (Cité page 33.)
- [95] T. Khac and C. Carson. Impedance properties of a longitudinal slot antenna in the broad face of a rectangular waveguide. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, AP-21 :708–710, 1973. (Cité page 53.)

- [96] K. T. Kim and H. T. Kim. One-dimensional scattering center extraction for efficient radar target classification. *IEE proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, 146 :147–158, 1999. (Cité page 33.)
- [97] A. Knott, J. Shaeffer, and M. Tuley. *Radar Cross Section : Its prediction, Measurement and reduction*. Artech House, August 1993. (Cité page 30.)
- [98] A. A. Ksienski, Y. Li, and L. J. White. Low-frequency approach to target identification. *Proceedings of the IEEE*, 63 :1651–1660, 1975. (Cité page 30.)
- [99] D. Ksienski. Pole and residue extraction from measured data in the frequency domain using multple data sets. *Radio Science*, 20 :13–19, 1985. (Cité page 40.)
- [100] J. H. Lee and H. T. Kim. Radar target recognition based on late time representation : Closed-form expression for criterion. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54 :2455–2462, 2006. (Cité page 33.)
- [101] Y. Lee, T. Cheatham, and J. Wiesner. The application of the correlation analysis to the detection of periodic signals in noise. *Proceedings of the IRE*, pages 1167–1171, 1950. (Cité page 9.)
- [102] H. J. Li and S. H. Yang. Using range profiles as feature vectors to identify aerospace objects. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 41 :261–268, 1993. (Cité page 30.)
- [103] Q. Li, P. Illavarasan, J. Ross, E. J. Rothwell, C. Kun-Mu, and D. P. Nyquist. Radar target identification using combined early-time/late-time e-pulse technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46 :1272–1278, 1998. (Cité page 40.)
- [104] H. Lin and A. A. Ksienski. Optimum frequencies for aircraft classification. *IEEE Transactions of Aerospace and Electronic Systems*, AES-17 :656–665, 1981. (Cité page 30.)
- [105] A. MacKay and A. McCowen. An improved pencil-of-functions method and comparisons with traditional methods of pole extraction. *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, 35 :435–441, 1987. (Cité page 41.)
- [106] S. L. Marple. *Digital spectral analysis : with application*. Englewood Cliffs : Prentice Hall, 1987. (Cité page 39.)
- [107] V. Mechenova and V. Yakovlev. Efficient optimization of s-parameters of systems and components in microwave heating. *Proceedings of 3<sup>rd</sup> World Cong. in Microwave and RF Applications*, pages M4A.24–M4A.25, 2002. (Cité page 54.)
- [108] H. Mieras. Optimal polarizations of simple compounded targets. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 31 :996–999, 1983. (Cité page 30.)
- [109] R. Mitra and L. Pearson. A variational method for efficient determination of sem poles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 26 :354–358, 1978. (Cité page 39.)
- [110] E. L. Mokole, M. Krajalott, and K. Gerlach. *Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics 6*. Plenum Publishing Corporation, New York, 2004. (Cité page 14.)
- [111] J. E. Mooney, D. Zahi, and L. S. Riggs. Robust target identification using a generalized likelihood test ratio. *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics*, 3 :343–350, 1997. (Cité page 33.)

- [112] J. E. Mooney, D. Zahi, and L. S. Riggs. Robust target identification in white gaussian noise for ultra-band radar systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46 :1817–1823, 1998. (Cité page 33.)
- [113] J. E. Mooney, D. Zahi, and L. S. Riggs. Performance analysis of a grlt in late-time radar target detection. *Progress in Electromagnetics Research*, 24 :77–96, 1999. (Cité page 33.)
- [114] J. E. Mooney, D. Zahi, and L. S. Riggs. Performance analysis of an automated e-pulse target discrimination scheme. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48 :619–628, 2000. (Cité page 33.)
- [115] J. E. Mooney, D. Zahi, and L. S. Riggs. Performance analysis of a grlt automated target discrimination scheme. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49 :1827–1835, 2001. (Cité page 33.)
- [116] M. Morgan. Response to comments regarding sem representations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33 :120–120, 1985. (Cité page 33.)
- [117] M. A. Morgan. Target i.d. using natural resonances. *IEEE transactions on Potentials*, 12 :11–13, 1993. (Cité page 32.)
- [118] R. Moses, J. Li, and P. Stoica. Accuracy properties of high order yule-walker equation estimators of sinusoidal frequencies. *8th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation*, 1988. (Cité page 122.)
- [119] A. Mroué, M. Heddebaut, F. Elbahhar, A. Rivenq, and J.-M. Rouvaen. UWB radar for railway fall on track object detection and identification. *IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, pages 1–5, 2009. Barcelona, Spain. (Cité pages 12, 44 et 46.)
- [120] A. Mroué, M. Heddebaut, F. Elbahhar, A. Rivenq, and J.-M. Rouvaen. Uwb radar and leaky waveguide for fall on track object identification. *IEEE Radar Conference*, pages 573–577, 2010. Washington, USA. (Cité pages 12 et 68.)
- [121] A. Nicholson and G. Ross. A new radar concept for short-range application. *Proc. IEEE First International Radar Conference*, pages 146–151, 1975. (Cité page 13.)
- [122] J. W. Nilsson. *Electric circuits*. Addison Wesley, Reading Massachusetts, 1990. (Cité page 34.)
- [123] B. Noel. *Ultra-wideband radar : Proceedings of the first Los Alamos symposium*. CRC Press, Boca Raton, 1991. (Cité page 14.)
- [124] Official Journal of the European Union. *Commission Decision (2007/131/EC) on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the community*, 21 Febraury 2007. (Cité page 18.)
- [125] A. Oliner. The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of rectangular waveguide. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 5 :4–20, 1957. (Cité page 53.)
- [126] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. Nawab. *Signals and systems*. Prentice-Hall, 2 edition, 1987. (Cité page 34.)
- [127] OSD/DARPA. Assessment of ultra-wideband (uwb) technology. *Ultra-Wideband Radar Review Panel*, 1990. (Cité page 14.)

- [128] P. Park, G. Stern, and R. Elliott. An improved technique for the evaluation of transverse slot discontinuities in rectangular waveguide. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, AP-31(1) :148–154, 1983. (Cité page 54.)
- [129] B. Parr, B. Cho, K. Wallace, and Z. Ding. A novel ultra-wideband pulse design algorithm. *IEEE Communications Letters*, 7(5) :219–221, 2003. (Cité page 21.)
- [130] K. Pascoe. Target recognition using late-time returns from ultra wideband, short-pulse radar. Technical report, Air Force Institute of Technology, Air University, 2004. (Cité page 40.)
- [131] L. Pearson. A note on the representation of scattered fields as a singularity expansion method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32 :520–524, 1984. (Cité page 33.)
- [132] L. W. Pearson, M. L. van Blaricum, and R. Mittra. A new method for radar target recognition based on the singularity expansion for the radar. *IEEE International Radar Conference*, pages 452–457, 1975. (Cité page 33.)
- [133] E. Radoi. *Contribution à la reconnaissance des objets 3D à partir de leur signatures électromagnétiques*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, 1999. (Cité page 30.)
- [134] M. Rahman and K.-B. Yu. Total least squares approach for frequency estimation using linear prediction. *IEEE Transaction on Acoustic, Speech and Signal Processing*, ASSP-35 :1440–1454, 1987. (Cité pages 122 et 123.)
- [135] J. Reed. *An introduction to ultra wideband communication systems*. Prentice Hall Professional Technique Reference, Crawfordsville, 2005. (Cité page 14.)
- [136] M. A. Richards. Sem representation of the early and late time fields scattered from wire targets. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 42 :564–566, 1994. (Cité pages 33 et 35.)
- [137] B. D. P. G. Riche. Essai expérimentale et analytique : sur les lois de la dilatibilité de fluides lééasriques et sur celles de la force expansive de la vapeur de l’alkool à différentes températures. *journal de l’École Polytechnique Floréal et Plairial*, 1 :24–76, 1795. (Cité page 39.)
- [138] J. E. Ross, E. J. Rothwell, D. P. Nyquist, and K. M. Chen. Multiple target discrimination using e-pulse techniques. *Antennas and Propagation Symposium digest*, pages 1342–1345, 1990. (Cité page 33.)
- [139] M. Ross, D. Dudley, A. Mackay, and A. McCowen. Comments on an improved pencil-of-functions method and comparisons with traditional methods of pole extraction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36 :1192–1194, 1988. (Cité page 41.)
- [140] E. Rothwell and K. M. Chen. A hybrid e-pulse/least squares techniques for natural resonance extraction. *Proceedings of the IEEE*, 76 :296–298, 1988. (Cité page 40.)
- [141] E. Rothwell, C. Kun-Mu, and D. Nyquist. Extraction of the natural frequencies of a radar target from a measured response using e-pulse techniques. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35, 1987. (Cité page 40.)
- [142] E. Rothwell, C. Kun-Mu, D. Nyquist, and S. Weimin. Frequency domain e-pulse synthesis and target discrimination. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35 :426–434, 1987. (Cité page 33.)

- [143] E. Rothwell, D. Nyquist, and K. Chen. Synthesis of kill-pulse to excite selected target modes. *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, pages 15–18, 1984. (Cité page 33.)
- [144] E. Rothwell, D. Nyquist, C. Kun-Mu, and B. Drachman. Radar target discrimination using extinction-pulse technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33 :929–937, 1985. (Cité page 33.)
- [145] E. J. Rothwell. Radar target discrimination using extinctive-pulse technique. Technical report, Dept. of Electrical Engineering and Systems Sciences, Michigan State University, 1985. (Cité page 33.)
- [146] E. J. Rothwell, L. C. Kempel, and L. Fransch. E-pulse discrimination of r-cards in a layered environment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 54 :2175–2178, 2006. (Cité page 33.)
- [147] G. Ruck, D. Barrick, W. Stuart, and C. Krichbaum. *Radar Cross Section handbook*. Plenum Press, 1970. (Cité page 63.)
- [148] T. Sarkar, J. Nebat, D. Weiner, and V. Jain. Suboptimal approximation/identification of transient waveforms from electromagnetic systems by pencil-of-function method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 28 :928–933, 1980. (Cité page 41.)
- [149] T. K. Sarkar and O. Pereira. using the matrix of pencil method to estimate the parameters of a sum pf complex exponentials. *IEEE Antenna and Propagation Magazine*, 37 :48–55, 1995. (Cité pages 39, 40, 41, 42, 74, 75, 78 et 122.)
- [150] T. K. Sarkar, P. Sheeyun, K. Jinhwan, and S. M. Rao. Application pf the matrix pencil mmethod for estomating the sem (singularity expansion method) ples of source-free transient responses from multiple look directions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48 :612–618, 2000. (Cité page 40.)
- [151] D. Sarwate and M. Pursley. Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences. *Proceedings of the IEEE*, 68(5) :593–619, 1980. (Cité page 9.)
- [152] H. Sheng, P. Orlik, A. Haimovich, L. Cimini, and J. Zhang. On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'3)*, 1 :738–742, 2003. (Cité page 21.)
- [153] H. Shirai. Deemphasizing low frequency defects in gtd analysis of pulsed signal scattering by a perfectly conducting flat strip. *IEEE Transactions on Antennas and Popagation*, 34 :1261–1266, 1986. (Cité page 33.)
- [154] H. Shirai and L. Felsen. High-frequency multiple diffraction by a flat strip : Higher order asymptotics. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34 :1106–1112, 1986. (Cité page 33.)
- [155] H. Shirai and L. Felsen. Modified gtd for genertaing complex resonances for flat trips and disks. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34 :779–790, 1986. (Cité page 33.)
- [156] H. Shirai and L. Felsen. Wavefront and resonance analysis of scattering by a perfectly conductinf flat strip. *IEEE Transactions on Antennas and Popagation*, 34 :1196–1207, 1986. (Cité page 33.)
- [157] N. Shuley and D. Longstaff. Role of the polarization in automatic target recognition using resonance descriptions. *Electronics Letters*, 40 :268–270, 2004. (Cité pages 32 et 40.)

- [158] K. Siwiak and D. McKeown. *Ultra-wideband radio technology*. Wiley & Sons, Ltd, Chichester, 2004. (Cité page 14.)
- [159] M. Skolnik. *Introduction to radar systems*. Mc Graw-Hill Book Company, 1962. (Cité page 6.)
- [160] R. Stegen. Longitudinal shunt slot characteristics. Technical Report 261, Huges Aircraft Company, 1951. (Cité page 52.)
- [161] G. J. Stenholm, E. J. Rothwell, D. P. Nyquist, L. C. Kempel, and L. L. Frasc. E-pulse diagnostics of simple layered materials. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 :3221–3227, 2003. (Cité page 33.)
- [162] G. Stern and R. Elliott. Resonant length of longitudinal slots and validity of circuit representation : theory and experiment. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, AP-33(11) :1624–1271, 1985. (Cité page 53.)
- [163] A. Stevenson. Theory of slots in rectangular wave-guides. *Journal of Applied Physics*, 19 :24–38, 1948. (Cité pages 52 et 55.)
- [164] D. Systèmes. Catia. <http://www.3ds.com/fr/products/catia/welcome/>. (Cité page 64.)
- [165] J. D. Taylor. *Introduction to ultra-wideband radar systems*. CRC Press LLC, Boca Raton, 1995. (Cité pages 14 et 34.)
- [166] J. D. Taylor. *Ultra-wideband radar technology*. CRC Press, Boca Raton, 2001. (Cité pages 13 et 25.)
- [167] F. Tesche. On the analysis of scattering and antenna problems using the singularity expansion technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 21 :53–62, 1973. (Cité page 39.)
- [168] I. H. Tribune. Man caught between subway train and safety doors dies in shanghai. *International Herald Tribune*, 03 2009. (Cité page 2.)
- [169] D. W. Tufts and R. Kumaresan. Estimating the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 30 :833–840, 1982. (Cité pages 39, 41, 78, 122 et 124.)
- [170] D. W. Tufts and R. Kumaresan. Estimation of frequencies of multiple sinusoids : Making linear prediction perform like maximum likelihood. *Proceedings of the IEEE*, 70 :975–989, 1982. (Cité page 41.)
- [171] G. Turhan-Sayan and M. Kuzuoglu. Pole estimation for arbitrarily-shaped dielectric targets using genetic algorithm-based resonance annihilation technique. *Electronics Letter*, 37 :380–381, 2001. (Cité page 40.)
- [172] V. Umapathi and L. Biradar. Svd information theoretic criteria for detection of the number of damped/undamped sinusoids and their performance analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(9) :2872–2881, 1993. (Cité page 40.)
- [173] M. Villard-Monod. *Radar à Modulation de Fréquence : un nouveau capteur pour l'environnement et la robotique mobile d'extérieur*. PhD thesis, Université Paris VI, 1995. (Cité page 6.)

- [174] H. Vollmer and E. J. Rothwell. Resonance series representation of the early-time field scattered by a coated cylinder. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 52 :2186–2190, 2004. (Cité page 33.)
- [175] G. S. Wallinga, E. J. Rothwell, C. Kun-Mu, and D. P. Nyquist. Enhanced detection of a target in a sea clutter environment using a stepped, ultra-wideband signal and e-pulse cancellation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 49 :1166–1173, 2001. (Cité page 33.)
- [176] T. Weiland. A discretization method for the solution of maxwell's equations for six-component fields. *Electronics and Communications AEUE*, 31(3) :116–120, 1977. (Cité page 54.)
- [177] H. Wheeler. Transmission lines properties of a strip on a dielectric sheet on a plane. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 25 :631–647, 1977. (Cité page 45.)
- [178] J. F. Wierzba and E. J. Rothwell. E-pulse diagnostics of curved coated conductors with varying thickness and curvature. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 54 :2672–2676, 2006. (Cité page 33.)
- [179] M. Z. Win and R. Scholtz. Impulse radio : How it works. *IEEE Communications Letters*, 1998. (Cité page 21.)
- [180] W.-D. Wirth. *Radar Techniques using array antennas*. Institution of Electrical Engineers, London, 2001. (Cité page 30.)
- [181] P. Woodward. *Probabilités, analyse fréquentielle, information, théorie du radar*. Eyrolles, 1980. (Cité page 9.)
- [182] H. Yee. Impedance of a narrow longitudinal shunt slot in a slotted waveguide array. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 22 :589–592, 1974. (Cité page 53.)



**Titre** Étude et évaluation d'un système multi-radars monostatiques ultra large bande - Application à la détection et à l'identification de chutes sur les voies ferroviaires

**Résumé** L'étude présentée dans ce mémoire concerne le développement d'un système de détection et d'identification de cibles exploitant une technique multi-radar monostatique ultra large bande et développé selon un axe. L'application visée porte sur le développement d'un système de détection et de discrimination d'objets chutant sur les voies ferroviaires. L'objectif principal de ce travail est d'étudier et d'évaluer les différents sous-ensembles radiofréquence et traitement du signal de ce dispositif et de les optimiser afin d'aboutir à la validation de la faisabilité du système complet. Un guide d'onde à fente, opérant dans la bande de fréquence optimale évaluée assure une couverture continue de rayonnement le long du quai. Il sert de support de propagation et est percé d'ouvertures constituant autant de radars monostatiques consécutifs. Après avoir caractérisé les différents objets susceptibles de chuter sur les voies ferroviaires par la méthode d'expansion de singularité (SEM), les coefficients naturels de résonance sont sauvegardés dans une bibliothèque afin de les utiliser dans le processus de discrimination. A l'issue de ce processus, que ce soit lors des simulations numériques ou lors d'essais expérimentaux, nous obtenons que les différentes familles d'objets détectés à proximité des radars monostatiques, dont les corps humains s'avèrent bien discriminés. En conclusion, ce travail a permis de mettre en uvre un système original de détection et d'identification fondé sur l'utilisation de techniques avancées dans le domaine de la détection et de l'identification des objets. Il pourrait être étendu à d'autres domaines tels que la détection des liquides dans les valises des voyageurs voire la détection et l'identification d'intrusions dans des environnements complexes.

**Mots-clés** Radar ULB, détection, identification, discrimination, guide d'onde, fente, SER, SEM, Coefficient naturel de résonance

**Title** Study and evaluation of an ultra wideband multi-monostatic radar system - Application to fall on track object detection and identification

**Abstract** This thesis presents the development of an Ultra Wide Band monostatic multi-radar system developed along a single axis. This system aims to detect and identify targets along its axis. The considered field of application is to detect and identify fall on track objects in order to enhance guided transport passenger safety. The main objective of this work is to study the different radiofrequency and signal processing subsets in order to validate the feasibility of the whole system. Simulation and experimentations are performed. A slotted waveguide operated in its fundamental mode is used. Slots close to resonance are periodically perforated and constitute the monostatic radars. An optimal bandwidth and constant radiation coverage along the railway is then optimized. The singularity expansion method (SEM) is used and the characterization of objects fallen onto the track is performed. Complex natural resonances are computed and measured and then saved into a library for further use in a specific discrimination process. Using both numerical simulations and experimental results, the discrimination process shows that the human body is well discriminated as well as other typical objects (suitcases...). In conclusion, this work has led to significant advances in object detection and identification in the railway field, and could have some fallout in other fields such as detection of liquids in the passenger luggage in the airport or detection and identification of intrusions in complex environments.

**Keywords** UWB radar, detection, identification, discrimination, SER, waveguide, slot, SEM, Complex Natural Resonance

