

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE des Sciences et Techniques

XLIM/OSA - UMR CNRS 6172

Thèse N° [27-2011]

Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : «Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes»

présentée et soutenue par

Laurent DESRUMAUX

le 13 septembre 2011

**Contribution à la conception de sources de rayonnement
Ultra Large Bande appliquées à l'imagerie Radar et aux
rayonnements forte puissance**

Thèse dirigée par Michèle LALANDE

JURY :

Rapporteurs :

M. Christian PICHOT Directeur de Recherche CNRS, LEAT, Nice-Sophia-Antipolis

M. Laurent PECASTAING Maître de Conférences HDR, SIAME, Université de Pau

Examineurs :

M. Philippe POULIGUEN Responsable du domaine "Ondes", Direction Générale de l'Armement

M. Pierre BONNET Maître de Conférences HDR, LASMEA, Université de Clermont-Ferrand

M. Joël ANDRIEU Professeur, XLIM, Université de Limoges

M. Vincent COUDERC Directeur de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges

M. Bernard JECKO Professeur, XLIM, Université de Limoges

Mme Michèle LALANDE Professeur, XLIM, Université de Limoges

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur le Professeur Bernard JECKO de m'avoir accueilli au sein de l'équipe Ondes et Systèmes Associés (OSA), de l'institut de recherche XLIM, pour me permettre de mener à bien cette thèse. J'exprime ma plus profonde gratitude à la Direction Générale de l'Armement (DGA) pour le financement et le suivi de mes travaux de thèse. Je tiens donc à remercier Monsieur Philippe POULIGUEN, responsable du domaine scientifique "Ondes acoustiques et radioélectriques" au sein de la DGA/DS/MRIS, ainsi que Messieurs Pierre BRUGUIERE et Jean-Louis LASSERRE, respectivement assistant scientifique du directeur et ingénieur au sein du Centre d'Etudes de Gramat.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à ma directrice de thèse, Madame la Professeure Michèle LALANDE, et à Monsieur le Professeur Joël Andrieu, pour le suivi de ces travaux de thèse, leur gentillesse, leur disponibilité, et pour toute la confiance qu'ils m'ont accordée durant ces trois années passées sur le site de Brive.

Mes plus sincères remerciements s'adressent également à Monsieur Vincent COUDERC, Directeur de recherche CNRS au sein de l'équipe Photonique d'XLIM, pour ses compétences et pour toute l'aide qu'il m'a apportée au cours de ces travaux de thèse.

Je remercie vivement les membres du jury pour leur évaluation de mes travaux. Mes très sincères remerciements s'adressent à Monsieur Christian PICHOT, Directeur de recherche CNRS au sein du LEAT, et Monsieur Laurent PECASTAING, Maître de Conférences HDR à l'Université de Pau, pour l'intérêt qu'ils ont accordés à ce travail en acceptant le rôle de rapporteurs. Je remercie aussi Monsieur Pierre BONNET, Maître de Conférences HDR à l'Université de Clermont-Ferrand et Monsieur Philippe POULIGUEN pour l'intérêt qu'il ont manifesté pour mes travaux en acceptant de les juger.

J'adresse un remerciement tout particulier à Stéphane VAUCHAMP (l'Expert avec un grand E de l'alignement d'antennes au tournevis) et Adrien GODARD (qui a dû supporter mes blagues moisies pendant un an et demi), qui étaient présents au début de cette thèse et qui, malgré leur départ, ont conservé un œil attentif sur l'évolution de mes travaux. Leurs remarques et leurs précieux conseils, scientifiques ou non, m'ont permis d'avancer efficacement. Je remercie également Hamzeh et Rabia, grâce à qui je parlerai bientôt couramment le libanais.

Remerciement spécial à Valérie BERTRAND-VINCENT et Régis CHANTALAT pour leurs conseils toujours judicieux, leur sympathie, leur convivialité, et leur coaching pour ma participation à l'émission «Tout le monde veut prendre sa place» animée par Nagui. Bon courage à Mathieu, mon successeur pongiste, ainsi qu'à Mouhammed et Nicolas, qui débudent leur thèse.

Ces années passées à l'IUT de Brive ont été agréables. C'est pourquoi je tiens à remercier l'ensemble des doctorants et des permanents des équipes OSA et C²S² ainsi que l'ensemble du personnel enseignant. Je tiens tout particulièrement à associer à ces remerciements Alain, Carlos, Danielle, Didier, et Hélène, pour leur très grande disponibilité et leur gentillesse.

Table des figures

Figure 1 : Exemple de signal ULB impulsionnel	6
Figure 2 : Centre de guerre électronique (© cellule audiovisuelle 44 RT)	8
Figure 3 : Véhicule de l'Avant Blindé (VAB) utilisés dans le système LINX.....	8
Figure 4 : Carte des câbles télégraphiques en 1901	9
Figure 5 : La frégate antiaérienne Jean Bart	11
Figure 6 : Convoi anti IED	12
Figure 7 : Brouilleur anti IED sur un véhicule protecteur.....	13
Figure 8 : Radar panoramique	14
Figure 9 : Intervention d'un groupement tactique interarmes (GTIA)	15
Figure 10 : Recherche de victimes sous des gravats	15
Figure 11 : Intervention du GIGN dans un bâtiment	16
Figure 12 : Exemples d'installations radar	17
Figure 13 : Réflexions sur une cible et hélicoptère Tigre	17
Figure 14 : Mur en parpaings	18
Figure 15 : Image d'une scène constituée de 3 cibles.....	18
Figure 16 : Principe de l'imagerie SAR.....	19
Figure 17 : Notion d'antenne synthétique.....	20
Figure 18 : Hyperbole de migration (Configuration de type ISAR)	21
Figure 19 : Imagerie ISAR - scène analysée	22
Figure 20 : Signal délivré par le générateur Kentech APG1	23
Figure 21 : Oscilloscope Tektronix TDS 6804B.....	23
Figure 22 : Ensemble des réponses transitoires enregistrées	24
Figure 23 : Mise en évidence de l'hyperbole de migration	25
Figure 24 : Principe de l'algorithme de sommation cohérente	26
Figure 25 : Image de la scène après sommation cohérente	27
Figure 26 : Principe du renforcement 3x3.....	28
Figure 27 : Image renforcée de la scène.....	29
Figure 28 : Principe du lissage 3x3	29
Figure 29 : Influence de la taille du masque sur le lissage.....	30
Figure 30 : Image de la scène après les opérations de renforcement et de lissage.....	30
Figure 31 : Réexpédiation d'un signal à sa source	31
Figure 32 : Principe de l'algorithme de retournement temporel.....	32
Figure 33 : Rétro-propagation des données à un instant t_1	33
Figure 34 : Evolution des signaux rétro-propagés	34

Figure 35 : Evolution des signaux mesurés et incidents	35
Figure 36 : Image de la scène après exécution de l'algorithme de retournement temporel.....	36
Figure 37 : Comparaison des algorithmes sur deux scènes différentes.....	37
Figure 38 : Différentes architectures de systèmes antennaires.....	40
Figure 39 : Exemple de source utilisant une seule antenne : JOLT développé par les US	41
Figure 40 : Exemple de source utilisant un réseau de 16 antennes	41
Figure 41 : Exemple de source utilisant un réseau de 64 antennes	42
Figure 42 : Dispositif d'alimentation du réseau de 64 antennes à partir d'un générateur.....	42
Figure 43 : Exemples de sources utilisant la configuration N générateurs / N antennes	43
Figure 44 : Performances attendues des éléments constitutifs du système	49
Figure 45 : Dispositif de commutation rapide dans un circuit capacitif	50
Figure 46 : Générateur à onde stationnaire	51
Figure 47 : Comparaison de signaux (fréquence haute de la bande : 1GHz à -10dB).....	51
Figure 48 : Principe de génération d'une impulsion bipolaire.....	52
Figure 49 : Contrôle de la forme de l'impulsion de type monocycle	53
Figure 50 : Exemple de réalisation d'un commutateur optoélectronique.....	54
Figure 51 : Signal en sortie du commutateur	54
Figure 52 : Impact du raccourcissement de la ligne sur le signal électrique généré.....	55
Figure 53 : Efficacité de commutation en fonction de la longueur de la ligne chargée.....	55
Figure 54 : Transition entre un photo-commutateur et la ligne de propagation.....	56
Figure 55 : Semi-conducteurs pouvant supporter des tensions statiques de 4kV et 20kV.....	56
Figure 56 : Impact de l'augmentation de la tension crête commutable	57
Figure 57 : Schéma circuit équivalent du couple générateur + antenne.....	59
Figure 58 : $S_{11} \neq 0$: impulsions incidente et réfléchie	59
Figure 59 : Zones de champ autour de l'antenne	60
Figure 60 : Coordonnées sphériques relatives à la densité stérique de puissance rayonnée	61
Figure 61 : Plans de coupe principaux d'une antenne (ici l'antenne Valentine [7]).....	63
Figure 62 : Antennes Ultra large Bande existantes	66
Figure 63 : Antenne bi-cône de départ	68
Figure 64 : Inclinaison des cônes dans une même direction	68
Figure 65 : Antenne bi-cône inclinée et tronquée	69
Figure 66 : Ajout d'un plan réflecteur	69
Figure 67 : Solidarisation de la structure conçue	70
Figure 68 : Alimentation de la structure biconique.....	70
Figure 69 : Evolution de l'angle α des cônes.....	73

Figure 70 : Evolution affinée de l'angle α des cônes.....	74
Figure 71 : Evolution de l'inclinaison β des cônes.....	75
Figure 72 : Evolution de la distance d du plan réflecteur.....	76
Figure 73 : Trajet parcouru par les courants sur l'antenne	77
Figure 74 : Impact de la distance d sur le gain.....	78
Figure 75 : Evolution du coefficient S_{11} en fonction de la courbure de la transition.....	79
Figure 76 : Profil de la transition entre les cônes.....	80
Figure 77 : Equation du profil de la transition entre les cônes.....	81
Figure 78 : Comparaisons des coefficients S_{11} consécutifs aux deux études paramétriques ...	83
Figure 79 : Alimentation de l'antenne par l'arrière.....	84
Figure 80 : Introduction d'une plaque de PVC.....	84
Figure 81 : Antenne Shark conçue et réalisée	85
Figure 82 : Adaptation de l'antenne Shark	86
Figure 83 : Antenne Shark réalisée	87
Figure 84 : Gain de l'antenne Shark	87
Figure 85 : Table optique de commande.....	90
Figure 86 : Disposition des antennes dans la salle de mesures	91
Figure 87 : Chaîne d'émission / réception - mesures connectée et en rayonnement.....	93
Figure 88 : Disposition des antennes : détermination du temps clair.....	94
Figure 89 : Signaux mesurés avec et sans câbles	95
Figure 90 : Champs rayonnés à l'avant et à l'arrière de l'antenne Shark	96
Figure 91 : Diagramme de rayonnement transitoire dans les 2 plans principaux	98
Figure 92 : Impulsion enregistrée en sortie des 7,60m de câbles.....	99
Figure 93 : Nouveaux champs rayonnés à l'avant et à l'arrière de l'antenne Shark.....	100
Figure 94 : Dispersion du signal rayonné à l'avant de l'antenne Shark.....	102
Figure 95 : Impulsion rayonnée par l'antenne Shark (domaines temporel et fréquentiel)	102
Figure 96 : Adaptation des deux antennes Shark conçues pour l'étude	104
Figure 97 : Impulsion monocycle couvrant une décade de bande à -10dB.....	105
Figure 98 : Principe du dépointage angulaire dans une direction	108
Figure 99 : Densité de puissance rayonnée par N générateurs et N antennes.....	112
Figure 100 : Evaluation du nombre d'antennes nécessaire pour rayonner $1W/cm^2$ à 1km ...	114
Figure 101 : Contributions extérieures des antennes périphériques d'un réseau carré.....	116
Figure 102 : Evolutions théorique et simulée du rapport avant/arrière transitoire.....	117
Figure 103 : Rapport avant/arrière transitoire d'un réseau carré d'antennes Shark	118
Figure 104 : Synoptique d'un dimensionnement en puissance d'un système rayonnant.....	121

Figure 105 : Intérêt d'un rayonnement sectoriel pour l'agilité d'un réseau.....	127
Figure 106 : Rayonnement transitoire d'un réseau 1D de 3 antennes omnidirectionnelles....	128
Figure 107 : Contributions de chacune des 3 antennes omnidirectionnelles	129
Figure 108 : Rappel du principe du dépointage 1D	130
Figure 109 : Trains d'impulsions ayant des fréquences de répétition désaccordées	131
Figure 110 : Balayage discret de 0° à 15° par pas de 5°	132
Figure 111 : Erreur entre azimuts visé et atteint en fonction du pas d'avancement	134
Figure 112 : Phénomène de collisions entre les contributions des antennes extérieures	135
Figure 113 : Balayage discret de 0° à 75° par pas de 5°	136
Figure 114 : Création d'un second tir dans le demi-plan opposé	137
Figure 115 : Elargissement des taches de rayonnement pour $\theta \gg 0^\circ$	138
Figure 116 : Dispersion de l'énergie au fur et à mesure de l'éloignement de l'azimut 0°.....	139
Figure 117 : Description du mode de réalisation du balayage autonome	140
Figure 118 : Assimilation des sous-cavités à des boucles.....	141
Figure 119 : Description d'une sous-cavité multi passage amplificatrice	142
Figure 120 : Principe de fonctionnement d'un MAO	143
Figure 121 : Décroissance du niveau des impulsions en sortie de la sous-cavité	144
Figure 122 : Configuration de la scène analysée.....	145
Figure 123 : Configuration à 5 émetteurs et 1 récepteur.....	146
Figure 124 : Découpage du signal utile en plusieurs fenêtres.....	147
Figure 125 : Réponses des cibles en fonction de l'azimut visé et du temps.....	148
Figure 126 : Relevé des niveaux de champ autour du réseau de 5 antennes Shark	149
Figure 127 : Matrice de pondération relative au réseau de 5 antennes Shark	149
Figure 128 : Recherche des valeurs appartenant à une pieuvre	150
Figure 129 : Pieuvre isolée relative à la valeur maximale des réponses	151
Figure 130 : Suppression de la pieuvre isolée.....	151
Figure 131 : Pieuvre isolée relative à la nouvelle valeur maximale des réponses	152
Figure 132 : Suppression de la nouvelle pieuvre isolée	152
Figure 133 : Impact de la matrice de pondération sur l'isolement des pieuvres.....	152
Figure 134 : Image finale de la scène analysée	154
Figure 135 : Configuration à 5 émetteurs et 5 récepteurs (scène analysée).....	155
Figure 136 : Configuration à 5 émetteurs et 5 récepteurs (numérotation des sondes).....	156
Figure 137 : Signaux enregistrés sur les sondes de réception	156
Figure 138 : Découpage du signal utile en plusieurs fenêtres.....	157
Figure 139 : Balayage numérique en réception.....	159

Figure 140 : Somme des réponses sur les sondes après balayage numérique.....	159
Figure 141 : Image finale de la scène analysée (5 émetteurs / 5 récepteurs)	160
Figure 142 : Etalement des tentacules sur chacune des pieuvres	161
Figure 143 : Impact du nombre de récepteurs sur l'image de la scène balayée.....	162
Figure 144 : Impact du nombre de récepteurs sur l'image (sans balayage à vide).....	163
Figure 145 : Configuration du balayage SAR.....	164
Figure 146 : Configuration du balayage autonome	165
Figure 147 : Discrétisation du balayage autonome	166
Figure 148 : Influence quasi nulle des interférences entre les hyperboles liées à 2 cibles	169

Liste des tableaux

Tableau 1 : Performances des 3 générateurs réalisés	57
Tableau 2 : Technologies existantes.....	66
Tableau 3 : Comparaison des valeurs consécutives aux deux études paramétriques.....	82
Tableau 4 : Comparaison des gains de deux antennes miniatures	88
Tableau 5 : Performances mesurées et simulées, avec et sans câbles	97
Tableau 6 : Caractéristiques des impulsions en fonction du lieu de mesure.....	100
Tableau 7 : Performances transitoires des deux systèmes «générateur + antenne».....	101
Tableau 8 : Réseaux 4x4 et 3x3 ayant le même encombrement surfacique.....	105
Tableau 9 : Comparaison des réseaux 4x4 et 3x3 (rayonnement de 1kV/m à l'avant)	106
Tableau 10 : Comparaison des facteurs de mérite en fonction des antennes utilisées	107
Tableau 11 : Création de dépointages à 10° et 30° sur les réseaux 4x4 et 3x3	109
Tableau 12 : Rayonnements transitoires des réseaux 4x4 et 3x3	110
Tableau 13 : Evolution du rapport avant/arrière transitoire d'un réseau 2D carré	115
Tableau 14 : Dimensionnement en puissance du système rayonnant ULB global	119
Tableau 15 : Impact de la non linéarité de la fonction arcsinus sur le balayage autonome	132
Tableau 16 : Comparaison de 3 configurations de balayage (pas de 3°, 5°, et 7°)	133
Tableau 17 : Comparaison des deux types de balayage	167
Tableau 18 : Comparaison des méthodes d'imagerie abordées	168
Tableau 19 : Comparaison des traitements de signaux élaborés	171

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 : SYSTEMES RAYONNANTS ULB : PRINCIPE, APPLICATIONS, ET MISE EN ŒUVRE	5
I DEFINITION DE L'ULB IMPULSIONNELLE	6
II LES APPLICATIONS DE L'ULB IMPULSIONNELLE	7
II.1 La guerre électronique	7
II.1.1 Définition.....	7
II.1.2 Un fait historique marquant.....	9
II.1.3 Des exigences techniques propres	10
II.1.4 Les Microondes de Forte Puissance	12
II.2 La détection électromagnétique	13
II.2.1 Définition et applications d'un Radar	14
II.2.2 Les exigences des systèmes Radar	16
II.2.3 Les atouts d'un spectre très large	17
III DIFFERENTS ALGORITHMES D'IMAGERIE RADAR	19
III.1 Hyperbole de migration.....	19
III.2 Analyse expérimentale d'une scène.....	21
III.3 Algorithme de sommation cohérente	26
III.3.1 Obtention d'une image de la scène	26
III.3.2 Renforcement 3x3.....	27
III.3.3 Lissage 3x3	29
III.4 Algorithme de retournement temporel	31
III.4.1 Principe	31
III.4.2 Rétro-propagation des signaux mesurés	31
III.4.3 Obtention d'une image	35
III.5 Comparaison des deux algorithmes.....	36
IV DIFFERENTES ARCHITECTURES DE SYSTEMES ANTENNAIRES ULTRA LARGE BANDE.....	40
IV.1 1 générateur / 1 antenne	40
IV.2 1 générateur / N antennes	41
IV.3 N générateurs / N antennes.....	43
V DEMARCHES DE L'ETUDE	44
CHAPITRE 2 : CONCEPTION D'UN SYSTEME RAYONNANT ULB OPTOELECTRONIQUE	47
I INTRODUCTION	48
II DISPOSITIF OPTOELECTRONIQUE D'ALIMENTATION.....	49
II.1 Génération d'une impulsion monocycle.....	50
II.2 Contrôle de la forme d'une impulsion monocycle	53
II.3 Réalisation d'un commutateur optoélectronique.....	53
II.4 Augmentation de la tension crête commutée	56

III	CONCEPTION DE L'ANTENNE ELEMENTAIRE.....	58
III.1	Caractéristiques des antennes ULB.....	58
III.1.1	Impédance d'entrée et coefficient de réflexion.....	58
III.1.2	Facteur de mérite et gain.....	60
III.1.3	Diagramme de rayonnement.....	62
III.1.4	Dispersion.....	63
III.1.5	Critère de protection avant / arrière.....	63
III.1.6	Tenue en tension.....	64
III.2	Rappel des performances attendues.....	64
III.3	Structures d'antennes ULB.....	65
III.4	Du bi-cône à l'antenne Shark.....	67
III.4.1	Etapas de la conception.....	67
III.4.2	Etude paramétrique.....	71
III.4.3	Réalisation de l'antenne.....	83
III.4.4	Performances intrinsèques de l'antenne Shark.....	85
IV	PERFORMANCES DU SYSTEME GENERATEUR + ANTENNE	89
IV.1	Dispositif expérimental.....	89
IV.2	Mesure des champs rayonnés.....	91
IV.2.1	Démarches suivies.....	91
IV.2.2	Mesures de rayonnement : champs et diagrammes transitoires.....	94
IV.2.3	Influence du raccourcissement des câbles sur le champ rayonné.....	99
V	ETUDE DE L'ARCHITECTURE DE RESEAU.....	103
V.1	Etude de deux architectures.....	103
V.1.1	Conception de deux systèmes antennaires.....	103
V.1.2	Niveau crête rayonné par les architectures 4x4 et 3x3 conçues.....	105
V.1.3	Principe du rayonnement avec dépointage angulaire dans un plan.....	108
V.1.4	Taches de rayonnement transitoire dans le plan horizontal.....	109
V.2	Dimensionnement en puissance.....	111
V.2.1	Evaluation du nombre d'antennes au sein du réseau.....	112
V.2.2	Evolution du rapport de rayonnement avant/arrière transitoire.....	114
V.2.3	Dimensionnement en puissance globale.....	118
V.2.4	Comparaison avec une architecture 1 générateur / N antennes.....	120
VI	CONCLUSION	121
 CHAPITRE 3 : NOUVEAU CONCEPT DE BALAYAGE AUTONOME		125
I	INTRODUCTION	126
I.1	Antennes favorisant une grande agilité.....	126
I.2	Rayonnement transitoire d'un réseau.....	127
II	AGILITE AUTONOME EN DIRECTION DE POINTAGE	129
II.1	Principe du balayage autonome.....	129
II.2	Caractéristiques du balayage autonome.....	132
II.2.1	Tirs dans différentes directions successives.....	132
II.2.2	Pas d'avancement du balayage.....	133
II.2.3	Dissociation de deux tirs successifs.....	135
II.2.4	Etendue du balayage.....	136
II.3	Mise en œuvre du balayage autonome.....	140
III	APPLICATION A LA DETECTION ELECTROMAGNETIQUE.....	144

III.1	Analyse d'une scène en simulation.....	145
III.2	Traitement adapté à un seul récepteur.....	146
III.2.1	Configuration de réception.....	146
III.2.2	Découpage des signaux de réception.....	147
III.2.3	Création d'une matrice de pondération.....	148
III.2.4	Elaboration de l'algorithme de traitement.....	150
III.3	Traitement adapté à de multiples récepteurs.....	155
III.3.1	Configuration de réception.....	155
III.3.2	Réponses enregistrées sur les sondes.....	155
III.3.3	Découpage des signaux de réception.....	157
III.3.4	Balayage numérique.....	158
III.3.5	Impact du nombre de sondes.....	161
III.3.6	Performances sans balayage à vide.....	163
III.4	Comparaison des traitements abordés.....	164
III.4.1	Scène analysée.....	164
III.4.2	Comparaison des modes de balayage.....	165
III.4.3	Comparaison des différents traitements mis en œuvre.....	167
IV	CONCLUSION.....	172
	CONCLUSION GENERALE.....	175
	REFERENCES.....	177
	LISTE DES PUBLICATIONS.....	183

Introduction générale

A l'issue de la guerre froide, les relations internationales ont été considérablement modifiées et le monde est devenu de plus en plus incertain, imprévisible, et exposé à des vulnérabilités nouvelles. Ainsi, la défense des populations et des territoires face aux nouveaux risques et aux nouvelles menaces susceptibles de porter atteinte à la vie d'une nation, de l'intérieur comme de l'extérieur, est devenue un enjeu majeur du XXI^{ème} siècle.

C'est dans ce contexte de sécurité nationale que le livre blanc pour la Défense de 2008 définit une nouvelle stratégie mettant en avant la volonté de création de ruptures technologiques et scientifiques à l'horizon 2020-2030. Parmi ces efforts en matière de recherche et de technologie, sont pressenties :

- les nouvelles technologies de détection active telles que les radars impulsions large bande, permettant de détecter des personnes ou d'identifier des substances au travers ou derrière des obstacles (combat urbain, détection d'engins explosifs improvisés),
- les émetteurs à énergie dirigée tels que les émetteurs micro-ondes à forte puissance, ayant pour objet de neutraliser des menaces terroristes, brouiller des senseurs infrarouges, ou bien détruire des cibles mobiles et/ou des systèmes de communication discrets.

Depuis le début des années 1990, une technologie particulièrement novatrice se développe et semble en mesure de répondre favorablement à cette nouvelle stratégie : l'Ultra Large Bande (ULB) impulsions. Son principe consiste à générer une impulsion électromagnétique de très courte durée, inférieure ou égale à la nanoseconde, d'allure temporelle maîtrisée, et couvrant une très large bande de fréquences, de plusieurs Gigahertz. Cette impulsion furtive, de par sa brièveté, est capable de fournir de très nombreuses informations grâce à son contenu spectral très riche.

L'institut XLIM est une unité mixte de recherche sous tutelle de l'Université de Limoges et du Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS). Le département Ondes et Systèmes Associés (OSA) y développe plusieurs thèmes de recherche comme les antennes multifonctions, la compatibilité électromagnétique, l'effet des ondes sur la santé, ou encore les réseaux sans fil. Il développe également depuis une quinzaine d'années un pôle de compétence autour des technologies Ultra Large Bande impulsions.

Cette activité a débuté en 1994 par une étude, menée en collaboration avec la Direction Générale de l'Armement (DGA) et le Centre Electronique de l'Armement (CELAR), dont l'objet était la conception et la réalisation d'un banc de mesure de signature Radar de petits (missiles) et gros objets (avions de chasse) dans une bande de fréquences s'étendant de 100MHz à 1GHz. Cette recherche a conduit au développement des premières antennes ULB du laboratoire.

Entre 1999 et 2002, une nouvelle collaboration avec la DGA et le CELAR avait pour objectif de concevoir et réaliser un Radar ULB, dénommé PULSAR, dont l'application était la détection de mines antichars enfouies dans le sol. Ce projet a été mené en partenariat avec le Laboratoire de Génie Electrique de l'Université de Pau ainsi qu'avec la société Europulse, implantée à Cressensac, dans le Lot. Il a conduit à la possibilité de localiser des mines sur des zones de plusieurs centaines de m², enfouies jusqu'à 50cm de profondeur dans le sol, avec une résolution de l'ordre de la dizaine de centimètres.

La technologie ULB ayant été jugée très prometteuse, ces études ont été suivies en 2002 par un Programme d'Etude Amont (PEA) soutenu par la DGA, nommé RUBGI (Radar Ultra Grande Bande Instantanée), dont le but était d'améliorer les performances des réseaux d'antennes ULB en y associant un système de génération optoélectronique. Dans le cadre de ce projet, la faisabilité du concept multi-sources / multi-antennes a été démontrée, ce qui a conduit au lancement d'une REI (Recherche Exploratoire et Innovation) en 2006 ayant pour thème l'étude et la réalisation d'un réseau 2D impulsionnel agile d'antennes ULB. L'objectif était ici de montrer la faisabilité du dépointage du faisceau de rayonnement dans deux plans différents simultanément.

Cette démonstration s'est faite à travers la conception d'antennes miniatures (pour réduire l'encombrement du système antenne) alimentées par des impulsions à valeur moyenne nulle (pour améliorer la capacité de détection du Radar), dans une bande de fréquences s'étendant de 300MHz à 3GHz.

En 2008, le laboratoire a appliqué ces techniques optoélectroniques à celui du rayonnement impulsionnel forte puissance. Une nouvelle REI a été lancée en collaboration avec la DGA et le Commissariat à l'Energie Atomique (CEA) dans le but de réaliser un dimensionnement en puissance d'un système global, constitué d'autant de générateurs que d'antennes, dont le but était de rayonner une densité surfacique de puissance de $1\text{W}/\text{cm}^2$ à une distance de 1km. L'objectif était ici d'étudier la faisabilité de l'alimentation d'antennes miniatures avec des impulsions ultra courtes couvrant un spectre allant de 800MHz à 8GHz.

Dans cet environnement et ce contexte, ce mémoire est consacré à la conception, à la réalisation, et à l'utilisation de systèmes rayonnants ULB dans les bandes [300MHz - 3GHz] et [800MHz - 8GHz]. Il est capital de souligner que les systèmes rayonnants couvrant la bande [800MHz - 8GHz] associés à des sources optoélectroniques et appliqués à la guerre électronique n'existent pas. Les systèmes dont il est fait référence dans la littérature couvrent majoritairement la bande [300MHz - 3GHz] et sont particulièrement développés en Russie. La génération de signaux à valeur moyenne nulle dans la bande [300MHz - 3GHz] étant maîtrisée dans le laboratoire XLIM, l'idée originale proposée dans cette thèse est de montrer la potentialité d'engendrer une onde électromagnétique subnanoseconde à valeur moyenne nulle dans une bande de fréquences plus élevée, et de la rayonner à l'aide d'une antenne de dimensions minimisées, compatible avec la conception d'un réseau 2D.

Le premier chapitre replace le contexte de l'étude et fait état de quelques applications concrètes de l'ULB impulsionnelle dans les domaines de la détection électromagnétique et de la guerre électronique. Dans un deuxième temps, deux algorithmes transitoires «classiques», permettant d'aboutir à des images électromagnétiques de scènes constituées d'une ou de plusieurs cibles, sont analysés et comparés dans la bande [300MHz - 3GHz], avec des données expérimentales : les algorithmes de sommation cohérente et de retournement temporel. Il s'agit ici de dégager les avantages et inconvénients de chacun pour voir dans quelle mesure il est plus intéressant d'utiliser l'un ou l'autre. Enfin, les différentes architectures envisageables de systèmes antennaires sont recensées et détaillées.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse des étapes suivies dans la conception d'un système rayonnant ULB à travers la conception et la réalisation d'un dispositif optoélectronique d'alimentation et d'une antenne miniature originale, fonctionnant dans la bande [800MHz - 8GHz]. La mise en réseau de cette antenne est ensuite étudiée avec l'analyse du comportement de deux architectures globales constituées d'autant de générateurs que d'antennes. Dans le but de rayonner une densité surfacique de puissance fixée à une distance déterminée, un dimensionnement en puissance présentant l'évolution du nombre d'antennes constituant un réseau, en fonction du niveau d'alimentation de chacune d'entre elles, clôt ce chapitre. Le rapport des rayonnements crêtes avant et arrière transitoires est également évalué en fonction de la quantité d'antennes constituant le réseau. Il s'agit donc ici d'évaluer les performances d'un système global à partir des performances expérimentales du module élémentaire.

Dans l'objectif de rendre un dispositif Radar autonome, rapide, et compact, le troisième et dernier chapitre est dédié à la présentation d'un nouveau concept de Radar optoélectronique impulsionnel, permettant le balayage ultrarapide d'une large zone à scanner. En effet, jusqu'à présent, les radars impulsionnels dédiés à la détection électromagnétique présentent une faible vitesse de balayage et un certain manque d'autonomie. Pour résoudre ces problèmes, l'idée proposée est de recourir à un réseau d'antennes alimentées par de multiples trains d'impulsions asynchrones, de façon à rayonner des impulsions électromagnétiques dans différentes directions successives au cours du temps. Un tel concept permet d'assurer un balayage discret dynamique d'une zone et d'en obtenir une image électromagnétique grâce à l'élaboration de traitements de signaux spécifiques. Concernant ces traitements de signaux, ils sont comparés aux algorithmes de sommation cohérente et de retournement temporel présentés dans le premier chapitre, afin d'évaluer leur efficacité.

Chapitre 1 : Systèmes rayonnants

ULB : Principe, applications, et

mise en œuvre

I Définition de l'ULB impulsionnelle

L'Ultra Large Bande (ULB) impulsionnelle est une technologie novatrice dont le principe est d'émettre une impulsion ultra courte, de l'ordre de la nanoseconde, sans porteuse. Le contenu spectral instantané de cette impulsion s'étend de quelques mégahertz à quelques gigahertz et la communauté scientifique considère qu'un signal est ULB lorsqu'il répond à l'un des deux critères suivants [1] :

- le rapport FB (Fractional Bandwidth) entre la largeur de bande BP à -10dB et la fréquence centrale f_c est supérieure ou égale à 20% (Figure 1).
- sa largeur de bande est supérieure ou égale à 500MHz.

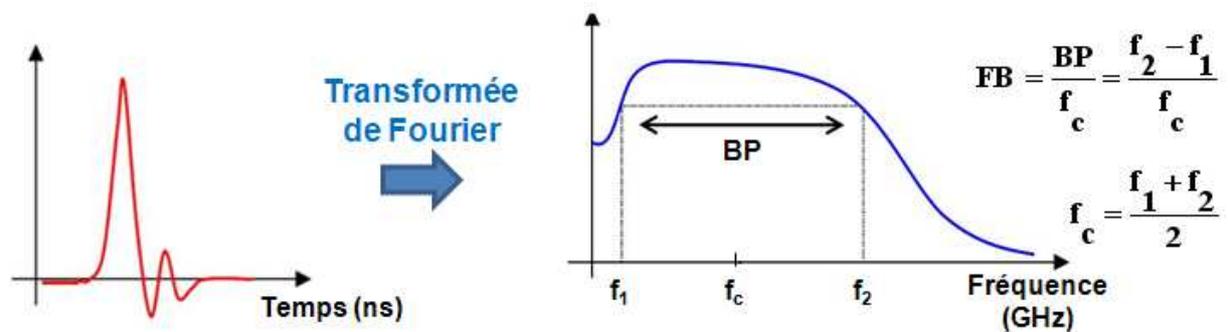


Figure 1 : Exemple de signal ULB impulsionnel

De la même manière, les signaux bande étroite sont caractérisés par un critère FB de l'ordre de quelques pourcents à une dizaine de pourcents et un signal est considéré comme large bande si la fréquence supérieure f_2 est au moins égale à deux fois la fréquence inférieure f_1 .

Des signaux couvrant une décade de bande (par exemple [300MHz - 3GHz] ou [800MHz - 8GHz]) sont des signaux ULB puisque le critère FB correspondant est égal à 1,64. Classiquement, la réduction de la largeur d'un signal et le raidissement de son temps de montée conduisent à étendre son spectre vers les hautes fréquences.

La partie suivante est consacrée aux nombreux intérêts de l'ULB impulsionnelle, à travers les applications de guerre électronique et de détection électromagnétique.

II Les applications de l'ULB impulsionnelle

Un avantage majeur des techniques dites impulsionnelles est leur discrétion. En effet, grâce à des temps de montée de l'ordre de la centaine de picosecondes et des durées inférieures à la nanoseconde, les signaux ULB sont difficilement détectables et ne sont pas sujets aux contre mesures. De par leur brièveté et leur fort contenu fréquentiel, les impulsions ULB représentent donc un atout majeur dans de nombreuses applications, aussi bien offensives que défensives, sur le plan civil ou bien militaire.

Concernant la métrologie, les signaux ULB permettent un gain de temps considérable par rapport à l'utilisation de signaux bande étroite et présentent un avantage certain en terme de coût. En effet, grâce à leur fort contenu spectral, une seule mesure temporelle suffit à balayer un très grand nombre de fréquences. De plus, les mesures en espace libre sont favorisées car, en ayant recours à une troncature adéquate des signaux enregistrés, les échos parasites liés aux chemins multiples sont supprimés et il n'est donc plus nécessaire d'avoir recours à une chambre anéchoïque, très coûteuse.

II.1 La guerre électronique

II.1.1 Définition

La guerre électronique désigne «l'ensemble des actions militaires destinées à intercepter, identifier, perturber, éliminer, ou exploiter l'émission de radiations électromagnétiques» [2]. Ce concept résulte de la combinaison de 3 domaines d'action :

- **la Mesure de Recherche Electronique (MRE)** : elle consiste à tirer parti des émissions ennemies pour se renseigner et agir à ses dépens. Elle permet de détecter la menace et d'aider à la désignation d'objectifs.
- **la Contre Mesure Electronique (CME)** : elle vise à gêner l'adversaire dans son utilisation du spectre électromagnétique. Il s'agit par exemple de rendre inexploitable ses émissions par l'intermédiaire de moyens de brouillage ou encore de neutraliser ou détruire des systèmes électroniques.
- **la Mesure de Protection Electronique (MPE)** : elle a pour but de s'assurer de l'emploi efficace du spectre électromagnétique, malgré l'utilisation par l'adversaire de moyens de lutte électromagnétique. Elle est un élément essentiel dans le but d'assurer la sécurité des opérations et d'augmenter la résistance des moyens utilisés.

Bien que discrète, la guerre électronique occupe une place majeure dans le dispositif de Défense et apporte un soutien indispensable à la prévention des crises, à la protection, et à l'action des forces. Dans ce cadre, l'armée de terre française possède deux régiments de guerre électronique : les 44^{ème} et 54^{ème} régiments de transmission (44^{ème} RT et 54^{ème} RT) [3]. Créés respectivement en 1971 et en 1986, ces régiments n'ont cessé d'être présents sur les divers théâtres d'opérations du globe, de participer à la recherche du renseignement d'origine électromagnétique, et d'assurer l'attaque des réseaux radioélectriques adverses.

Dotés de moyens adaptés (Figure 2) et de matériels très modernes, parmi lesquels on trouve le système de localisation et d'interception des émissions exotiques (LINX) (Figure 3), leurs missions regroupent la recherche, l'écoute, l'interception, la localisation, l'analyse, et le brouillage des émissions radioélectriques.



Figure 2 : Centre de guerre électronique (© cellule audiovisuelle 44 RT)



Figure 3 : Véhicule de l'Avant Blindé (VAB) utilisés dans le système LINX

Ainsi, ces régiments participent aux opérations extérieures au sein des forces terrestres engagées et fournissent, au niveau du théâtre, l'appui guerre électronique indispensable au bon déroulement des opérations. En effet, le recours à la guerre électronique permet d'anticiper des menaces et d'y répondre le plus stratégiquement possible. Dans ce cadre, elle a joué un rôle significatif dans les conflits majeurs, à commencer par la première guerre mondiale.

II.1.2 Un fait historique marquant

Au plus fort de la Grande Guerre, le 19 janvier 1917, Arthur Zimmermann, alors ministre des affaires étrangères allemand, envoya un télégramme à l'ambassadeur allemand au Mexique dans lequel il lui demanda d'entrer en contact avec le gouvernement mexicain afin de lui proposer une alliance contre les Etats-Unis. En cas de victoire, le Mexique se verrait alors de nouveau possesseur des provinces préalablement perdues : le Texas, l'Arizona, et le Nouveau-Mexique.

Cependant, le câble chargé de transmettre ce message transitait par l'Angleterre (Figure 4) et ce dernier fût intercepté par le Royaume-Uni par l'intermédiaire de Nigel de Grey et William Montgomery, du service de renseignement de l'Amirauté. Il fût décrypté un mois plus tard, le 22 février 1917.

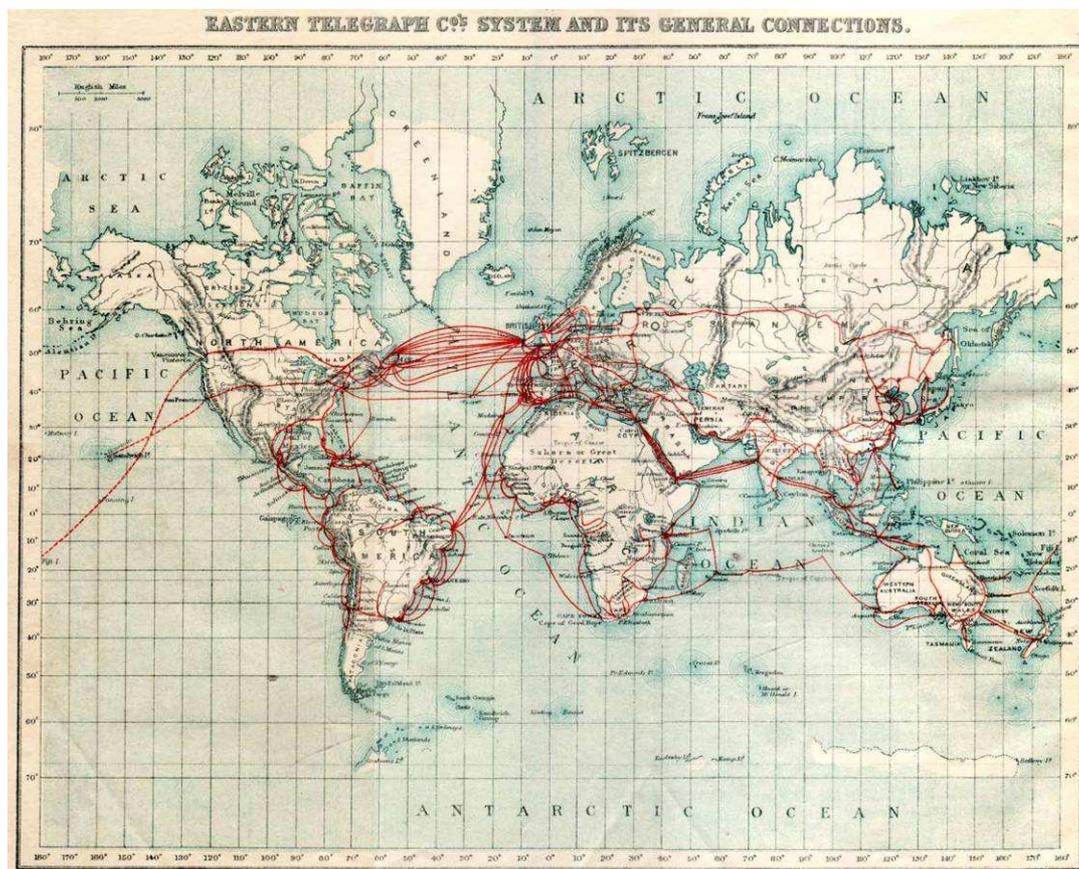


Figure 4 : Carte des câbles télégraphiques en 1901

Dès lors, de par son contenu, l'entrée en guerre des Etats-Unis devint inévitable. Cependant, un dilemme se posa côté britannique : fallait-il immédiatement prévenir les américains, au risque d'éveiller les soupçons des allemands vis-à-vis de l'interception de ce message et du déchiffrement de leur code ? La décision fût donc prise d'attendre que le sentiment anti allemand soit assez fort aux Etats-Unis et, lorsque les sous-marins allemands se mirent à attaquer des navires civils américains près des îles britanniques, pour couper les ravitaillements en Grande Bretagne, le message fût transmis et le Congrès accepta de déclarer la guerre à l'Allemagne le 6 avril 1917.

Cet évènement entraîna la pérennité de la guerre du décryptage et, par la suite, la guerre froide permit de développer, aussi bien à l'Est qu'à l'Ouest, de nouveaux matériels et de nouvelles techniques visant à surveiller le camp adverse. Dans le même temps, la guerre électronique a suivi une constante évolution, avec l'élaboration de systèmes de brouillage de plus en plus efficaces, allant jusqu'à la mise en œuvre de systèmes capables de perturber, neutraliser, et même détruire les équipements radioélectriques adverses. Ainsi, les équipements développés tendaient vers des armes lourdes et très puissantes.

II.1.3 Des exigences techniques propres

La guerre électronique a pour vocation de traiter toutes les sources de rayonnement électromagnétiques amies, pour éviter de les perturber, et ennemies, pour s'en protéger et les perturber voire même les détruire. Il s'en suit que les dispositifs doivent être en mesure de détecter et/ou de brouiller tous les types de radars et, dans ce cadre, un rapport de 1 à 100 est nécessaire entre les couvertures fréquentielles d'un radar classique et d'un système de guerre électronique [4]. Ainsi, une antenne de guerre électronique doit pouvoir fonctionner sur une bande de fréquences la plus large possible pour que l'espace à contrôler reste indépendant de la fréquence.

A l'issue de la guerre froide, le 21 septembre 1991, la Défense française a mis en service la frégate antiaérienne Jean Bart (Figure 5). Ce bâtiment possède un très grand nombre de systèmes dédiés à la localisation d'équipements (1 détecteur de Radar ARBR 17 couvrant la bande X s'étalant de 8GHz à 12,5GHz, 1 détecteur d'émission radio SAIGON couvrant les bandes VHF et UHF s'étalant de 30MHz à 3GHz), aux interférences électromagnétiques (1 brouilleur ARBB 33 couvrant la bande X, 2 lance-leurres SAGAIE NG, 2 lance-leurres DAGAIE), mais aussi à la transmission de données. Ses missions regroupent le contrôle des mers, l'escorte de bâtiments amphibies, ou encore la protection rapprochée de bâtiments comme le porte-avion Charles de Gaulle.



Figure 5 : La frégate antiaérienne Jean Bart

Outre les systèmes militaires, les exigences techniques de la guerre électronique concernent également les systèmes civils. En effet, depuis quelques années, l'essor des télécommunications crée une variété élevée de «cibles», ce qui se traduit par une densité de plus en plus importante de microprocesseurs vulnérables aux interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI). Ainsi, la dépendance de la société actuelle vis à vis des outils «tout électronique» fait craindre à des attaques terroristes ou criminelles capables de paralyser l'ensemble d'une zone visée. Dans ce contexte, le livre blanc sur la Défense de 2008 définit une nouvelle stratégie reposant sur 5 fonctions permettant d'assurer la sécurité nationale :

- la connaissance et l'anticipation,
- la prévention,
- la dissuasion,
- la protection,
- l'intervention.

Les deux dernières fonctions, de protection et d'intervention, mettent en avant la volonté de création de ruptures technologiques et scientifiques au niveau des émetteurs à énergie dirigée à l'horizon 2020-2030. Ainsi, les émetteurs micro-ondes de forte puissance vont avoir un intérêt croissant et «pourront être utilisés pour la neutralisation de menaces terroristes, le brouillage ou l'aveuglement de senseurs infrarouges, la destruction précise de cibles mobiles, ou encore les systèmes de communication discrets» [5].

II.1.4 Les Microondes de Forte Puissance

Au sein de la guerre électronique, la fonction de brouillage des émissions radioélectriques est essentiellement effectuée à l'aide d'armes électromagnétiques, ou encore d'émetteurs à énergie dirigée : les sources micro-ondes rayonnantes de forte puissance (MFP), pour lesquelles des puissances crêtes de l'ordre du Gigawatt peuvent être atteintes.

Ces sources ont commencé à apparaître dans les années 1970 et, jusque dans les années 1990, les Etats-Unis et l'Union Soviétique se sont lancés dans le développement d'armes dissuasives, capables de perturber ou de détruire des dispositifs électroniques, sans être mortelles pour l'Homme. Sur un plan militaire, la possession d'armes électromagnétiques revêt aujourd'hui un caractère stratégique d'importance, aussi bien offensivement que défensivement, et permet de s'attaquer à la vulnérabilité des systèmes.

D'un point de vue défensif, les applications de base sont la perturbation des communications du camp adverse ou l'écrasement des informations utiles au guidage d'un missile en émettant par exemple un signal parasite. Un des nouveaux objectifs majeurs consiste à lutter efficacement contre les engins explosifs improvisés (IED : Improvised Explosive Device), ces derniers étant à l'origine de nombreuses victimes civiles et militaires dans des zones de conflits comme celles de l'Afghanistan (Figure 6).

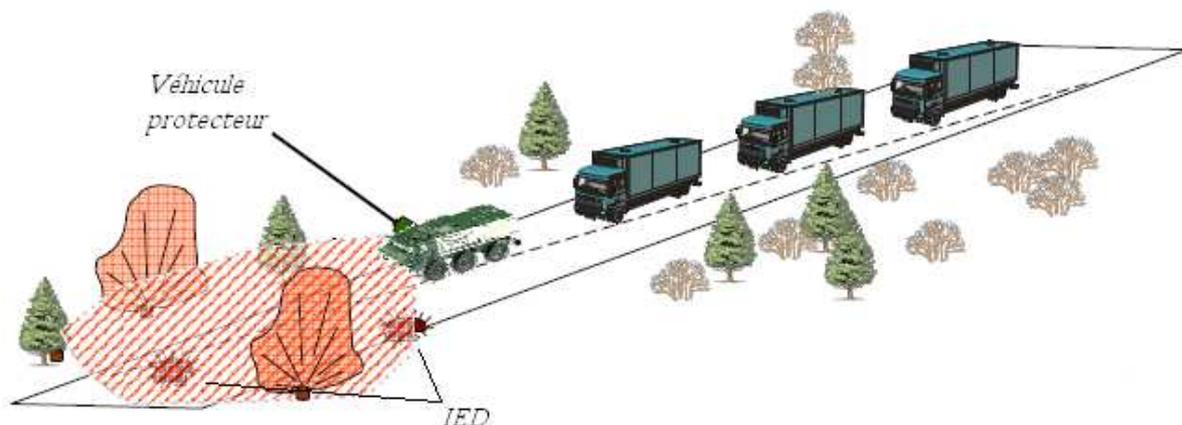


Figure 6 : Convoi anti IED

Dans le cadre de cette lutte, les véhicules terrestres sont la plupart du temps équipés de brouilleurs large bande (Figure 7) capables d'annihiler ou de détruire ces armes commandées à distance, dont la fabrication est souvent simple.



Figure 7 : Brouilleur anti IED sur un véhicule protecteur

Offensivement, l'objectif recherché est la génération d'un rayonnement électromagnétique intense en direction d'une cible afin de créer des perturbations au niveau des composants électroniques et de rendre invalides des systèmes d'armes ou de communications ennemis. Dans ce cas, soit l'agression se traduit par un simple dysfonctionnement de la cible, soit les systèmes électroniques sont détruits et les fonctions de base ne sont plus assurées.

Qu'elle soit offensive ou défensive, l'idée est d'interrompre momentanément ou définitivement des échanges de données, des systèmes de commande, des appareils de détection, ou des communications, afin d'isoler l'ennemi et de le rendre incapable de contrôler ses moyens. En conséquence, la capacité des techniques ULB à émettre des parasites impulsionnels sur des bandes très larges dans les gammes de fréquence où les équipements sont vulnérables est un atout majeur de cette approche.

II.2 La détection électromagnétique

Le principe Radar date du début du XX^{ème} siècle et les premiers systèmes opérationnels ont vu le jour dans les années 1930 avant de connaître un essor lors de la seconde guerre mondiale. Au cours de la guerre froide, il était indispensable de connaître les moindres faits et gestes de l'ennemi et donc les radars permettaient de surveiller et de contrôler des territoires situés à grande distance.

II.2.1 Définition et applications d'un Radar

Un Radar (Radio detection and ranging) est un système émettant et recevant des ondes électromagnétiques grâce auxquelles il est capable de restituer des informations quant à la localisation d'un objet, d'une cible, en termes de distance et de direction. La Figure 8 présente un exemple de radar panoramique (radar en mode mono-statique : une seule antenne sert à la fois en émission et en réception) pour lequel un faisceau très étroit est rayonné par une antenne très directive : connaissant l'angle vers lequel pointe le radar et le temps aller-retour de l'onde (dont la vitesse est celle de la lumière) entre le radar et la cible, la position de celle-ci est parfaitement connue.

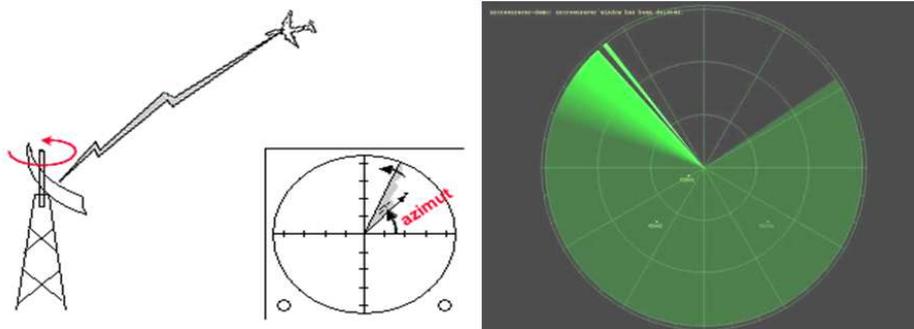


Figure 8 : Radar panoramique

La localisation d'une cible peut se faire par l'intermédiaire d'autres moyens : soit on utilise plusieurs stations (mode multistatique : les antennes d'émission et de réception sont situées dans des positions différentes), soit on déplace le radar le long de la zone à analyser (système SAR : synthèse d'ouverture radar).

Quelle que soit la méthode adoptée, en ayant recours à des traitements de signaux adéquats en réception, il est possible de remonter à des informations aussi importantes que la taille, la forme, la vitesse, ou même la trajectoire d'une cible. Etant en mesure de donner toutes ces informations, les radars sont utilisés dans de nombreuses applications parmi lesquelles on distingue notamment :

- **la visualisation d'un champ de bataille (Figure 9).** Les radars mis en œuvre servent ici à localiser et à identifier les cibles (humains, véhicules, armes,...), mobiles ou non, de façon discrète, dans le but de définir la stratégie et les actions à mettre en place. Les actions peuvent être menées dans des milieux découverts, comme une plaine ou un désert, mais aussi dans des milieux favorisant la dissimulation, comme une forêt ou une montagne. L'imagerie de la scène permet alors d'avoir une vision d'ensemble des événements.



Figure 9 : Intervention d'un groupement tactique interarmes (GTIA)

- **le sauvetage des personnes (Figure 10).** Ces radars présentent également un intérêt d'un point de vue civil à travers la détection de personnes ensevelies sous des milieux opaques suite à des catastrophes naturelles telles que des tremblements de terre ou des avalanches. Il apparaît indispensable de développer des technologies permettant d'accroître la vitesse de détection pour répondre à des situations d'urgence et sauver un plus grand nombre de vies humaines. Cette amélioration de la qualité de localisation de personnes en situation périlleuse passe par la caractérisation de plusieurs types de matériaux, tels que le béton, le parpaing, ou encore la pierre, afin de prendre en compte tous les phénomènes liés à la propagation des ondes électromagnétiques à travers des obstacles.



Figure 10 : Recherche de victimes sous des gravats

- **l'antiterrorisme et le combat urbain (Figure 11).** Dans le même contexte que l'application précédente, des radars d'imagerie sont développés pour des applications de proximité, dans le cadre de la sécurité civile et militaire : des conflits peuvent avoir lieu dans tous les milieux et particulièrement en milieu urbain. Ainsi, la détection à travers des parois est un challenge important dans le but d'avoir une vision instantanée d'un théâtre d'opération, lors d'une prise d'otages par exemple. En effet, les militaires du Groupe d'Intervention de la Gendarmerie Nationale (GIGN) sont sollicités plus d'une soixantaine de fois par an pour résoudre ce genre de situation de crise et, dans le cas où les négociations restent vaines, il faut envisager une intervention de type assaut. Au préalable, il est nécessaire de recueillir le plus d'informations possible sur la zone de conflit et notamment distinguer les terroristes des otages.



Figure 11 : Intervention du GIGN dans un bâtiment

II.2.2 Les exigences des systèmes Radar

Les radars dits «classiques» (Figure 12) fonctionnent sur une bande de fréquences étroite en émettant un signal sinusoïdal, avec une fréquence centrale pouvant aller de quelques Mégahertz (pour l'observation transhorizon) à une centaine de Gigahertz (pour le guidage de missiles).

Les applications identifiées dans le point précédent (visualisation d'un champ de bataille, sauvetage de personnes, antiterrorisme, et combat urbain) nécessitent pour la plupart de l'imagerie à travers des obstacles (parois, gravats,...) et de la discrétion. Dans ce contexte, contrairement aux radars «classiques» pour lesquels les signaux rayonnés sont longs, la technique ULB impulsionnelle est la plus à même de répondre à ces exigences en raison de la brièveté des signaux émis et de leur large couverture de bande.



Figure 12 : Exemples d'installations radar

II.2.3 Les atouts d'un spectre très large

Un large spectre permet :

- **l'identification des cibles et un fort pouvoir anti furtivité (Figure 13).** De par ses formes (facettes sur les avions, bateaux, ou hélicoptères), servant à détourner les ondes incidentes, et des matériaux qui la composent, servant à absorber les ondes électromagnétiques, une cible n'est furtive qu'à certaines fréquences. Ainsi, le recours aux signaux ULB permet une identification parfaite des cibles, qui sont furtives pour les systèmes bande étroite, en utilisant les informations récoltées aux fréquences non perturbées.

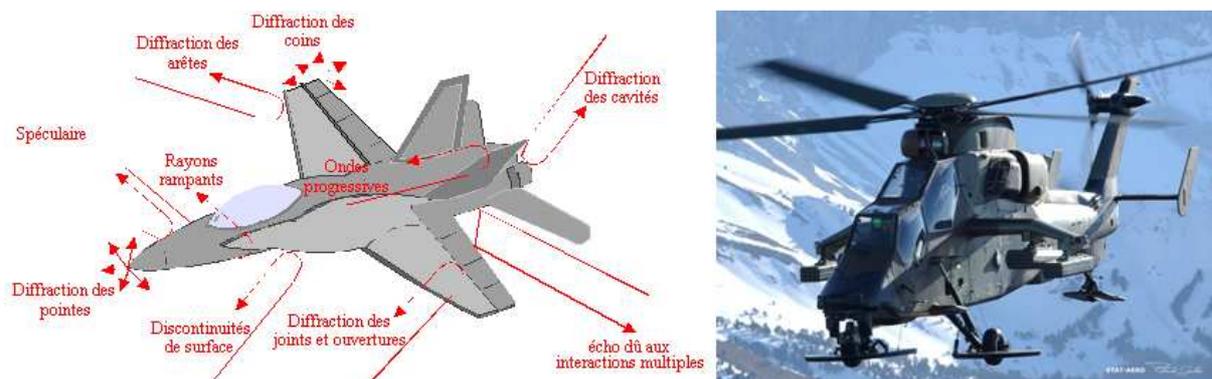


Figure 13 : Réflexions sur une cible et hélicoptère Tigre

- **des capacités de pénétration des matériaux (Figure 14).** Grâce à leur contenu basses fréquences (fréquences inférieures à 1GHz) et à leur grande variété de longueurs d'ondes, facilitant le passage dans des ouvertures de toutes tailles, les signaux ULB ont la capacité de pénétrer des matériaux, des sols, des murs, et la végétation.



Figure 14 : Mur en parpaings

- **une forte résolution d'image (Figure 15).** La résolution en distance, correspondant à la capacité à distinguer deux points, est inversement proportionnelle à la largeur de bande (équation 1). Ainsi, pour séparer nettement deux échos et obtenir deux cibles visibles, il est important d'avoir la plus grande largeur de bande possible. Cette notion de résolution est cruciale pour la détection d'objets dissimulés dans le sol ou derrière un obstacle. En ULB impulsionnelle, pour remonter à l'image radar d'une scène, il existe différents algorithmes de traitements temporels parmi lesquels on trouve la sommation cohérente et le retournement temporel, détaillés et comparés dans la partie III.

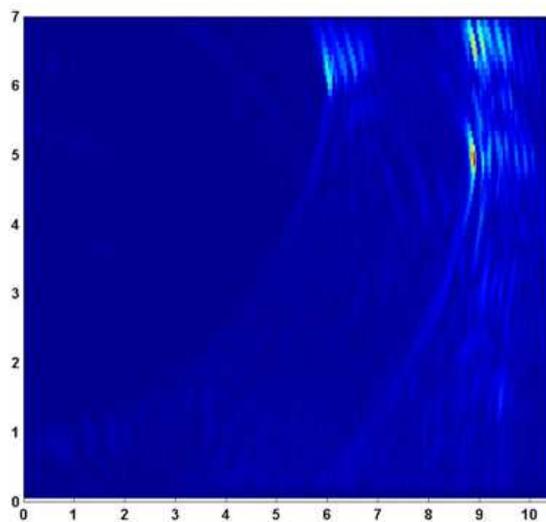


Figure 15 : Image d'une scène constituée de 3 cibles

équation 1 : $R = \frac{c}{2B}$

où

- R correspond à la résolution (en m),
- c est la vitesse de la lumière (en m/s),
- B est la largeur de bande (en Hz).

III Différents algorithmes d'imagerie Radar

L'ULB impulsionnelle ayant l'avantage d'offrir une grande résolution d'image, par l'intermédiaire de la couverture de grandes plages de fréquence, cette partie est consacrée à l'obtention de l'image électromagnétique d'une scène expérimentale grâce à deux des algorithmes temporels les plus fréquemment utilisés : l'algorithme de sommation cohérente et l'algorithme de retournement temporel. Une fois déterminées, les images sont ensuite comparées pour identifier les points forts et les faiblesses de chacun des algorithmes d'imagerie.

III.1 Hyperbole de migration

Pour obtenir l'image d'une scène et pour comparer les deux algorithmes, c'est le principe de l'imagerie SAR (Synthetic Aperture Radar - Radar à synthèse d'ouverture) [6] qui a été choisi : le radar, au sein duquel les antennes d'émission et de réception sont côte à côte, se déplace le long d'une zone à étudier et une mesure est effectuée pour différentes positions connues (Figure 16). Ce type de radar est principalement utilisé pour détecter et localiser des cibles statiques ou ayant une vitesse de déplacement très faible par rapport à celle du radar.

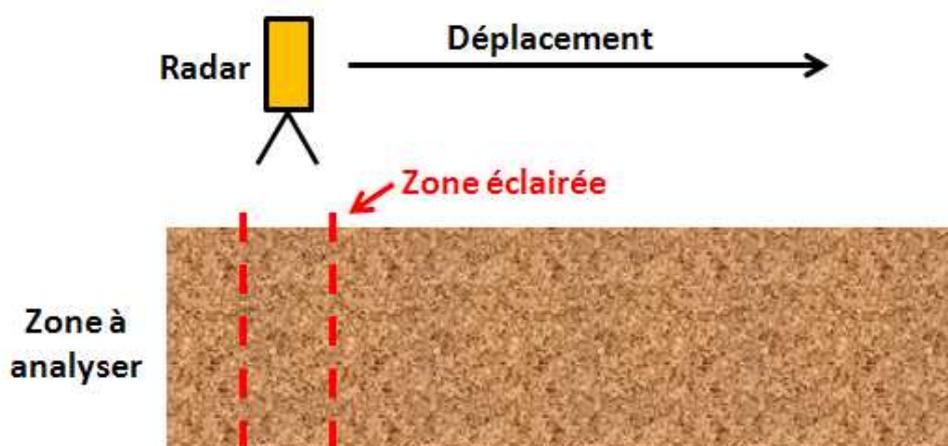


Figure 16 : Principe de l'imagerie SAR

Comme le montre la Figure 17, ce principe repose sur la notion d'antenne synthétique : le recours à un traitement d'image permet de simuler une antenne de grandes dimensions en affinant l'ouverture de l'antenne utilisée. Ainsi, l'image de la scène analysée est la même dans les deux configurations suivantes :

- une antenne de très grandes dimensions, avec un rayonnement très directif, se déplace le long de la scène et aucun traitement n'est nécessaire pour remonter à une image.
- une antenne plus petite, avec un lobe de rayonnement plus large, se déplace le long de la scène et un traitement est nécessaire pour remonter à une image.

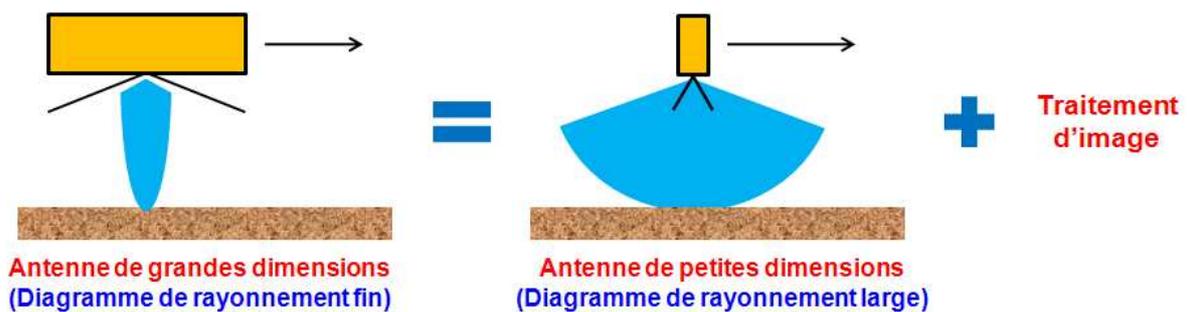


Figure 17 : Notion d'antenne synthétique

Une autre méthode de mesure est la mesure ISAR (Inverse Synthetic Aperture Radar) : ce n'est plus le radar qui se déplace le long d'une zone mais c'est la cible qui se déplace devant le radar. Le but est ici de construire l'image qui aurait été obtenue dans le cas de l'imagerie SAR (après traitement, les images déterminées dans les configurations SAR et ISAR sont identiques). Dans le cadre de cette comparaison expérimentale d'algorithmes, le mode de fonctionnement choisi est l'ISAR car il est techniquement plus facile de déplacer une cible que le système radar complet.

Pour chacune des positions occupées par la cible, l'antenne d'émission du Radar émet une impulsion en direction de la zone à analyser. Lorsque cette impulsion rencontre la cible, elle est diffractée dans plusieurs directions, dont celle de l'antenne de réception du Radar, sur laquelle le signal arrive avec un retard lié au temps de propagation de l'impulsion entre le Radar et la cible. Ainsi, plus la cible est éloignée du Radar, plus ce retard est long. Il en résulte que la position relative de la cible par rapport au Radar permet de mettre en évidence une hyperbole appelée «hyperbole de migration» (Figure 18).

C'est cette hyperbole qui rend possible la restitution de la position de la cible. En effet, le sommet de l'hyperbole correspond à la distance Radar - cible la plus courte (réponse qui arrive le plus vite), ce qui signifie qu'il représente la «position» de la cible.

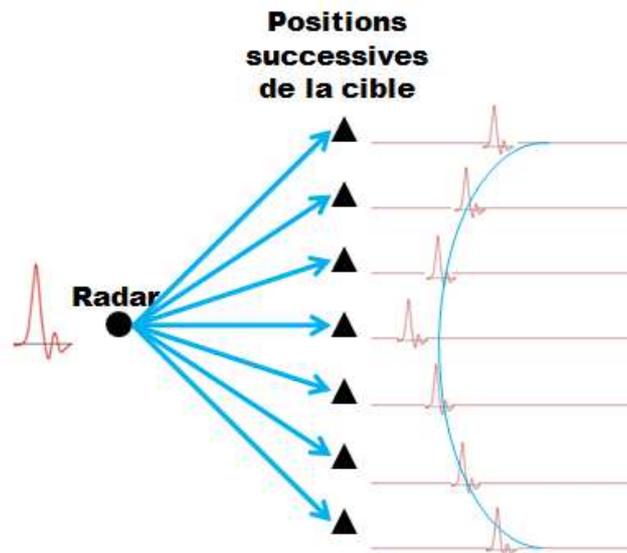


Figure 18 : Hyperbole de migration (Configuration de type ISAR)

III.2 Analyse expérimentale d'une scène

La mise en œuvre de ce principe d'imagerie ISAR repose sur l'analyse de la scène suivante (Figure 19). Cette configuration de l'expérimentation définit les données d'entrée de l'étude :

- l'antenne d'émission est une antenne Valentine [7], fonctionnant dans la bande de fréquences [300MHz - 3GHz],
- l'antenne de réception est une antenne Libellule [8], fonctionnant dans la bande de fréquences [250MHz - 3GHz],
- la cible est un parallélépipède rectangle métallique de 160mm de largeur, 210mm de hauteur, et 57mm de profondeur,
- la cible se déplace à une profondeur de champ de 8,50m parallèlement au Radar, par pas de 10cm sur une longueur de 7m, appelée «fauchée»,
- la cible se situe en face du Radar lorsque son déplacement est de 4,70m par rapport à sa position d'origine. Cette position est donc définie comme étant la «position» de la cible.

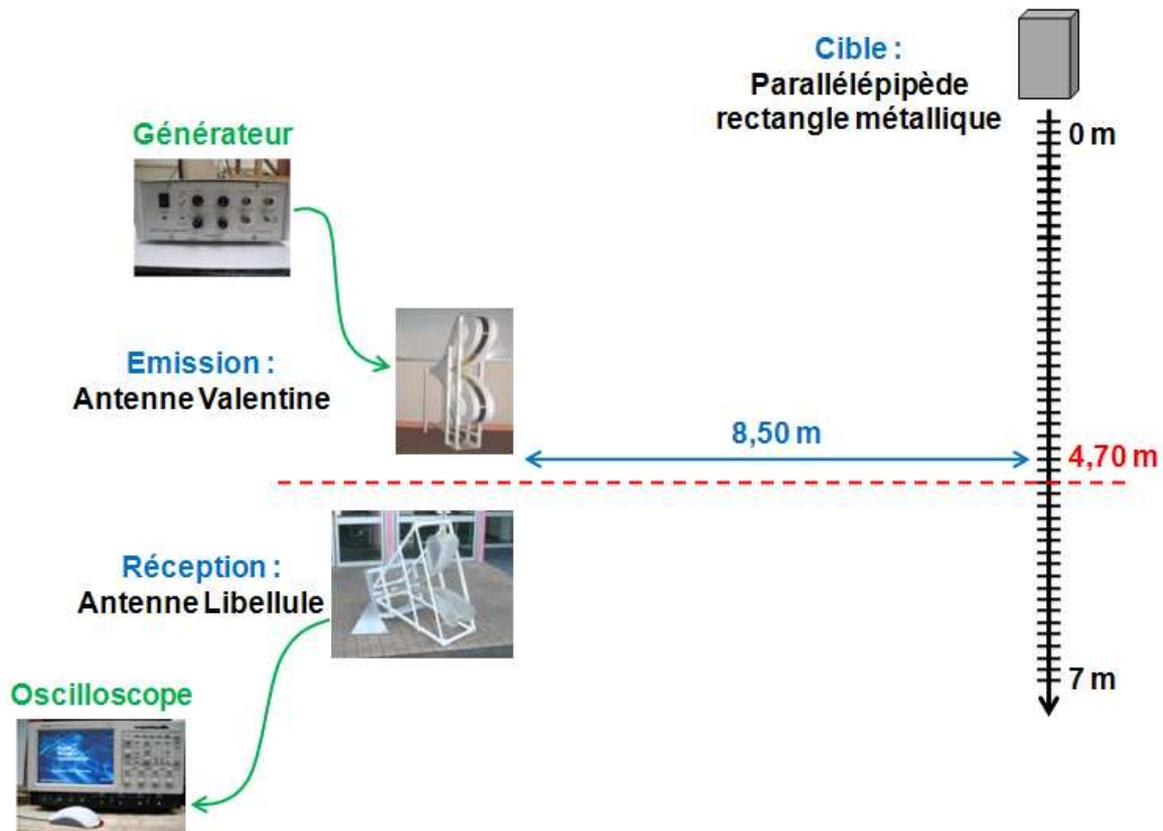


Figure 19 : Imagerie ISAR - scène analysée

Pour l'analyse de cette scène, l'antenne d'émission est alimentée par une impulsion délivrée par un générateur électronique Kentech APG1 : ce générateur délivre une impulsion proche d'une gaussienne, d'amplitude crête 220V, couvrant un spectre s'étalant de 0 à 5GHz à -20dB (Figure 20).

Par ailleurs, pour chacune des positions successives de la cible, l'antenne d'émission émet une impulsion en direction de la scène et, après s'être réfléchi sur les différents obstacles de la zone illuminée, une réponse transitoire est enregistrée en sortie de l'antenne de réception sur un échantillonneur numérique temps réel large bande (pour une acquisition rapide des signaux) (Figure 21).

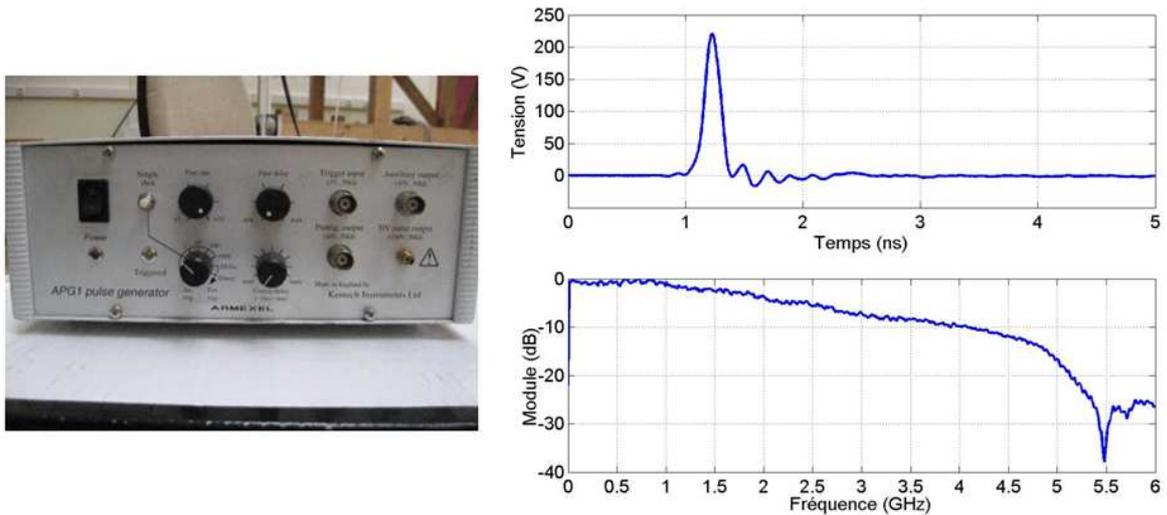


Figure 20 : Signal délivré par le générateur Kentech APG1



Figure 21 : Oscilloscope Tektronix TDS 6804B

Cet oscilloscope peut fonctionner suivant différents modes parmi lesquels on trouve :

- le mode RT (Real Time), qui enregistre un signal comportant uniquement les points «vrais» mesurés par l'oscilloscope, avec un pas temporel de 50ps.
- le mode IT (Interpolated Time), qui ajoute des points interpolés entre les points mesurés. Qu'elle soit linéaire ou en $\sin(x)/x$, cette interpolation permet de réduire artificiellement le pas temporel à 500fs. Ce mode offrant un meilleur rendu des courbes grâce à l'interpolation, c'est celui qui est le plus souvent employé.

L'ensemble des réponses transitoires enregistrées pour chacune des positions est visible sur la Figure 22.

Sur cette figure, l'axe vertical correspond au déplacement de la cible par rapport au Radar (0 à 7m par pas de 10cm) et l'axe horizontal correspond au temps de propagation aller-retour de l'impulsion ULB sur la zone analysée. L'échelle de couleur indique le niveau de tension enregistré sur l'oscilloscope de mesure (V). Les traitements sont effectués avec le logiciel Matlab®.

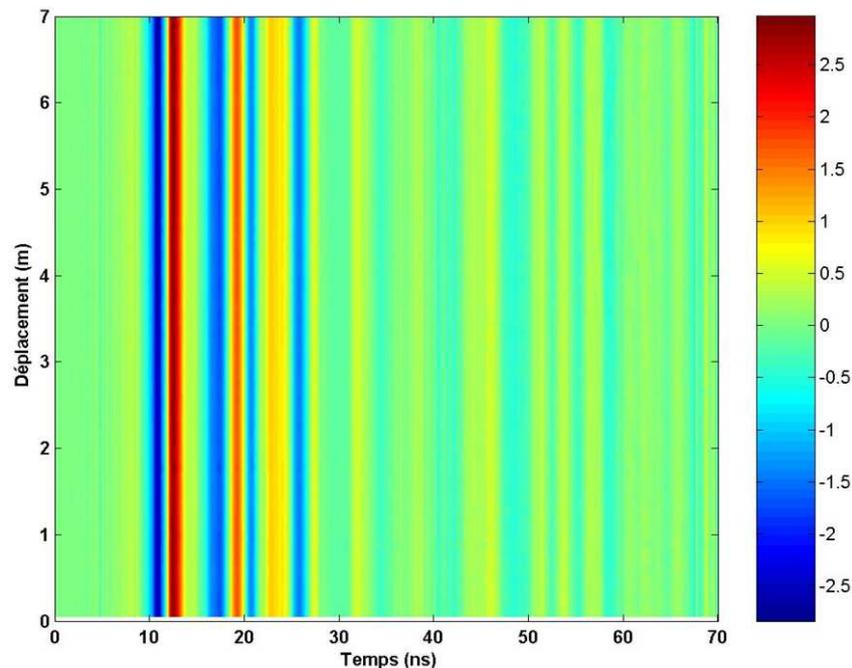


Figure 22 : Ensemble des réponses transitoires enregistrées

En raison des multiples échos fixes de la scène, communs à toutes les positions analysées, l'hyperbole de migration caractérisant la signature de la cible est considérablement masquée. Ces échos forts et constants sont dus :

- au couplage entre les antennes d'émission et de réception : une partie du signal émis se propage en direction de la scène et une autre est directement captée par l'antenne de réception. Plus les antennes sont proches, plus le niveau de couplage est élevé.
- aux signaux émis par les divers systèmes de télécommunications extérieurs.
- aux effets du sol : selon qu'il est lisse ou irrégulier, le sol de la zone à analyser provoque des échos plus ou moins constants.

La solution la plus simple pour éliminer ces échos et ainsi remonter à la signature de la cible, consiste à soustraire un signal moyen déterminé en effectuant la moyenne des signaux mesurés pour toutes les positions. Cependant, dans le cas où la surface du sol de la scène n'est pas parfaitement plate, cette méthode peut s'avérer trop simpliste.

En conséquence, pour s'affranchir de ces échos fixes, il existe plusieurs méthodes [9] parmi lesquelles on trouve la moyenne cylindrique, la moyenne pondérée, ou encore le filtrage passe-haut. Parmi toutes ces méthodes, certaines sont très performantes pour s'affranchir des échos liés à un sol lisse et d'autres le sont pour s'affranchir des échos liés à un sol irrégulier. Il en résulte qu'aucune méthode n'est meilleure que les autres dans les deux cas de figure. Ainsi, d'après [9], au niveau des performances concernant les deux types de sol et de la facilité de mise en œuvre, le meilleur compromis est obtenu en soustrayant un signal médian déterminé en effectuant la médiane des signaux mesurés pour toutes les positions.

Par ailleurs, dans le but de prendre en compte l'évolution du champ rayonné en $1/r$ (où r est la distance parcourue par l'onde électromagnétique) et être en mesure de plus facilement déceler les cibles éloignées du Radar, les valeurs des réponses transitoires enregistrées sont multipliées par la distance r^2 les séparant de ce dernier. En effet, le champ rayonné suit une évolution en $1/r$ entre le Radar et la cible (trajet aller) ainsi qu'entre la cible et le Radar (trajet retour). Les réponses transitoires obtenues après soustraction des échos fixes et après compensation de la décroissance du champ rayonné sont visibles sur la Figure 23.

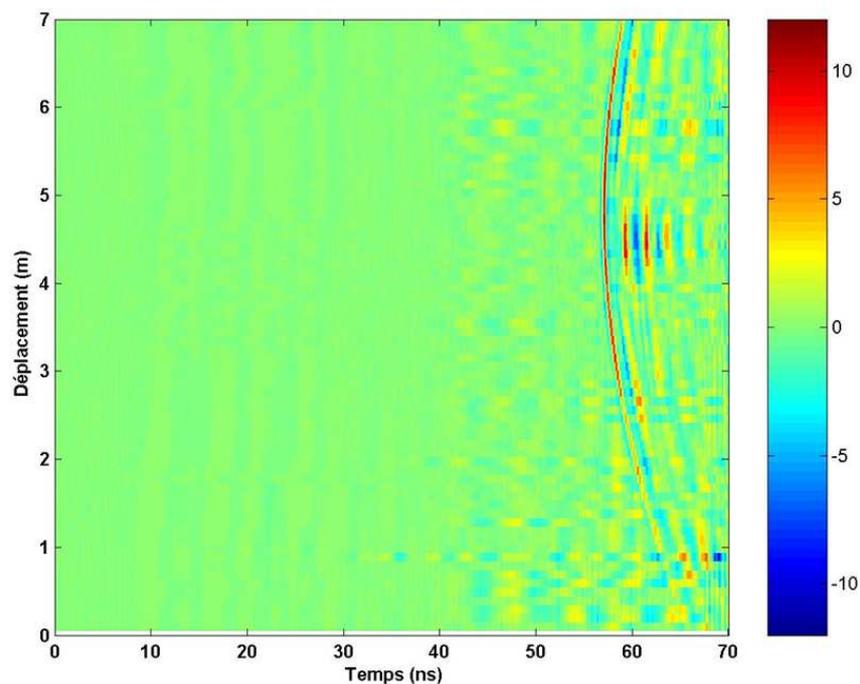


Figure 23 : Mise en évidence de l'hyperbole de migration

Cette figure permet bien de mettre en évidence une hyperbole de migration, dont la position du sommet est obtenue pour un déplacement de 4,70m et pour un temps aller-retour de 57ns, ce qui correspond à une profondeur de 8,50m, d'après l'équation 2.

équation 2 : $d = c \cdot \frac{t}{2}$

où

- d correspond à la profondeur (en m),
- c est la vitesse de la lumière (en m/s),
- t est le temps de parcours aller-retour de l'impulsion ULB (en s).

A partir de cette hyperbole de migration, deux algorithmes transitoires permettant de remonter à une image électromagnétique de la scène ont été mis en œuvre et comparés dans la bande de fréquences [300MHz - 3GHz] : l'algorithme de sommation cohérente dans un premier temps et l'algorithme de retournement temporel dans un second temps.

III.3 Algorithme de sommation cohérente

III.3.1 Obtention d'une image de la scène

La méthode de sommation cohérente [6][10][11] est la plus simple des méthodes existantes. Elle consiste à sommer les valeurs des réponses transitoires mesurées sur le trajet correspondant au déplacement de la cible.

Pour cela, chaque pixel de l'image est considéré comme étant la position de la cible, et donc comme étant le sommet de l'hyperbole. A partir de là, il suffit de chercher tous les points qui appartiennent à cette hyperbole et de sommer leurs valeurs (Figure 24).

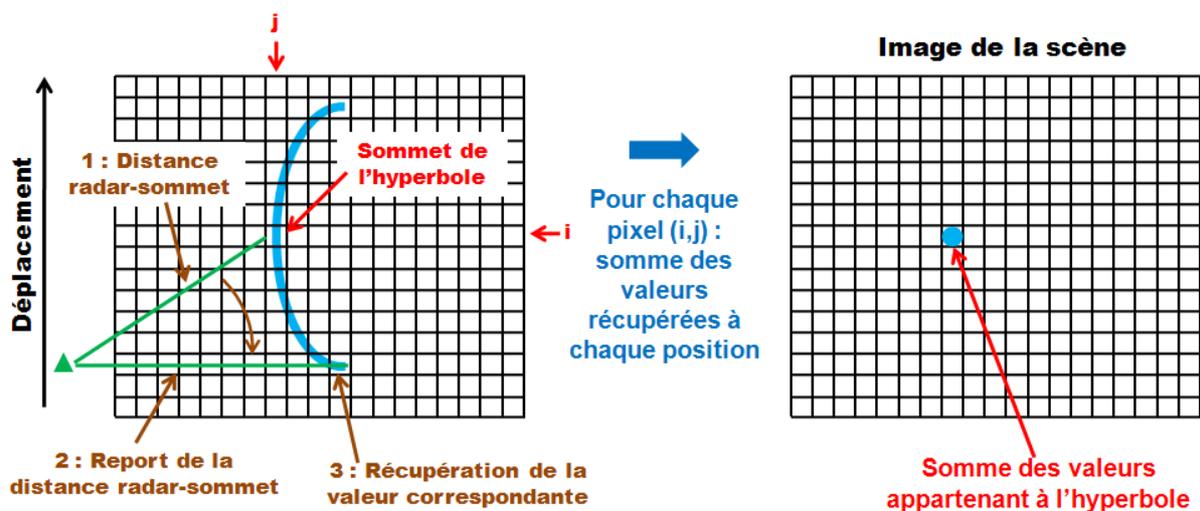


Figure 24 : Principe de l'algorithme de sommation cohérente

Si le pixel considéré ne correspond pas à la position de la cible, il n'est pas le sommet d'une hyperbole et la somme résultante est faible ou nulle. En revanche, si ce pixel correspond bien à la position de la cible, il est le sommet d'une hyperbole et la somme est significative.

Les valeurs plus ou moins fortes des pixels, obtenues après sommation, permettent donc de mettre en évidence la position de la cible, comme le montre la Figure 25, la valeur maximale étant normalisée à 100%.

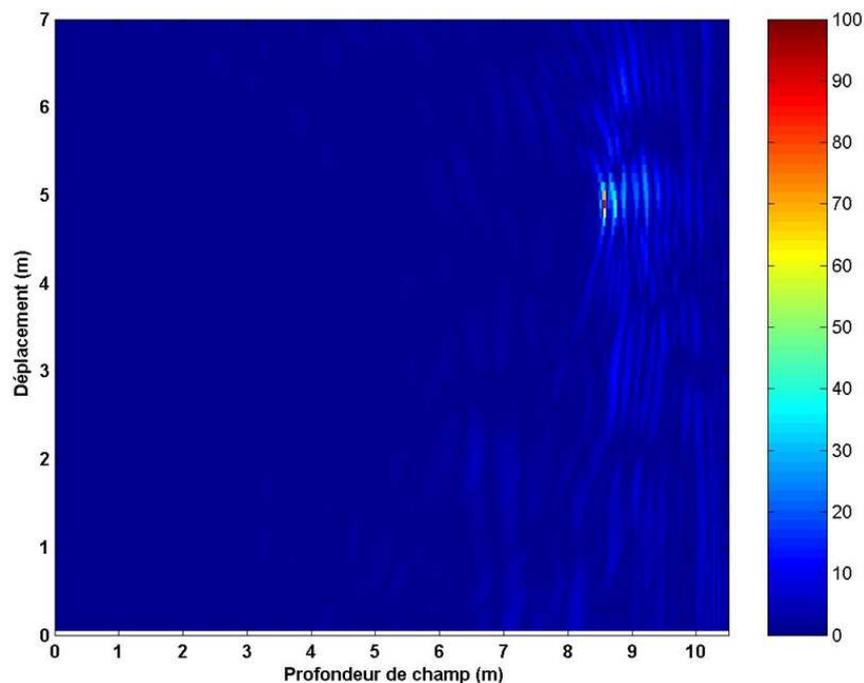


Figure 25 : Image de la scène après sommation cohérente

Malgré l'apparition d'une tache au niveau de la position de la cible, on remarque un certain manque de netteté et des échos «fantômes» autour de la cible, liés aux interactions de cette dernière avec le milieu environnant.

Pour ces raisons, il est intéressant d'avoir recours à un traitement d'image supplémentaire, dont l'objectif est simplement de réaliser quelques opérations sur les pixels de l'image pour améliorer la qualité de visualisation de la position de la cible.

III.3.2 Renforcement 3x3

Dans le domaine médical, et particulièrement en radiologie, il est courant d'avoir recours au traitement d'image pour avoir une meilleure visibilité des organes et lever des indécisions [12]. Dans ce cadre, une des opérations les plus répandues est le renforcement : il permet de rehausser la netteté d'une image en intensifiant les contours de zones. Il tient le rôle de filtre passe-haut et permet ainsi de renforcer des détails.

Le renforcement est une opération qui s'effectue directement sur les pixels, à l'aide d'une fenêtre carrée de taille 3 qui parcourt l'image, élément par élément. La Figure 26 en illustre le principe.

A l'aide d'un masque 3x3 appelé «Laplacien», la valeur de chaque pixel de l'image est modifiée en tenant compte des pixels adjacents. L'échantillon A est un exemple de prise en considération des 8 pixels adjacents au pixel bleu traité. L'image renforcée est obtenue en effectuant une soustraction entre l'image originale et le Laplacien de cette dernière. Chacun des pixels de l'image finale N est calculé à partir du pixel correspondant de l'image initiale A et de ses pixels adjacents.

Afin de se rendre compte des effets de cette opération, elle a été réalisée sur une image de test intitulée «Lena». En effet, cette dernière sert de référence pour les algorithmes de traitement d'image depuis 1973 et est une bonne image de test car elle contient un mélange intéressant de détails, de régions uniformes, et de textures [13].

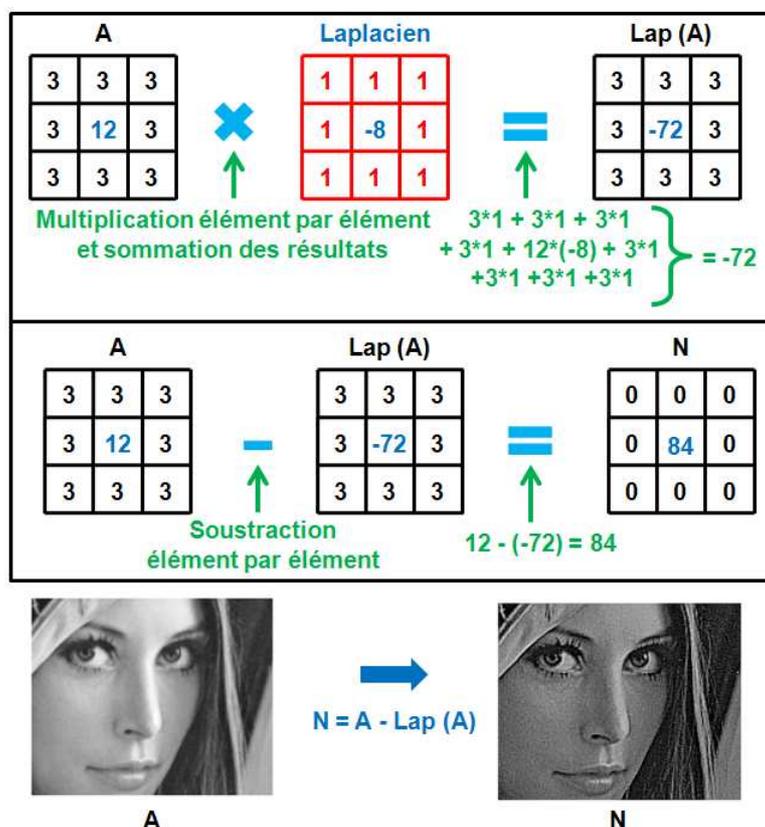


Figure 26 : Principe du renforcement 3x3

Concernant l'image de la scène, une fois l'opération de renforcement réalisée, l'image de la Figure 27 est obtenue, la valeur maximale étant toujours normalisée à 100%. Cette image indique une position bien plus précise de la cible.

En revanche, certains échos de moindre amplitude restent visibles derrière la position de la cible. Ces bruits parasites, situés en fond de scène, sont liés à la prise en compte de la décroissance du champ en $1/r$ (multiplication des données par r^2). Dans le but d'avoir une image la plus claire possible et de noyer ces bruits parasites, une opération de lissage peut-être effectuée. C'est l'objet du point suivant.

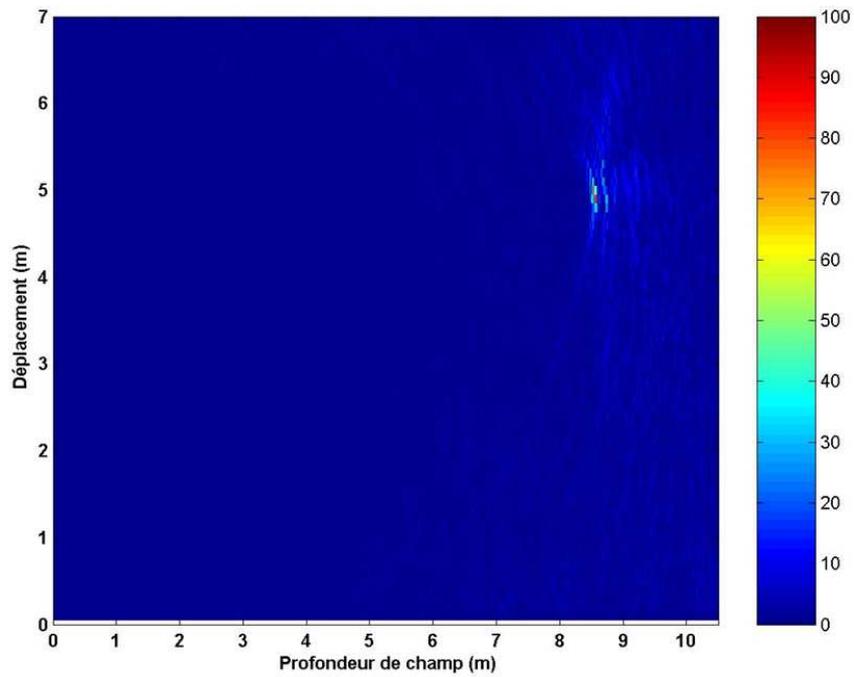


Figure 27 : Image renforcée de la scène

III.3.3 Lissage 3x3

Le lissage a un rôle de filtre passe-bas et permet de réduire les bruits parasites. Cette fonction s'avère être une aide considérable pour les aiguilleurs du ciel dans le but de gérer au mieux la circulation, quelles que soient les conditions météorologiques [14].

Sur le même principe que le renforcement, chaque pixel est traité en tenant compte des pixels avec lesquels il est directement en contact. Ainsi, il s'agit de faire «circuler» un masque 3x3 sur l'image en affectant un coefficient à chaque pixel de la fenêtre (Figure 28).

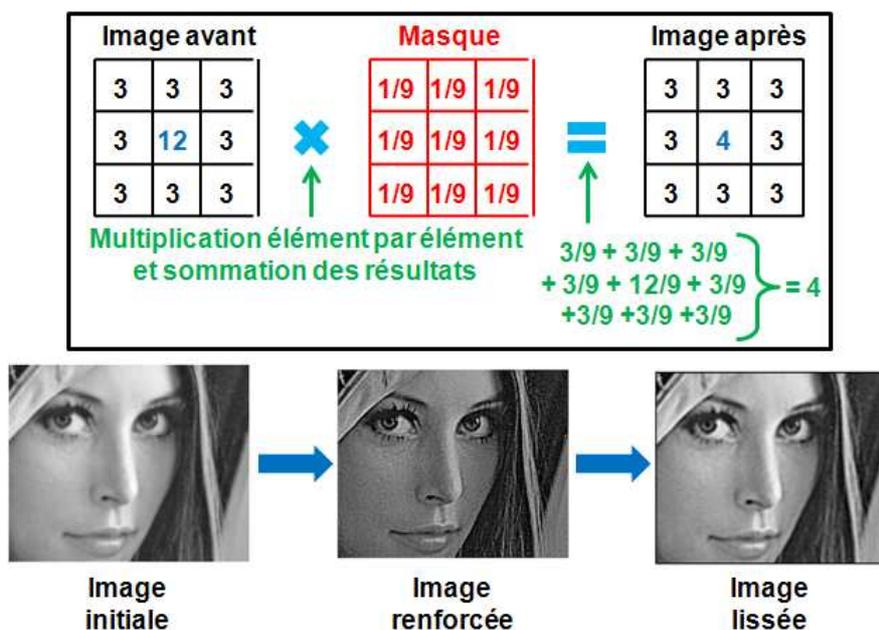


Figure 28 : Principe du lissage 3x3

Cette figure montre clairement que l'image lissée présente des détails plus significatifs que l'image initiale. L'inconvénient du lissage étant la suppression de certains détails, il est nécessaire de les renforcer avant de le mettre en œuvre.

Par ailleurs, en fonction du résultat souhaité, il est important de bien choisir la taille de la fenêtre car plus le masque est grand, plus l'image devient floue, comme le montre la Figure 29.



Figure 29 : Influence de la taille du masque sur le lissage

Dans le cadre de cette étude, c'est un masque de taille 3x3 qui a été retenu et la Figure 30 présente l'image finale de la scène.

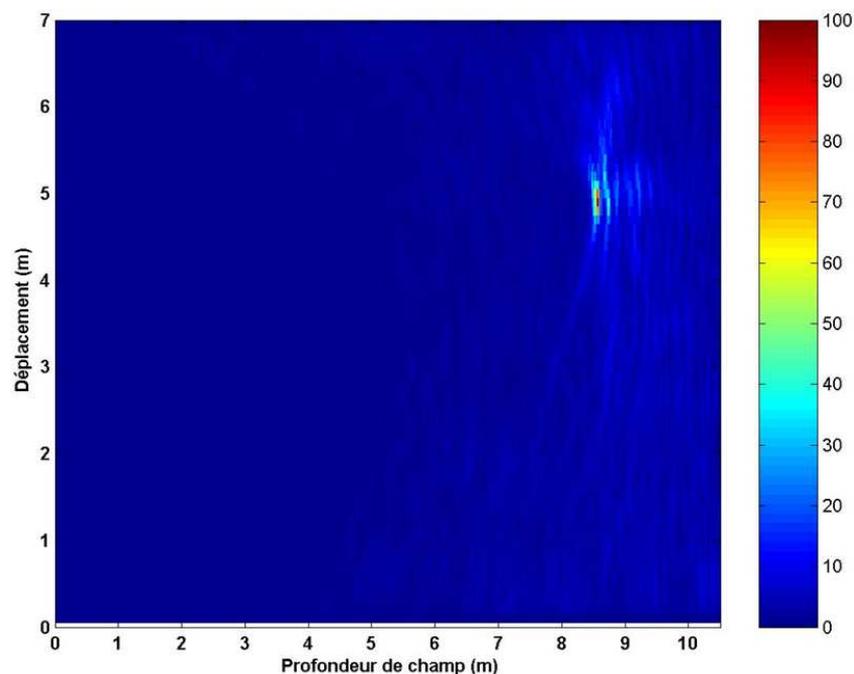


Figure 30 : Image de la scène après les opérations de renforcement et de lissage

Cette figure permet de mettre en avant la position de la cible de façon plus claire et plus précise, grâce à la réduction des bruits parasites situés en fond de scène.

III.4 Algorithme de retournement temporel

III.4.1 Principe

Le retournement temporel [15] consiste à faire rebrousser chemin à une onde, qu'elle soit acoustique ou électromagnétique. Dans ce domaine, le professeur Mathias Fink, directeur du laboratoire Ondes et Acoustique (LOA), et son équipe ont mis au point un miroir à retournement temporel (MRT) [16] et acquis une renommée internationale, notamment en imagerie médicale.

Un miroir à retournement temporel est un dispositif électronique composé de multiples capteurs qui enregistrent un signal, l'inversent, et le renvoient à sa source (Figure 31).

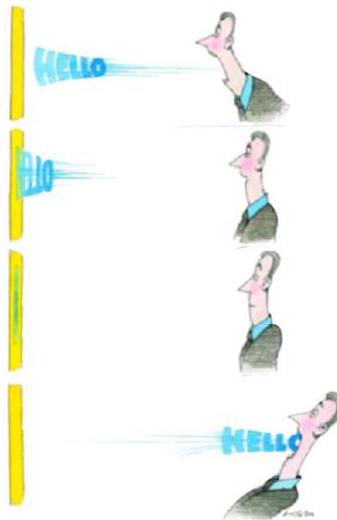


Figure 31 : Réexpédition d'un signal à sa source

De cette manière, après avoir rencontré un MRT, l'onde remonte toutes les étapes de sa vie antérieure quels que soient le chemin emprunté et les milieux traversés. Les signaux arrivés les derniers sont renvoyés en premier, et vice-versa. Les applications de cette technique sont très nombreuses : elles vont de l'imagerie sous-marine à la domotique en passant par les télécommunications.

III.4.2 Rétro-propagation des signaux mesurés

En imagerie Radar, l'application du retournement temporel a pour objectif de remonter à la position de l'objet diffractant (cible) ayant donné naissance à l'onde électromagnétique enregistrée par le Radar. Comme énoncé précédemment, plusieurs capteurs sont nécessaires pour récolter un maximum d'informations sur le signal, l'enregistrer, l'inverser, et le renvoyer à sa source.

Dans la configuration de la scène analysée (Figure 19), la cible occupe 71 positions successives (déplacement de 7m par pas de 10cm) : 71 mesures différentes sont donc effectuées pour enregistrer les échos qui en émanent. Ainsi, tout se passe comme si un ensemble de 71 capteurs récoltait les signaux diffractés par la cible. De cette manière, la Figure 32 illustre le principe du retournement temporel appliqué à l'imagerie Radar [17][18] :

- Dans un premier temps, une inversion des réponses de la cible est effectuée temporellement. Pour chacune des 71 positions de la cible, la réponse transitoire $g(t)$ devient $g(-t)$, ce qui implique un changement de sens de l'hyperbole de migration.
- Dans un deuxième temps, les données (réponses de la cible) inversées sont rétro-propagées en direction de chacune des coordonnées de la scène (point P). Pour cela, les données inversées subissent un retard équivalent à la distance séparant le Radar et le point P visé. Ce point P est localisé à l'aide d'une distance d_1 (et donc d'un temps t_1 de propagation), sur l'axe horizontal, et d'une position R_1 de la cible, sur l'axe vertical. Lors de cette rétro-propagation, si le point visé ne correspond pas à la position de la cible, les signaux rétro-propagés n'arrivent pas en phase au niveau de celui-ci (cas du point bleu de la Figure 32). En revanche, si le point correspond à la position de la cible, les signaux rétro-propagés arrivent en phase au niveau de celui-ci (cas du point rouge de la Figure 32).

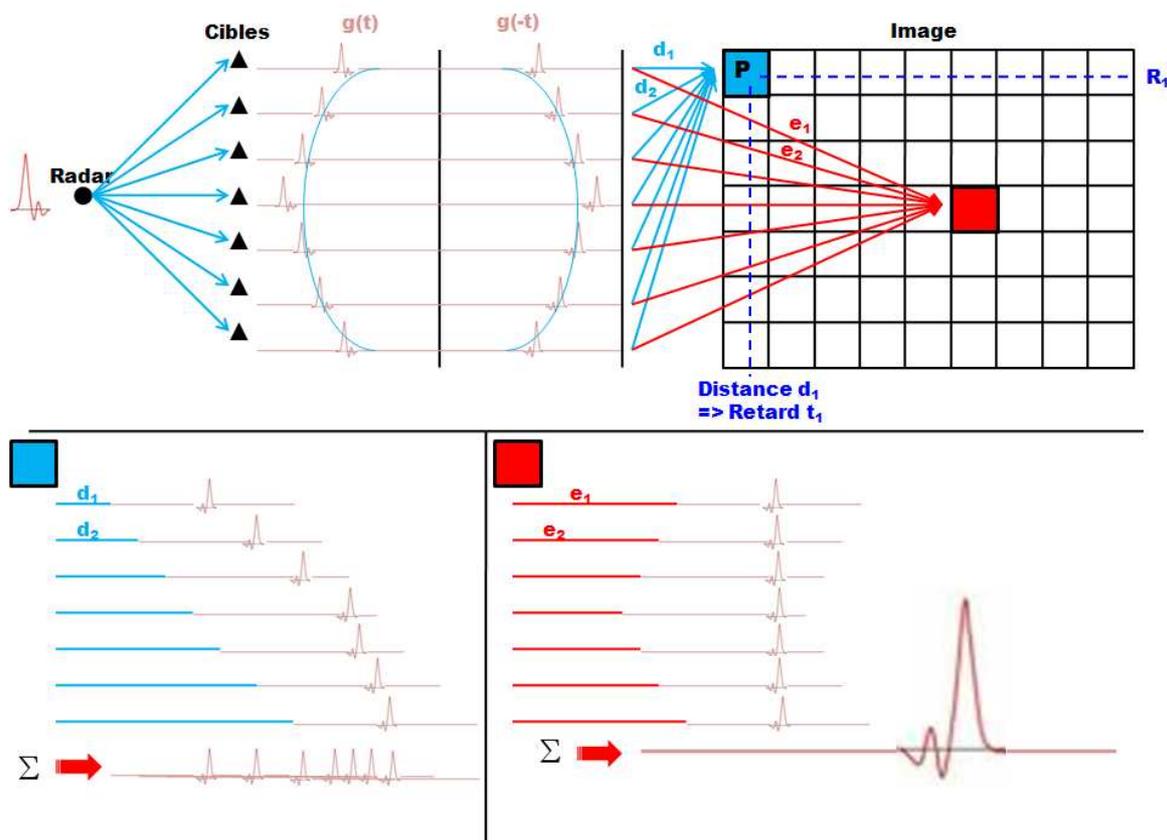


Figure 32 : Principe de l'algorithme de retournement temporel

Pour un instant t_1 considéré (relatif à la position d'un point P visé), la somme des signaux rétro-propagés en direction de ce point est enregistrée sur la ligne R d'une matrice de visualisation (Figure 33). De cette manière, le fait de viser successivement toutes les coordonnées d'une même colonne (symbolique de l'instant t_1 considéré) de la scène permet de construire une matrice représentative de l'allure des signaux rétro-propagés à cet instant t_1 .

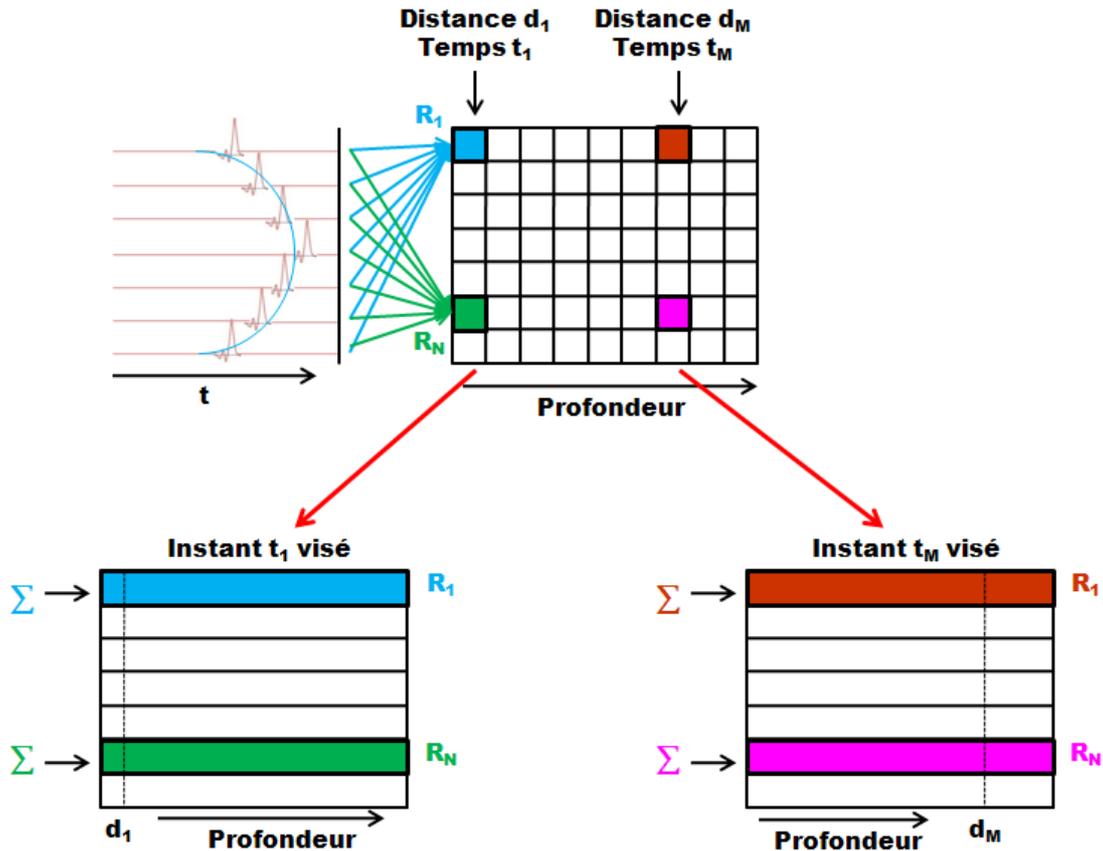


Figure 33 : Rétro-propagation des données à un instant t_1

Ainsi, comme à chaque colonne de la scène correspond une profondeur par rapport à la position du Radar, et donc un temps de propagation des signaux sur la scène analysée, cette méthode permet de suivre l'évolution de la rétro-propagation des données au cours du temps. En effet, une matrice de visualisation est créée pour chacune des colonnes visées, de façon à pouvoir suivre l'évolution des signaux rétro-propagés à chaque instant, c'est-à-dire colonne après colonne, comme le montre la Figure 34, sur laquelle 4 instants ont été «capturés».

Pour chacune de ces captures, l'axe vertical correspond au déplacement de la cible par rapport au Radar, l'axe horizontal correspond à la profondeur de champ de la zone analysée, l'échelle de couleur indique le niveau de champ rétro-propagé (valeur maximale normalisée à 100%), et l'instant t considéré est représenté par un trait noir vertical en pointillés.

La lecture de cette figure s'effectue de la façon suivante :

- aux instants t_1 et t_2 , les signaux rétro-propagés n'ont pas encore atteint la cible et la tache se focalise de plus en plus sur cette dernière (située verticalement à 4,70m et horizontalement à 8,50m). Cette focalisation de plus en plus importante se traduit par une augmentation du niveau de champ au niveau de la position de la cible au fur et à mesure de l'avancée dans le temps (respectivement 40% et 55% du maximum aux instants t_1 et t_2).
- la cible est atteinte à l'instant t_3 . La tache est entièrement focalisée sur la position de la cible et le niveau de champ est égal à 100%. Il est à noter que la position vers laquelle l'onde se refocalise par retournement temporel correspond plus à la position de la surface diffractante de la cible qu'à la position exacte de cette dernière.
- à l'instant t_4 , la cible a été dépassée, la tache s'élargit, et le niveau de champ diminue avec l'avancée dans le temps (70% du maximum).

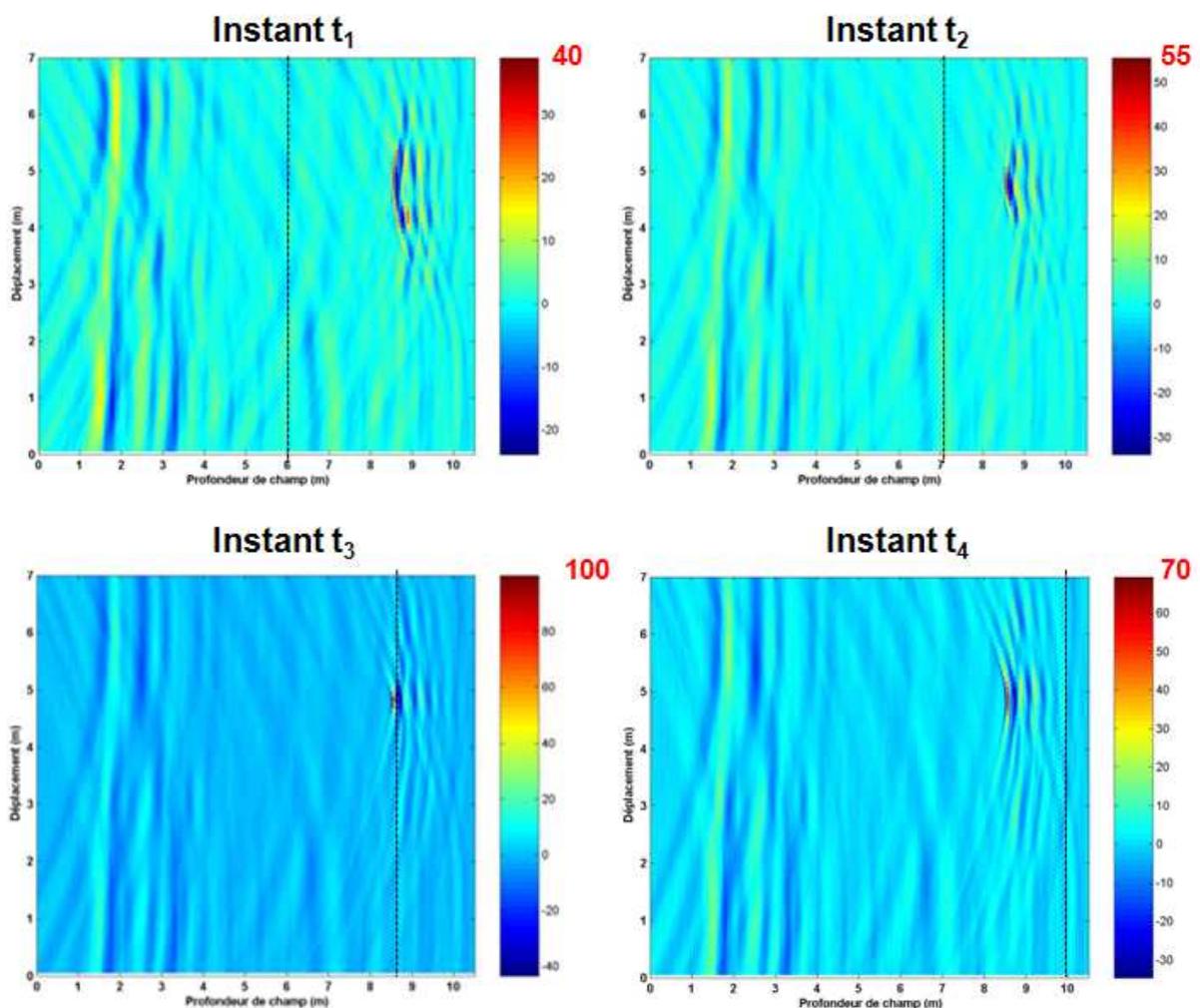


Figure 34 : Evolution des signaux rétro-propagés

III.4.3 Obtention d'une image

La deuxième étape consiste à diffuser le signal incident de l'antenne d'émission du Radar en direction de la scène. Cette diffusion s'effectue de la même manière que la rétro-propagation des signaux mesurés, c'est-à-dire que l'on observe l'allure du signal incident, non inversé, colonne après colonne. Comme le montre la Figure 35, à chaque instant t correspond désormais une allure de l'onde émise par le Radar et une allure de l'onde rétro-propagée.

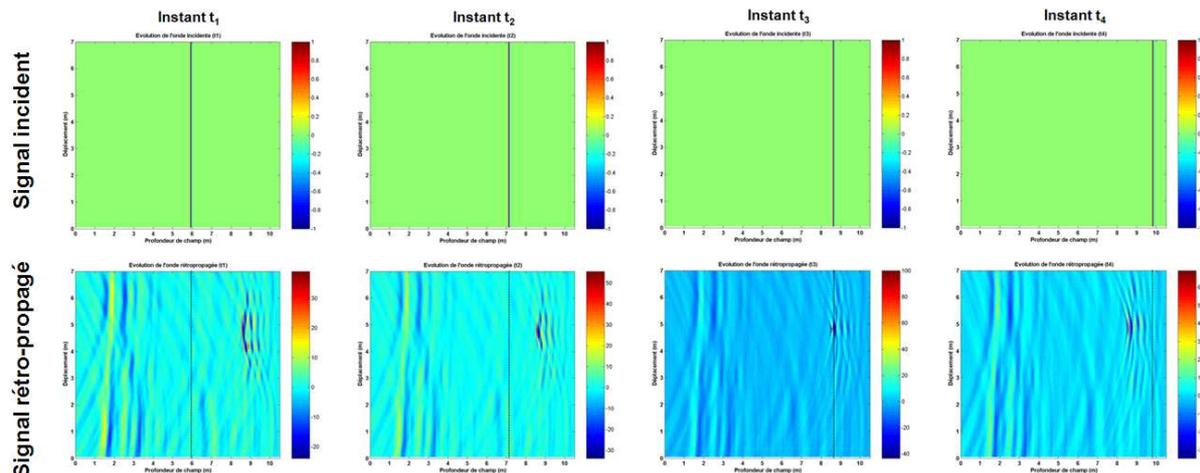


Figure 35 : Evolution des signaux mesurés et incidents

Dans le but d'obtenir une image de la scène, la dernière étape consiste à effectuer un produit de convolution entre les signaux rétro-propagés et incidents :

- à chaque instant t , ces signaux sont multipliés entre eux, pixel par pixel,
- les résultats de toutes les multiplications sont ensuite sommés afin d'obtenir le résultat du produit de convolution.

Grâce à cette opération, seules les parties «utiles», communes aux deux allures, sont conservées puisque lorsque les signaux rétro-propagés n'ont pas encore atteint la cible ou l'ont dépassée, le résultat de la multiplication est nul. La Figure 36 présente l'image finale de la scène, obtenue grâce à cet algorithme de retournement temporel.

Tout comme dans le cas de l'exécution de l'algorithme de sommation cohérente, cette figure présente une restitution précise de la position de la cible. Les deux algorithmes présentés ayant permis de remonter à une position exacte de la cible, il est intéressant de les comparer, c'est l'objet du point suivant.

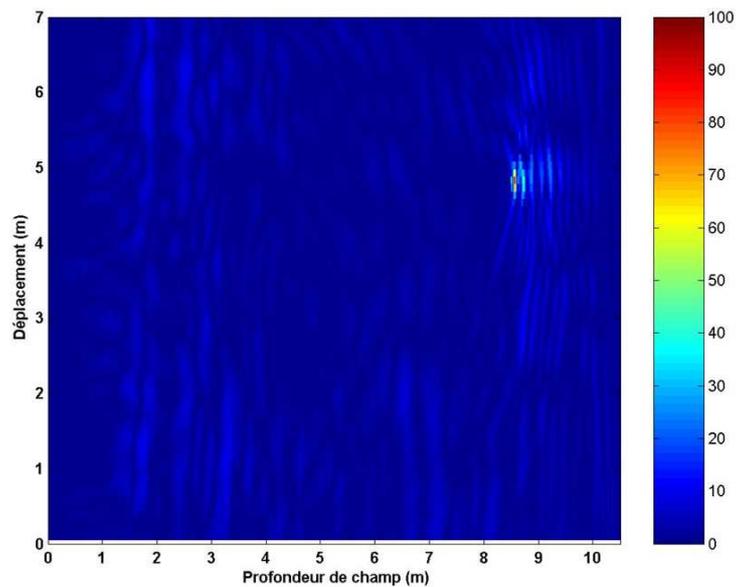


Figure 36 : Image de la scène après exécution de l'algorithme de retournement temporel

III.5 Comparaison des deux algorithmes

Deux scènes différentes ont été mises en place afin de comparer les traitements permettant d'aboutir à une image de la scène : l'algorithme de sommation cohérente assisté des opérations de renforcement et de lissage, et l'algorithme de retournement temporel.

Chacune de ces scènes a été analysée grâce à ces traitements et deux images par scènes ont donc été obtenues (Figure 37). Les deux scènes analysées sont les suivantes :

- la première est celle qui a été traitée jusqu'à présent : elle est composée d'une unique cible, qui est un parallélépipède rectangle métallique de 160mm de largeur, 210mm de hauteur, et 57mm de profondeur.
- la seconde est composée de trois cibles différentes :
 - un parallélépipède rectangle métallique de 160mm de largeur, 210mm de hauteur, et 57mm de profondeur,
 - un trièdre métallique de 45cm d'arête,
 - une sphère de 24cm de diamètre recouverte d'aluminium.

Sur la Figure 37, chacune des scènes analysées a été mise à l'échelle des images obtenues, afin de comparer la taille réelle de la cible et l'image électromagnétique de cette dernière. Le temps de calcul nécessaire à l'obtention de ces images est également précisé.

Dans un premier temps, cette figure met en avant le fait que la position des cibles est parfaitement restituée au niveau des deux scènes, avec les deux traitements. Il est important de préciser que les taches sur les différentes images ne représentent pas exactement la position des cibles mais la position des surfaces diffractantes de celles-ci. Pour cette raison, derrière leur localisation, certaines taches présentent des échos qui sont dus :

- aux rayons rampants sur la cible. Ces rayons circulent sur la surface de la cible, tout en s'atténuant. Cependant, au cours de cette circulation, ces rayons sont réémis en direction de la scène et/ou du Radar.
- aux diffractions des arêtes, des coins, des discontinuités de surface, ou encore des pointes.
- aux interactions multiples, notamment en présence de plusieurs cibles.

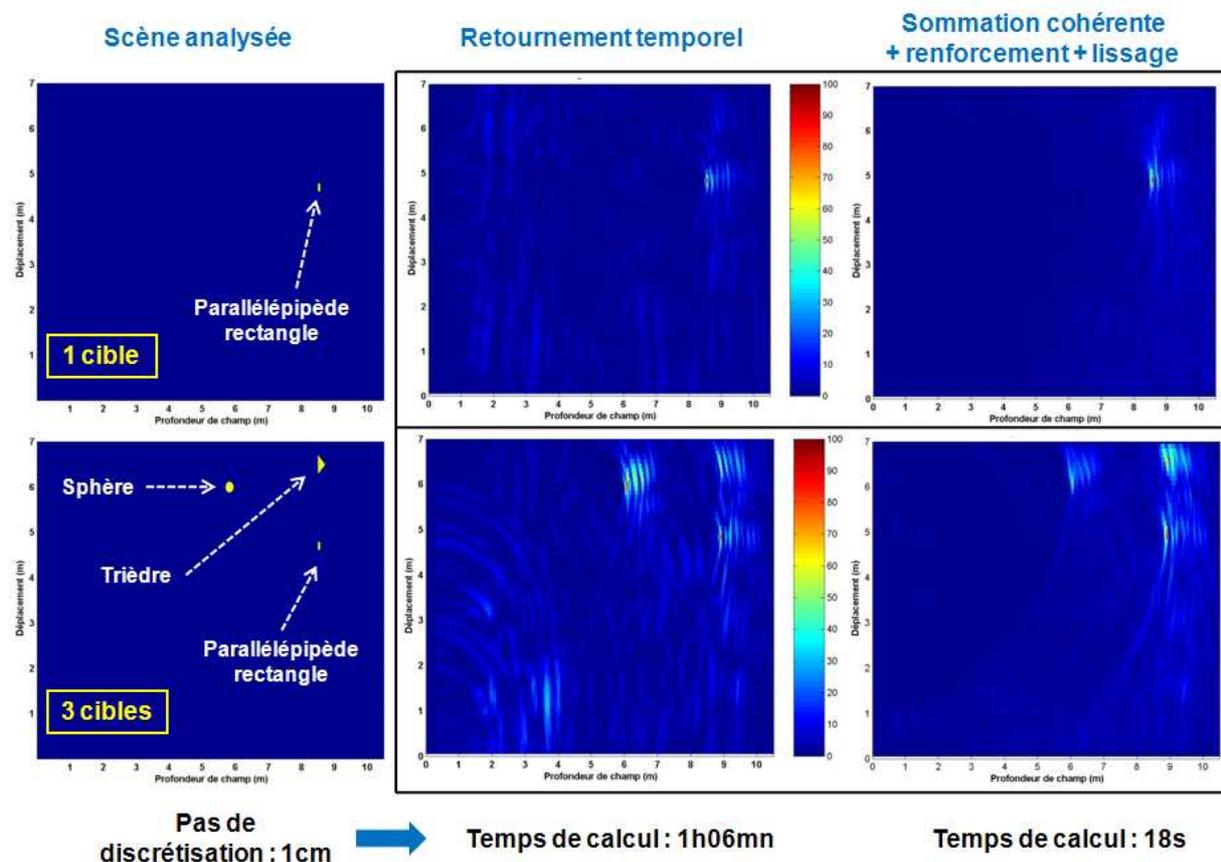


Figure 37 : Comparaison des algorithmes sur deux scènes différentes

Ce dernier point (échos dus aux interactions multiples) est clairement identifiable sur la Figure 37 : lorsque le parallélépipède rectangle métallique est la seule cible présente sur la scène à analyser, les taches obtenues avec les deux traitements sont fines et les échos arrière sont peu significatifs, contrairement au cas pour lequel cette cible n'est plus seule.

De plus, il est intéressant de remarquer que ces échos «supplémentaires» sont plus importants après exécution de l'algorithme de retournement temporel qu'après exécution de l'algorithme de sommation cohérente accompagné d'un renforcement et d'un lissage, notamment au niveau de la tache liée à la sphère, qui présente beaucoup de rayons rampants. En effet, ces «post-traitements» permettent de réduire les échos parasites pour ne garder que les informations utiles liées aux trajets directs.

Enfin, il est primordial de s'intéresser au temps de calcul nécessaire à chacun des traitements. Dans cette optique, chacun d'entre eux a été exécuté dans les conditions similaires suivantes :

- processeur Intel Xeon E5540
- technologie Quad Core
- fréquence de fonctionnement des 4 cœurs : 2,53GHz
- 24Go de mémoire RAM
- système Windows XP 64 bits

Dans ces conditions, pour un pas de discrétisation de 1cm, la différence entre les traitements est significative car l'algorithme de retournement temporel nécessite un temps de calcul égal à 1h06mn contre 18s pour l'algorithme de sommation cohérente associé aux étapes de renforcement et de lissage. En considérant qu'une image est constituée de L pixels horizontalement et de H pixels verticalement, cette différence s'explique de la façon suivante :

- Algorithme de sommation cohérente : pour obtenir la valeur d'un pixel de l'image, il est nécessaire de récupérer la valeur de H pixels (une valeur par position) afin d'effectuer la somme des valeurs appartenant à l'hyperbole de migration. Ainsi, le nombre total de pixels pris en compte est égal à $(L \times H) \times H$.
- Algorithme de retournement temporel : l'ensemble des données est rétro-propagée en direction de chacun des $(L \times H)$ pixels. Une fois ces données rétro-propagées, la valeur d'un pixel de l'image est obtenue en sommant les résultats de L multiplications (chacune des multiplications étant réalisée à un instant t). Ces multiplications nécessitant 2 nombres (un au niveau des données rétro-propagées et un au niveau du signal incident), il en résulte que le nombre total de pixels pris en compte est égal à $(L \times H) \times (L \times H \times 2 \times L)$.

En ce qui concerne le nombre de pixels à traiter par chacun de ces algorithmes, le rapport est égal à $2xL^2$ en défaveur du retournement temporel, ce qui signifie que plus la scène analysée est profonde ou que la résolution souhaitée est importante, plus le nombre de points enregistrés sur l'oscilloscope est élevé, et plus la différence de temps de calcul entre les deux algorithmes est grande.

En conclusion, la méthode consistant à utiliser l'algorithme de sommation cohérente accompagné d'opérations de renforcement et de lissage est efficace, robuste, et peu gourmande en temps de calcul.

De son côté, la méthode de retournement temporel est très intéressante car elle apporte une restitution très claire de la localisation des cibles sans avoir recours à des post-traitements. Par ailleurs, d'après [19], contrairement à l'algorithme de sommation cohérente, l'algorithme de retournement temporel s'avère être d'autant plus efficace que le milieu de propagation est fortement diffuseur. Cette efficacité est cependant liée au fait que la prise en compte de ce dernier doit être rigoureuse, ce qui peut être une hypothèse trop contraignante pour être appliquée dans un contexte opérationnel. Ainsi, pour des milieux de propagation n'introduisant pas des réfractions trop prononcées, sa gourmandise en temps de calcul et le fait que les images obtenues soient claires avec les deux traitements ne font pas d'elle la méthode privilégiée pour des applications de type «imagerie Radar».

En effet, dans de telles conditions, en raison d'une restitution satisfaisante des positions des cibles avec les deux traitements, il paraît judicieux de privilégier un algorithme simple, même en ayant recours à une ou deux opérations d'optimisation, qu'un algorithme complexe.

Après avoir parcouru différentes applications de l'ULB impulsionnelle et différents algorithmes temporels permettant d'aboutir à une image en détection électromagnétique, la partie suivante est consacrée aux différentes architectures de systèmes antennaires envisageables pour rayonner des impulsions ultra courtes.

IV Différentes architectures de systèmes antennaires Ultra Large Bande

Le secteur des antennes est en évolution constante et l'amélioration des performances porte essentiellement sur le gain afin d'accroître la portée ou la puissance rayonnée en direction d'une cible. Actuellement, trois types d'architecture de systèmes ULB impulsifs peuvent être listés (Figure 38).

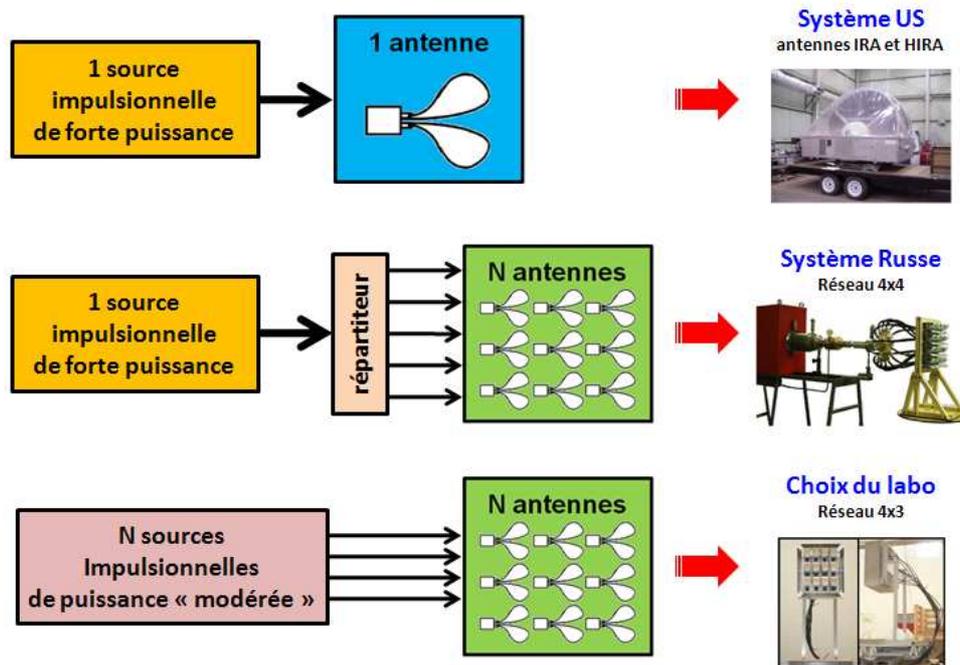


Figure 38 : Différentes architectures de systèmes antennaires

IV.1 1 générateur / 1 antenne

La première solution (développée par les US) consiste à utiliser une seule antenne alimentée par un générateur de très fort niveau (Figure 39) [20]. L'avantage de cette technique réside dans la compacité du système, dans le sens où le générateur et l'antenne sont intégrés dans un seul et même volume.

Dans cette configuration, il faut adapter la conception de l'antenne pour qu'elle puisse supporter de très forts niveaux crêtes à ses bornes (quelques centaines de mégawatts à quelques gigawatts) tout en respectant la bande passante de quelques gigahertz. Cette orientation pose des problèmes au niveau technologique et s'avère onéreuse car l'antenne est en général de grandes dimensions, avec des connectiques et des matériaux spécifiques pour résister aux risques de claquage.



Figure 39 : Exemple de source utilisant une seule antenne : JOLT développé par les US

IV.2 1 générateur / N antennes

La deuxième configuration (développée par Koshelev - Russie) est l'association de plusieurs antennes ULB alimentées à l'aide d'un seul générateur et d'un diviseur de puissance afin d'augmenter le gain de rayonnement (Figure 40) [21][22]. Dans ce cas, la conception des antennes est moins complexe car les niveaux de puissance à supporter sont plus faibles (quelques dizaines de mégawatts crêtes).

L'inconvénient majeur d'une telle architecture est qu'elle repose sur l'utilisation d'un répartiteur entre le générateur et les antennes. En effet, cette répartition pose des problèmes au niveau de la division de puissance et limite technologiquement le nombre d'antennes à 16 au sein du réseau lorsque l'impédance de sortie du générateur est égale à 50Ω .



Figure 40 : Exemple de source utilisant un réseau de 16 antennes

En revanche, la combinaison d'un générateur ayant une impédance interne égale à $12,5\Omega$, d'un transformateur d'impédance, et d'un diviseur de puissance permet de modifier la configuration du système rayonnant et de concevoir un réseau de 64 antennes (Figure 41) [23][24].

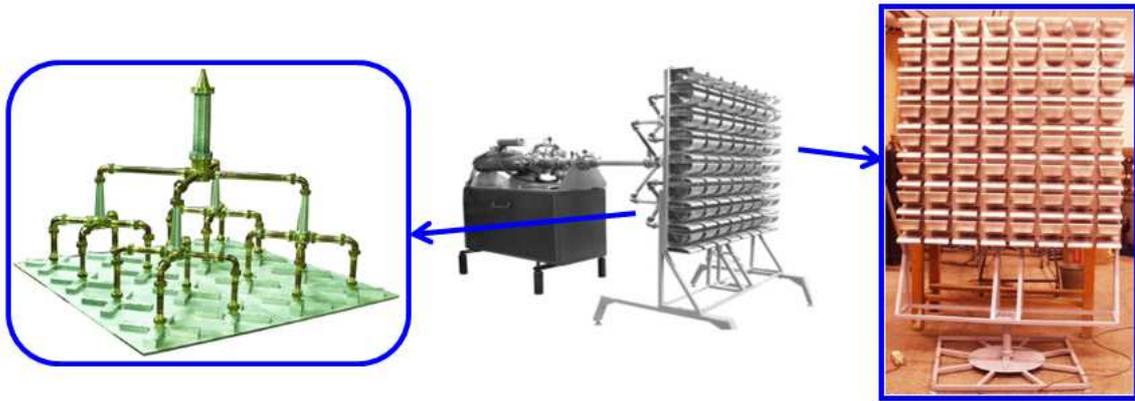


Figure 41 : Exemple de source utilisant un réseau de 64 antennes

La Figure 42 présente la façon dont est organisée l'alimentation des 64 antennes du réseau à travers une transformation d'impédance régie par une loi exponentielle [22] (pour passer de $12,5\Omega$ à $0,78\Omega$) et trois étages de divisions de puissance (pour passer de $0,78\Omega$ à 50Ω), à l'aide de câbles coaxiaux.

L'impédance de sortie du générateur est de $12,5\Omega$ et chacun des 3 étages permet le passage d'une voie vers 4. Ainsi, après une transformation d'impédance au niveau du premier étage, créant 4 voies d'une impédance de $3,125\Omega$, le système se retrouve sensiblement dans la configuration de la version alimentant un réseau de 16 antennes (Figure 40) à la différence près que la division de puissance se fait à travers deux étages et non plus un seul. En effet, un passage par une impédance intermédiaire de $12,5\Omega$ remplace le passage direct à 50Ω .

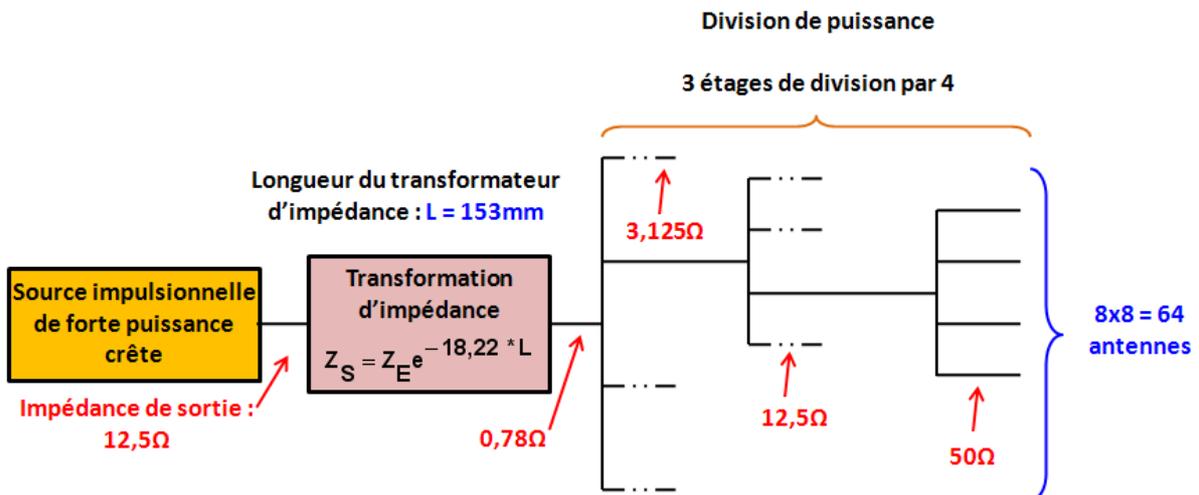


Figure 42 : Dispositif d'alimentation du réseau de 64 antennes à partir d'un générateur

La nouveauté (développée par Koshelev - Russie) réside donc ici dans le fait d'utiliser un générateur dont l'impédance de sortie est 2 fois plus faible que celle présentée par le générateur utilisé pour alimenter le réseau de 16 antennes.

Cette diminution de l'impédance de sortie a ainsi permis de multiplier le nombre d'antennes par 4, grâce à l'ajout d'un étage de division de puissance.

Cependant, la configuration «1 générateur / N antennes» ne permet pas de rendre le réseau agile électroniquement. En effet, le seul moyen de réaliser un dépointage angulaire est de jouer sur la longueur des câbles d'alimentation, ce qui engendre un manque de souplesse.

IV.3 N générateurs / N antennes

La troisième configuration consiste à associer autant de générateurs que d'antennes pour augmenter la puissance de rayonnement [25]. La Figure 43 présente deux systèmes développés au laboratoire XLIM dans la configuration «N générateurs / N antennes» :

- à gauche : un réseau 1D de 4 antennes Valentine [7]
- à droite : un réseau 2D de 12 antennes K [26]

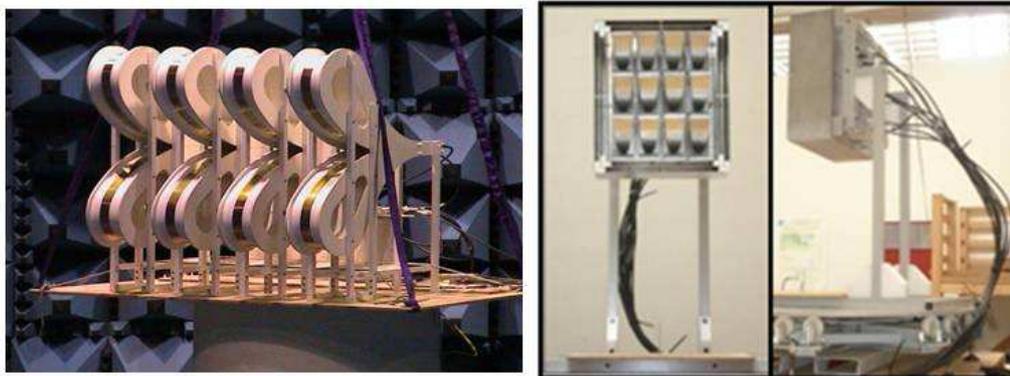


Figure 43 : Exemples de sources utilisant la configuration N générateurs / N antennes

Au niveau de la conception du réseau 2D, l'avancée majeure réside ici dans la miniaturisation des antennes. Pour une bande de travail identique, [300MHz - 3GHz], l'antenne K est 5 fois plus petite en hauteur et 4 fois plus petite en profondeur que l'antenne Valentine. C'est la miniaturisation des antennes qui a ici rendu possible le passage d'un réseau 1D à un réseau 2D. Contrairement à la configuration «1 générateur / N antennes», le nombre d'antennes au sein du réseau n'est pas limité technologiquement.

Une autre possibilité offerte par cette configuration est de permettre l'agilité du système (orientation du faisceau de rayonnement dans une direction voulue) en jouant sur le décalage temporel d'excitation entre chaque antenne [27]. Cependant, un des problèmes majeurs posés par cette technique est la maîtrise parfaite de l'instant d'excitation des antennes.

Pour pallier ce problème de synchronisation entre les sources, le recours à l'optoélectronique est une bonne solution puisqu'elle a fait ses preuves dans le cadre du projet RUGBI (Radar Ultra Grande Bande Instantanée) [28]. En effet, grâce à cette solution, les impulsions émises par chaque module (antenne élémentaire) sont «sommées» avec des retards adéquats sans «jitter», où le «jitter» représente l'incertitude qu'il y a sur l'application de ces retards. Classiquement, ce «jitter» est supérieur à 20ps en utilisant une alimentation électronique et de l'ordre de 2ps en ayant recours à l'optoélectronique.

Par ailleurs, cette configuration a l'avantage de donner une plus grande fiabilité au système. En effet, grâce à l'indépendance des N sources du réseau, elle a la capacité de pouvoir toujours fonctionner, même dans le cas où une ou plusieurs des sources élémentaires sont défectueuses. Pour toutes ces raisons, c'est cette troisième architecture qui a été envisagée par la suite.

V Démarches de l'étude

Dans le contexte de l'intérêt croissant de la guerre électronique et plus particulièrement des émetteurs à énergie dirigée, la dernière des trois architectures de systèmes antennaires présentées, constituée d'autant de générateurs que d'antennes, est très intéressante puisqu'elle ne présente pas de limites quant au nombre d'éléments rayonnants pouvant la constituer et qu'elle offre beaucoup de liberté concernant l'orientation du faisceau de rayonnement dans une direction particulière.

Ainsi, le chapitre 2 est consacré à la conception d'un système rayonnant ULB alimenté par un système optoélectronique, permettant de synchroniser parfaitement les sources entre elles. Des résultats expérimentaux sont confrontés à des résultats de simulation et, dans le but de rayonner une densité surfacique de puissance fixée à une distance déterminée, un dimensionnement en puissance présente l'évolution du nombre d'antennes constituant un réseau, en fonction du niveau d'alimentation de chacune d'entre elles. Ce dimensionnement en puissance vise également à analyser l'évolution du rapport avant/arrière transitoire d'un réseau en fonction du nombre d'antennes le constituant, dans le but de limiter les effets fratricides.

Les différents points de ce chapitre sont les suivants :

- Les différentes caractéristiques permettant d'évaluer les qualités d'un tel système rayonnant sont détaillées.
- La conception et la réalisation d'un dispositif optoélectronique d'alimentation sont présentées. Il s'agit ici de voir les intérêts d'une impulsion à valeur moyenne nulle ainsi que de s'intéresser au principe de génération d'une telle impulsion, au contrôle de sa forme, et à l'augmentation de la tension crête commutable.
- La conception et la réalisation d'une antenne originale, de dimensions minimales, fonctionnant dans la bande de fréquences [800MHz - 8GHz] sont détaillées. Une association expérimentale du dispositif permettant de générer une impulsion à valeur moyenne nulle et de cette antenne est effectuée.
- La mise en réseau de cette antenne est étudiée avec l'analyse du comportement de deux architectures comprenant autant de générateurs que d'antennes et occupant un même encombrement surfacique. Par ailleurs, à l'aide des performances expérimentales du module élémentaire «générateur + antenne», le dimensionnement en puissance d'un système complet est effectué.

Concernant la détection électromagnétique, le chapitre 3 est dédié à un nouveau concept de Radar, à balayage autonome, permettant de scanner une zone prédéfinie quasi instantanément. Alimenté à l'aide de multiples trains d'impulsions optoélectroniques asynchrones, ce système s'appuie sur l'architecture de système antenne présentée dans le chapitre 2, et des tirs électromagnétiques sont réalisés dans différentes directions successives, azimut par azimut.

Dans le but de remonter à une image électromagnétique d'une scène, deux traitements de signaux différents en réception ont été élaborés et comparés à ceux développés dans ce premier chapitre :

- l'un s'inspire de l'algorithme de sommation cohérente,
- l'autre consiste à effectuer un balayage numérique grâce au recours à de multiples chaînes de réception.

Chapitre 2 : Conception d'un **système rayonnant ULB** **optoélectronique**

I Introduction

Dans le but de défier la vulnérabilité des systèmes, la capacité d'émettre des parasites impulsionnels dans des gammes de fréquences élevées est un atout majeur. Concernant l'émission de ce type d'impulsions électromagnétiques, des réseaux d'antennes optoélectroniques constitués d'autant de générateurs que d'antennes [27][28] ont prouvé leur efficacité dans une bande de travail comprise entre 300MHz et 3GHz, en particulier dans le domaine de la détection électromagnétique.

En conséquence, le système rayonnant ULB, dont la conception est présentée dans ce chapitre, est alimenté par un dispositif optoélectronique qui permet une maîtrise parfaite de la synchronisation des sources. En effet, avec un tel dispositif, la gigue temporelle (jitter) est de l'ordre de 2ps alors qu'elle est au mieux de 20ps avec un dispositif tout électronique. De plus, cette solution est la plus à même de générer une impulsion ultra courte à profil maîtrisé couvrant la bande de fréquences [800MHz - 8GHz], qui est incluse dans le spectre de travail de la guerre électronique.

Dans l'idée de concevoir un système rayonnant ULB dédié à la génération d'impulsions électromagnétiques de forte puissance, il est nécessaire de s'intéresser aux performances de chacun des éléments le constituant. Ainsi, la Figure 44 présente, par la mise en réseau de blocs élémentaires, les performances attendues du générateur et de l'antenne ainsi que leur impact sur les performances du système complet :

- Concernant le générateur, il s'agit de montrer la potentialité d'engendrer un signal optoélectronique à valeur moyenne nulle dans une bande de fréquences plus élevée que celle maîtrisée jusqu'à présent, à savoir la bande [300MHz - 3GHz]. Dans le but de rayonner une impulsion électromagnétique la plus brève et la plus puissante possible, ce signal électronique doit également avoir un niveau crête élevé.
- En plus d'être adaptée dans la même bande de fréquences que celle couverte par le signal obtenu en sortie du générateur, l'antenne élémentaire doit être la moins dispersive possible afin que le système global puisse rayonner un champ électromagnétique bref et non décelable. Par ailleurs, elle doit pouvoir supporter le niveau de tension élevé qui lui sera fourni. Pour ce qui est de sa géométrie, elle doit être de dimensions minimales pour que le réseau soit compact. De plus, elle doit permettre de favoriser le rayonnement dans une direction tout en autorisant une large plage de dépointage.

Etant donné que l'objectif d'un tel système consiste à rayonner des impulsions électromagnétiques brèves et de fort niveau, pour s'attaquer à la vulnérabilité des systèmes, les performances transitoires priment sur les performances fréquentielles. Ainsi, l'obtention d'un rayonnement arrière le plus faible possible sera conditionné par un rapport le plus élevé possible entre les niveaux crêtes des champs rayonnés à l'avant et à l'arrière.

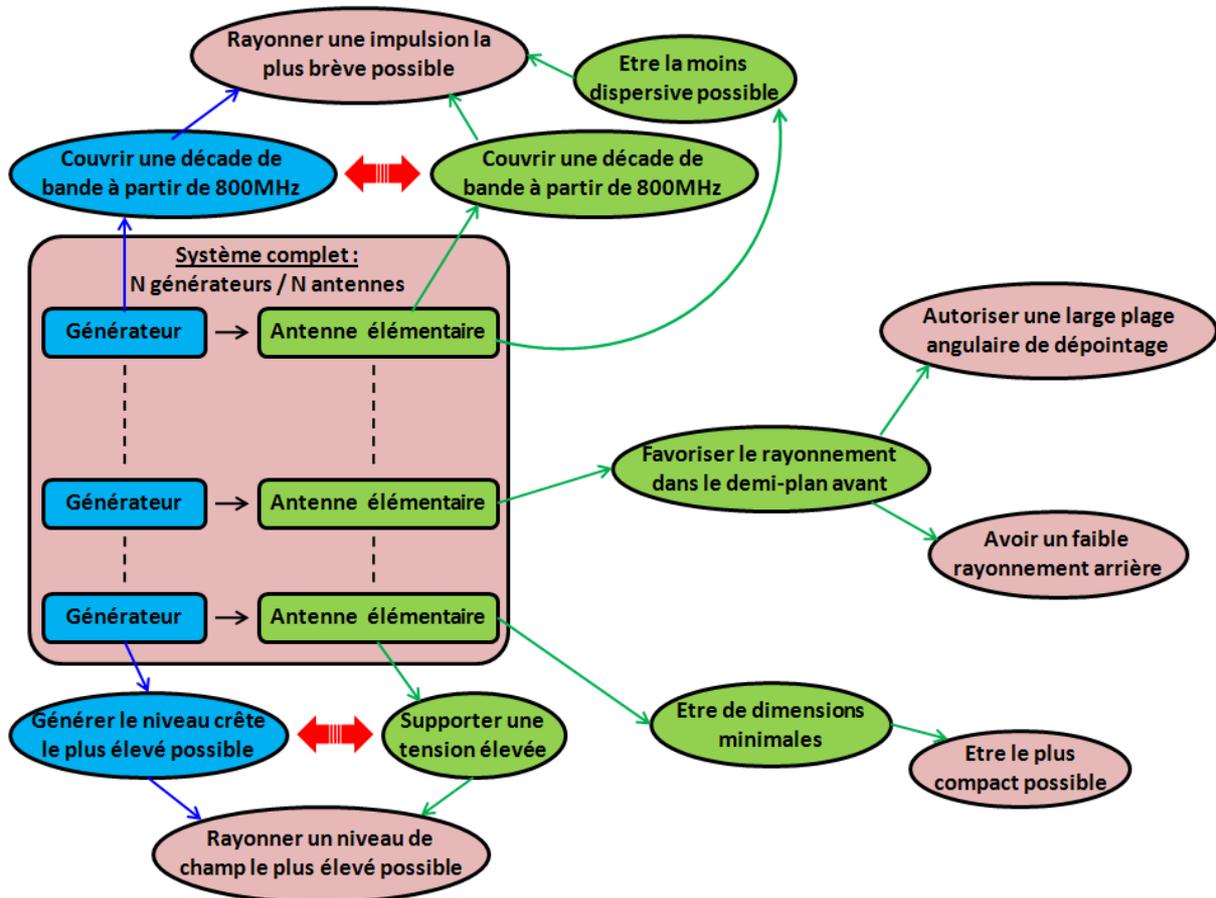


Figure 44 : Performances attendues des éléments constitutifs du système

II Dispositif optoélectronique d'alimentation

Comme évoqué dans l'introduction, l'objectif du dispositif d'alimentation est d'engendrer une impulsion à valeur moyenne nulle dans une bande de fréquences élevée, comprise entre 800MHz et 8GHz, avec un niveau de tension crête le plus élevé possible. La possibilité d'associer ces deux critères de performances va donc être étudiée dans cette partie.

II.1 Génération d'une impulsion monocycle

La génération d'impulsions courtes repose sur l'utilisation de dispositifs de commutation rapides en ouverture et/ou en fermeture. Le circuit électrique associé au commutateur détermine en partie la forme du signal et la vitesse de commutation détermine quant à elle ses fronts montants et/ou descendants. Deux types de circuits peuvent être associés à une commutation rapide [25] :

- **les circuits à base de condensateurs (Figure 45)**

De l'énergie est stockée dans un condensateur relié à une source haute tension via une très grande résistance. Grâce à l'éclairement rapide d'un semi-conducteur, par le biais d'une impulsion optique, la résistance initialement élevée de ce dernier diminue jusqu'à une résistance R_{ON} (dont la valeur peut être de quelques kilo-ohms) et l'énergie emmagasinée dans le condensateur est libérée. Dans ces conditions, le temps de montée de l'impulsion générée, de type bi-exponentielle, est lié à la vitesse de commutation du composant actif et sa durée dépend du temps de recombinaison des porteurs dans celui-ci. L'utilisation d'un semi-conducteur dopé entraîne des faibles temps de recombinaison, ce qui autorise la génération d'une impulsion ultra courte.

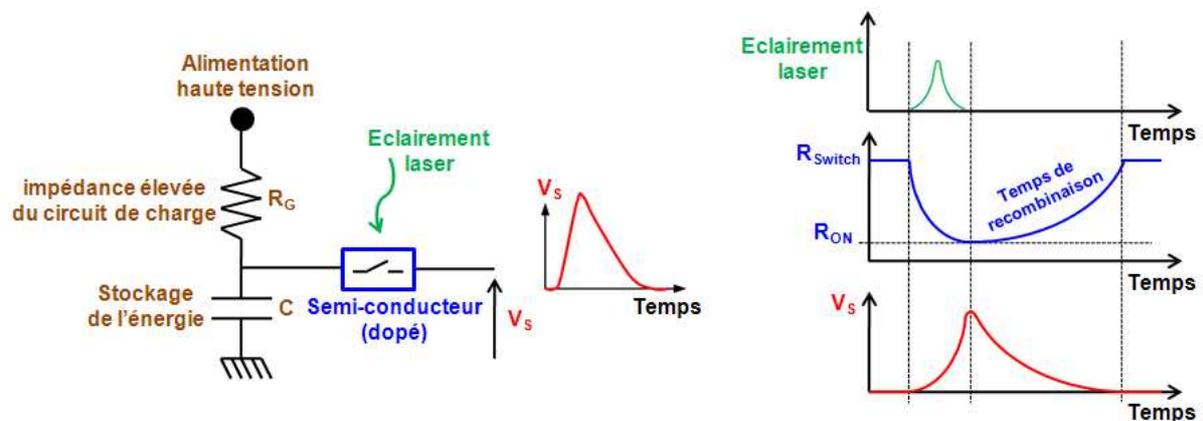


Figure 45 : Dispositif de commutation rapide dans un circuit capacitif

- **les circuits à base de lignes de propagation (Figure 46)**

A partir d'une alimentation haute tension, des charges sont stockées sur une ligne de propagation et, suite à l'éclairement du semi-conducteur, des ondes positive et négative sont générées [25]. Après avoir subi une réflexion au niveau de l'impédance élevée du circuit de charge, qui est assimilable à un circuit ouvert, l'onde négative se superpose à l'onde positive pour former l'impulsion de sortie, sur une charge adaptée.

Dans ces conditions, grâce à l'utilisation d'un semi-conducteur non dopé, pour lequel la recombinaison des porteurs est un processus relativement lent, il est possible de générer une impulsion dont la forme est un créneau et dont la durée est relative à la longueur L de la ligne chargée et à la vitesse de propagation v sur cette ligne.

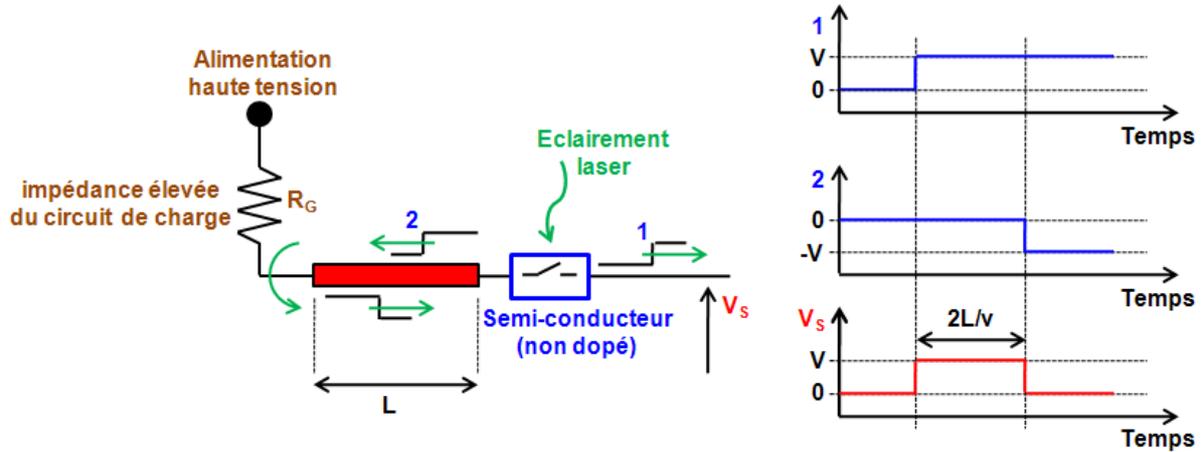


Figure 46 : Générateur à onde stationnaire

En raison de leur fort contenu basse fréquence, qui n'est pas rayonné par les antennes, les impulsions de type gaussienne ou bi-exponentielle (Figure 47) limitent les performances des réseaux d'antennes. En effet, les composantes continue et basses fréquences de ces signaux se réfléchissent à l'extrémité des antennes et génèrent des ondes stationnaires qui sont à l'origine des signaux de couplage longs entre antennes. Pour diminuer ou éliminer ces signaux de couplage entre antennes, une solution consiste à utiliser un signal qui ne contient pas de composante continue et peu de composantes basses fréquences. Il s'agit d'un signal monocycle (à valeur moyenne nulle), qui peut présenter un spectre directement adapté à la bande passante de l'antenne.

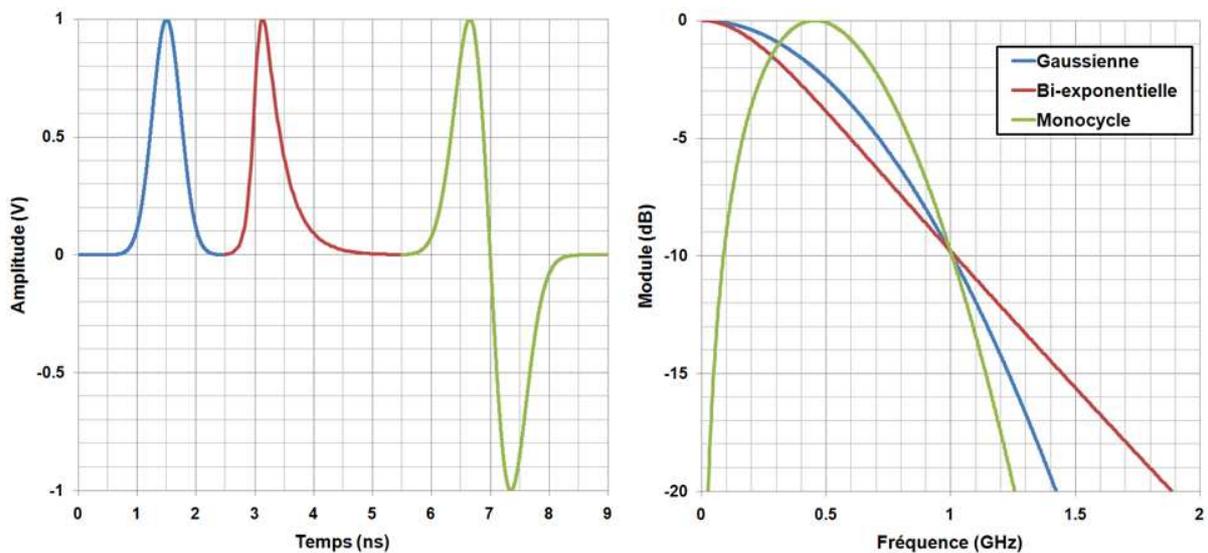


Figure 47 : Comparaison de signaux (fréquence haute de la bande : 1GHz à -10dB)

Ainsi, à partir d'un circuit à base de lignes de propagation, la Figure 48 présente le principe de génération d'une telle onde électromagnétique bipolaire. Toujours à partir d'une alimentation haute tension continue, des charges sont stockées sur une ligne de propagation placée cette fois-ci entre deux semi-conducteurs photosensibles (commutateurs A et B).

Suite à l'illumination simultanée de ces composants, des ondes positives (1 et 3) et négatives (2 et 4) sont générées :

- Les ondes 1 et 2, libérées respectivement par les commutateurs A et B, se propagent vers la sortie.
- Les ondes 3 et 4, libérées respectivement par les commutateurs B et A en direction d'un court-circuit, se réfléchissent quant à elles au niveau de ce dernier en y subissant un changement de polarité. Il est à noter que la distance séparant le commutateur B de la masse est ici nulle.

Finalement, l'impulsion électromagnétique résultante, dont la durée est proportionnelle au double de la distance séparant les commutateurs A et B, est formée en superposant les ondes 3 et 4 aux ondes 1 et 2.

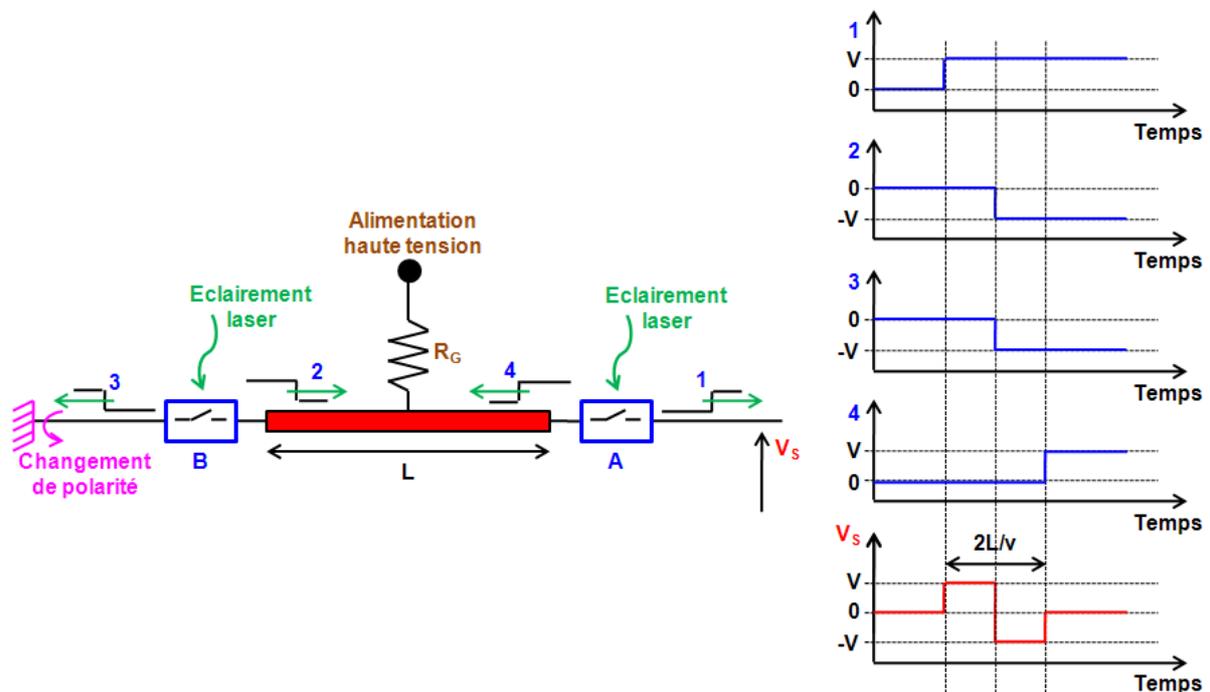


Figure 48 : Principe de génération d'une impulsion bipolaire

La génération d'une impulsion à valeur moyenne nulle (impulsion bipolaire équilibrée) est ainsi réalisée lorsque les deux commutateurs sont illuminés de façon synchrone. Le générateur étudié dans cette partie a été conçu et réalisé par l'équipe PHOTONIQUE du laboratoire XLIM.

II.2 Contrôle de la forme d'une impulsion monocycle

Comme le montre la Figure 49, l'impulsion générée par ce dispositif optoélectronique est parfaitement ajustable :

- La gestion du retard de commutation « T_a » entre les deux semi-conducteurs permet de modifier la position de la transition « t_a » entre l'impulsion positive et l'impulsion négative. Cela permet de contrôler la valeur moyenne du signal de sortie et par conséquent son profil spectral.
- De la même manière, en jouant sur les quantités d'énergie optique « E_A » et « E_B » envoyées sur chacun des deux commutateurs, la résistivité de ces derniers peut être modifiée et permettre le contrôle des valeurs des tensions « V_A » et « V_B » des impulsions positive et négative. La gestion de ces énergies permet également de modifier la valeur moyenne de l'impulsion de sortie.
- Enfin, c'est la longueur de la ligne de transmission « d_1+d » qui fixe la durée totale « t_1 » de l'impulsion générée et donc la bande couverte. Cette durée t_1 correspond à un temps d'aller-retour sur la ligne de longueur $d+d_1$. Ici, la longueur « d » de la ligne, séparant les semi-conducteurs, qui permet d'engendrer une impulsion monocycle couvrant la bande [800MHz - 8GHz] à -20dB, est égale à 0,9cm, la longueur « d_1 » étant nulle.

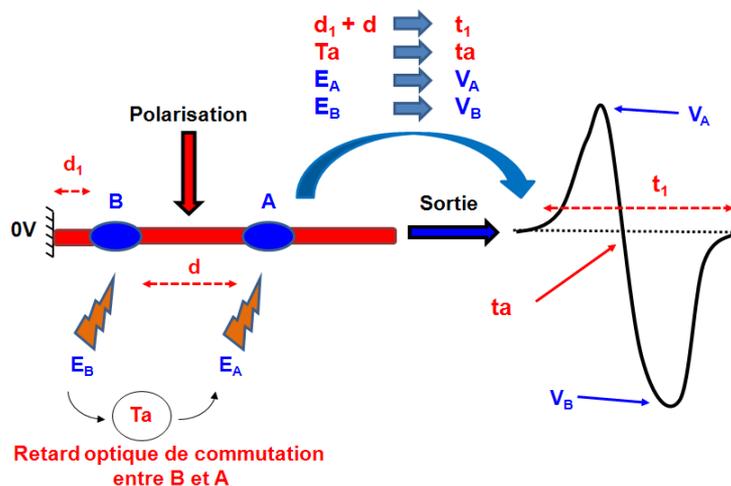


Figure 49 : Contrôle de la forme de l'impulsion de type monocycle

II.3 Réalisation d'un commutateur optoélectronique

Grâce à l'utilisation de semi-conducteurs au silicium, pouvant supporter une tension de polarisation maximale de 4kV, un exemple de réalisation d'un commutateur est visible sur la Figure 50. Ces composants sont implantés sur une ligne de propagation de type micro ruban, dont le substrat est de type époxy.

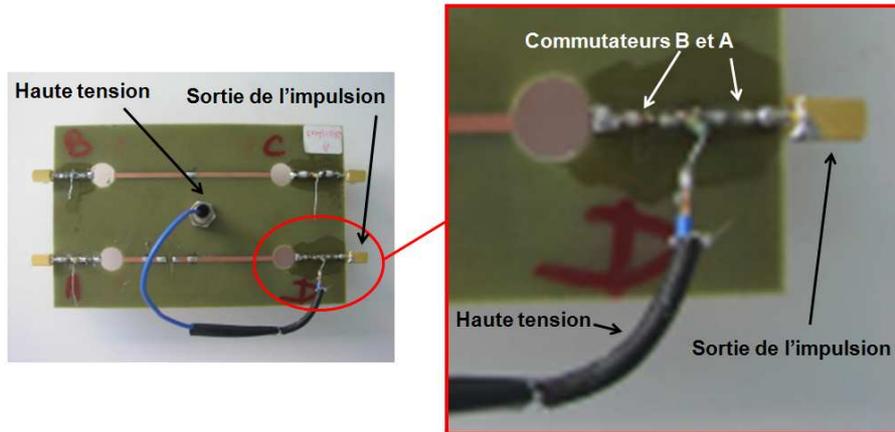


Figure 50 : Exemple de réalisation d'un commutateur optoélectronique

La Figure 51 indique que l'impulsion engendrée par ce générateur a une largeur de 270ps et un temps de montée (passage de 0 à 100% de la valeur maximale) de 80ps, ce qui implique que la bande [800MHz - 8GHz] souhaitée est couverte à -20dB.

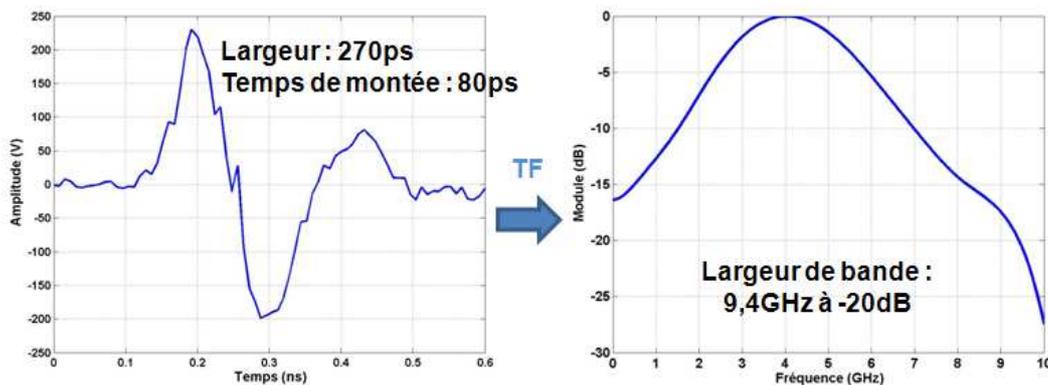


Figure 51 : Signal en sortie du commutateur

Par ailleurs, la tension maximale produite par ce générateur est de 1350V crête à crête, pour une tension de polarisation de 4kV. Ainsi, le rendement de conversion entre la tension statique et la tension crête à crête de l'impulsion générée est de l'ordre de 34%.

Par la valeur de ce rendement, de nombreuses limitations sont mises en avant, qui sont dues par exemple à la longueur de la ligne chargée : plus elle est courte, plus la durée du signal est faible. Cependant, un raccourcissement trop prononcé de cette longueur ne permet pas une commutation totale de la tension de polarisation. En effet, la Figure 52 montre que lorsque la longueur L de la ligne diminue, le temps de montée du signal généré, lié au temps de commutation du composant actif A, devient de plus en plus significatif vis-à-vis de la durée de l'impulsion. A partir d'une certaine longueur de ligne, le pic négatif de l'impulsion monocycle se construit (courbe verte de la Figure 52) avant que le pic positif n'ait pu atteindre sa potentielle valeur maximale (courbes rouge et bleue de la Figure 52).

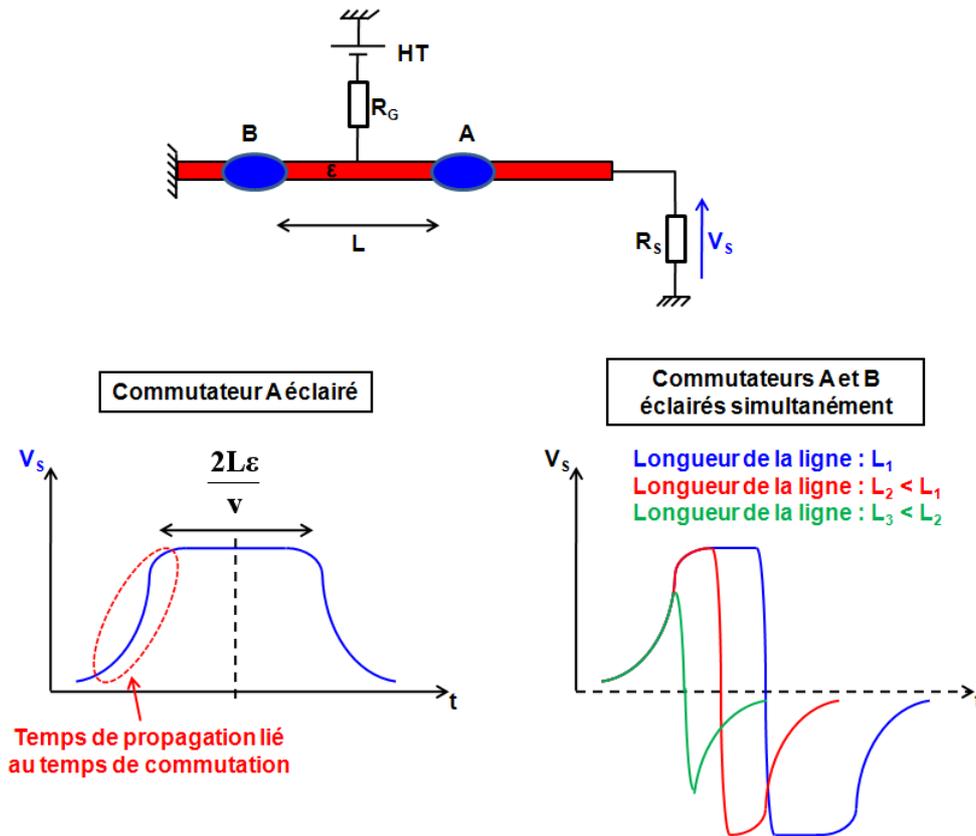


Figure 52 : Impact du raccourcissement de la ligne sur le signal électrique généré

Finalement, avec une longueur de ligne très courte, l'efficacité de commutation est minimale (Figure 53).

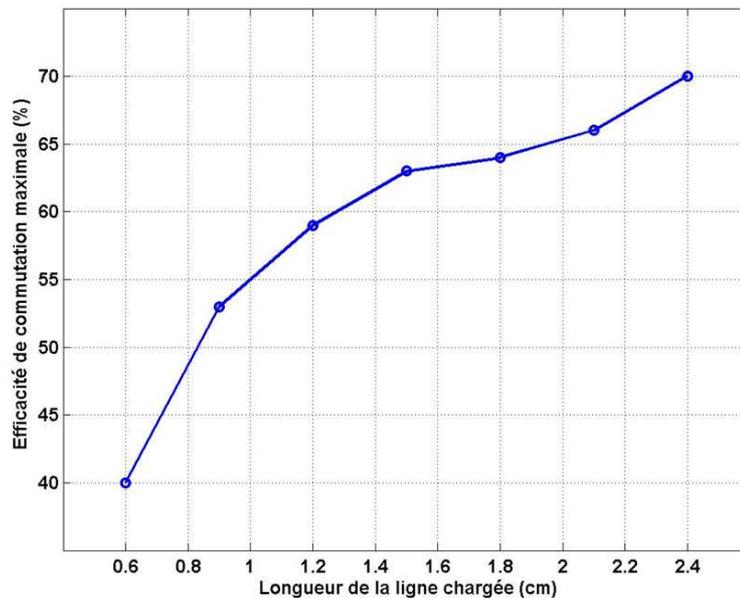


Figure 53 : Efficacité de commutation en fonction de la longueur de la ligne chargée

D'autres limitations sont liées aux désadaptations d'impédance sur la ligne. En effet, l'implantation des semi-conducteurs crée une désadaptation locale d'impédance de la ligne de transmission (Figure 54).

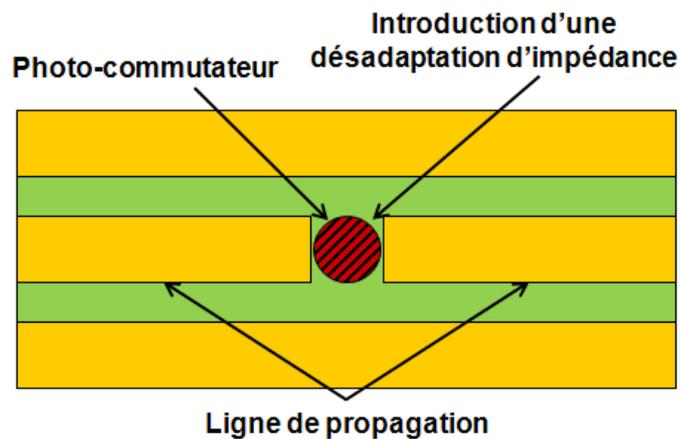


Figure 54 : Transition entre un photo-commutateur et la ligne de propagation

II.4 Augmentation de la tension crête commutée

Dans le but d'augmenter la tension crête commutable, il est nécessaire d'augmenter la valeur de la tension de polarisation statique, dont le rôle est de charger la ligne située entre les semi-conducteurs. Cependant, cette augmentation de tension continue nécessite l'utilisation de semi-conducteurs capables de la supporter.

Deux autres générateurs, pouvant supporter respectivement des tensions de polarisation de 8kV (grâce à la mise en série de deux composants supportant 4kV) et 20kV, ont ainsi été réalisés. Cependant, une conséquence directe de cette tenue en tension supérieure est l'encombrement des commutateurs, dont la taille est respectivement de 3mm et 9mm pour les composants capables de supporter une tension statique de 4kV et 20kV (Figure 55).

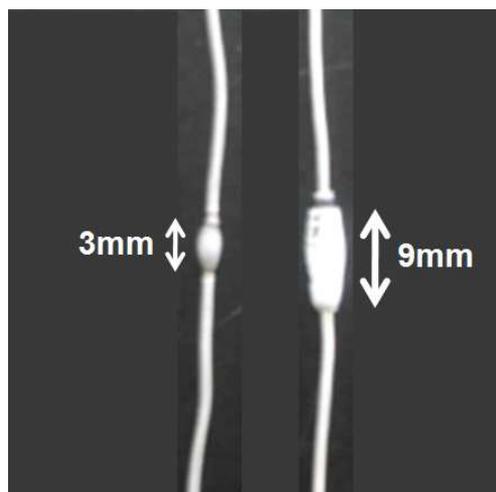


Figure 55 : Semi-conducteurs pouvant supporter des tensions statiques de 4kV et 20kV

De cet encombrement, il en résulte une augmentation de la longueur effective de la ligne séparant les semi-conducteurs et, dans ces conditions, en raison de la distance de 0,9cm qui ne peut plus être respectée, il est très délicat de générer une impulsion monocycle couvrant une bande s'étalant jusqu'à 8GHz. En effet, l'augmentation de la longueur de la ligne chargée implique une minimisation de la largeur de bande du signal généré, comme le schématise la Figure 56.

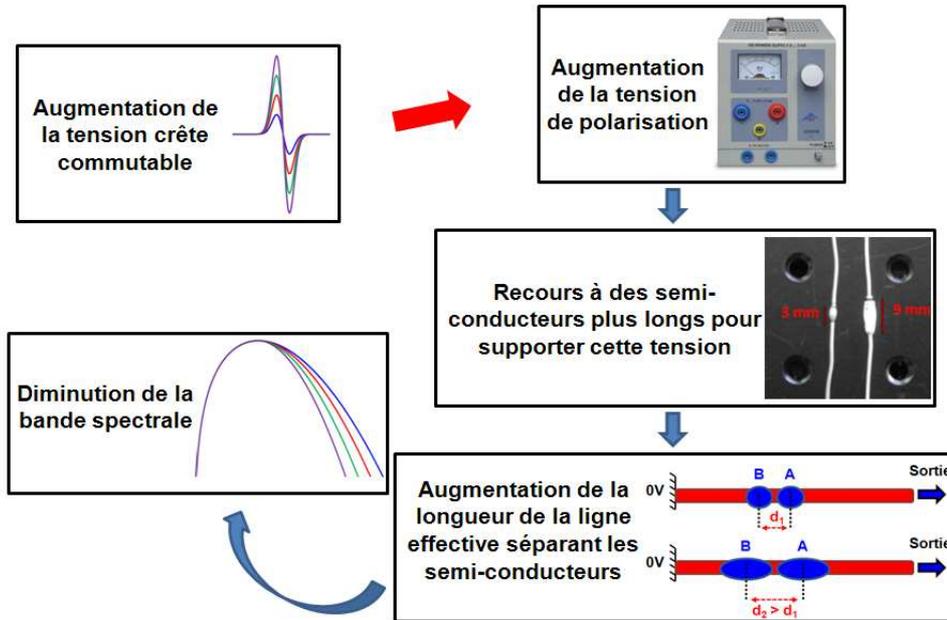


Figure 56 : Impact de l'augmentation de la tension crête commutable

Les performances de chacun des générateurs testés, en termes de tension atteignable, de bande couverte, et de rendement, sont présentées sur le Tableau 1. Lors de cette étude de montée en tension, la tension maximale de polarisation atteinte avant destruction irréversible des semi-conducteurs est de 18kV.

Tension continue supportée par les semi-conducteurs	Tension de polarisation maximale appliquée	Bande couverte à -20dB	Rendement de commutation	Tension crête à crête maximale atteignable
4kV	4kV	$B_{4kV} = 9,4\text{GHz}$	$\eta_{4kV} = 34\%$	1350V
8kV	8kV	$B_{8kV} = 6,2\text{GHz}$	$\eta_{8kV} = 28\%$	2257V
20kV	18kV	$B_{18kV} = 4,9\text{GHz}$	$\eta_{18kV} = 12\%$	2204V

Tableau 1 : Performances des 3 générateurs réalisés

Plus la tension de polarisation est élevée, plus la bande couverte est faible, et plus le rendement de commutation diminue. En somme, cette étude a permis de mettre en avant un compromis entre la couverture d'une grande bande de fréquences et la génération d'une impulsion de très fort niveau de tension.

La diminution de la bande spectrale générée n'est pas la seule cause de la limitation de la tension crête de sortie. En effet, à cela vient s'ajouter un effet de type Frantz Keldysh [29], qui modifie la bande d'absorption des semi-conducteurs sous l'effet d'un champ statique : pour un même semi-conducteur, plus la tension de polarisation augmente, plus le rendement de commutation diminue.

D'autre part, les composants capables de supporter une tension de polarisation de 20kV étant isolés avec une pâte de verre diffusante, l'énergie nécessaire pour les commuter est supérieure à 1mJ. L'énergie nécessaire à la commutation d'un composant capable de supporter une tension de 4kV étant de 10 μ J, cela représente une énergie 100 fois plus forte pour une augmentation de la tension de polarisation d'un facteur 5.

En conséquence, dans le but de concevoir un système couvrant des fréquences élevées, le dispositif optique d'alimentation considéré par la suite est celui constitué de semi-conducteurs pouvant supporter une tension de polarisation de 4kV. Le choix s'est donc porté sur la couverture de la bande la plus large possible plutôt que sur la génération d'un très fort niveau de tension.

Par ailleurs, il est à signaler que les caractéristiques du dispositif optique doivent rester constantes dans le temps pour que les performances du générateur soient stables (certains générateurs peuvent par exemple être sensibles à la température).

III Conception de l'antenne élémentaire

III.1 Caractéristiques des antennes ULB

Avant de concevoir une antenne ULB, il convient de définir les critères permettant d'évaluer ses performances, aussi bien dans le domaine transitoire que dans le domaine harmonique.

III.1.1 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

L'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion sont des caractéristiques électriques de l'antenne. L'adaptation dépend du couple «générateur + antenne», schématisé sur la Figure 57 sous la forme d'un circuit électrique, où l'impédance interne Z_g du générateur est généralement égale à 50 Ω .

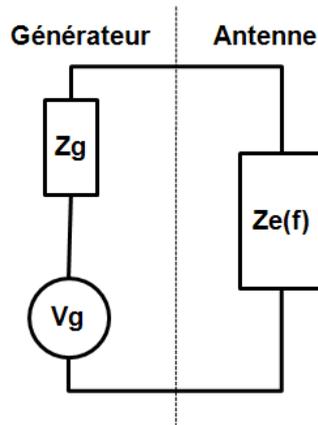


Figure 57 : Schéma circuit équivalent du couple générateur + antenne

La détermination de la bande passante d'une antenne s'appuie sur la valeur du coefficient de réflexion $S_{11}(f)$, calculé à l'aide de l'impédance d'entrée $Z_e(f)$, comme le montre l'équation 3 [30].

$$\text{équation 3 : } S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_g}{Z_e(f) + Z_g}$$

Ce coefficient de réflexion caractérise la discontinuité d'impédance entre le générateur et l'antenne. Ainsi, une parfaite adaptation d'impédance est réalisée lorsque le coefficient de réflexion est nul, c'est-à-dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne est égale à l'impédance interne du générateur. Un coefficient de réflexion $S_{11}(f)$ largement non nul est synonyme de mauvaise adaptation entre le générateur et l'antenne et se traduit par l'apparition d'une onde réfléchie par l'antenne en direction de la source, comme illustré sur la Figure 58.

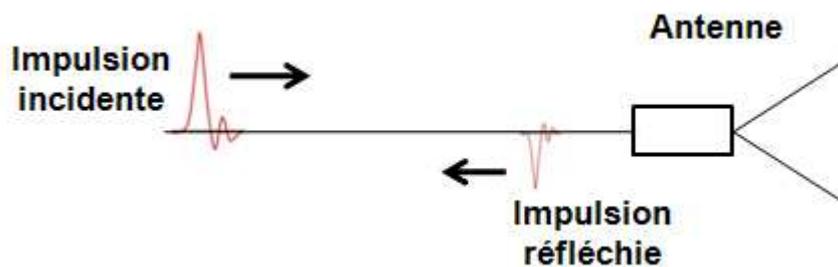


Figure 58 : $S_{11} \neq 0$: impulsions incidente et réfléchie

Une antenne est considérée comme adaptée lorsque le module du coefficient S_{11} est inférieur ou égal à -10dB, ce qui correspond à une impulsion réfléchie de niveau de puissance inférieur ou égal à 10% du niveau de l'impulsion incidente.

III.1.2 Facteur de mérite et gain

Le facteur de mérite et le gain d'une antenne caractérisent ses performances en terme de rayonnement.

a) Différentes zones de champ

Autour d'une antenne, trois zones de champ peuvent être définies (Figure 59) [31] :

- la zone de «champ proche» ou «de Rayleigh» : c'est la zone la plus proche de l'antenne, délimitée par une sphère de rayon R_1 autour de l'antenne.
- la zone «de Fresnel» : cette deuxième zone est définie par un volume compris entre deux sphères de rayons R_1 et R_2 centrées sur l'antenne.
- la zone de «champ lointain» ou «de Fraunhofer» : elle est définie pour une distance R , par rapport à la source, supérieure à R_2 . Dans cette zone, le niveau de champ rayonné par l'antenne décroît en $1/R$.

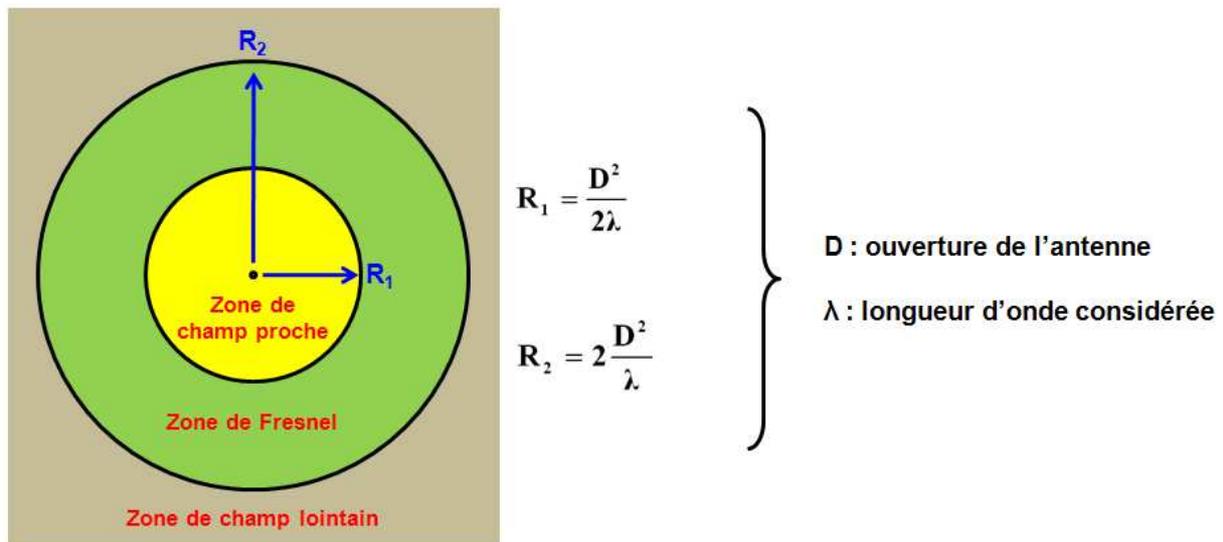


Figure 59 : Zones de champ autour de l'antenne

Dans cette troisième et dernière zone, la puissance est rayonnée sous forme d'ondes sphériques centrées sur un point voisin de l'ouverture, appelé «centre de phase».

b) Facteur de mérite rEd_1

Le facteur de mérite rEd_1 (en m^{-1}) d'un système «générateur + antenne», par Volt accepté, est défini comme étant le rapport du niveau crête du champ lointain rayonné, ramené à 1m, sur le niveau crête de la tension acceptée par l'antenne (équation 4) [20].

équation 4 : $rEd_1 = \frac{\text{Champ lointain E crête ramené à 1m (V/m)}}{\text{Tension V crête acceptée par l'antenne (V)}}$

Le fait de ramener le champ rayonné à l'infini à une distance de 1m signifie que l'on se situe en condition de champ lointain et que le champ rayonné décroît en $1/R$, où R est la distance séparant l'antenne du point de mesure.

Cette définition implique un fonctionnement linéaire de l'antenne : si α Volts sont acceptés par l'antenne, alors le champ rayonné à une distance de 1m de cette dernière est égal à $rEd_1 * \alpha$ V/m.

Il est à noter que lorsque l'antenne est correctement adaptée, la tension acceptée par celle-ci est identique à la tension qui lui est fournie.

c) Gain et directivité

Le gain d'une antenne permet de traduire, par rapport à la puissance P_f fournie par un générateur, la capacité d'une antenne à concentrer son rayonnement dans une direction privilégiée. Ce gain est parfois dénommé «gain réalisé», par opposition au «gain intrinsèque», qui lui ne prend pas en compte les pertes d'adaptation (équation 5).

équation 5 : $G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2}$

De la même manière, on peut définir la notion de directivité d'une antenne : il s'agit de sa capacité à concentrer son rayonnement dans une direction particulière, non plus par rapport à la puissance P_f fournie par un générateur mais par rapport à la puissance totale rayonnée P_T . La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne est en effet définie comme étant le rapport entre la densité stérique de puissance $U(\theta, \varphi)$ créée dans une direction donnée, par unité d'angle solide (Figure 60), et la densité stérique de puissance $U_0(\theta, \varphi)$ d'une antenne isotrope (équation 6 et équation 7).

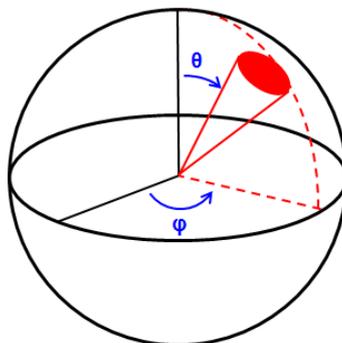


Figure 60 : Coordonnées sphériques relatives à la densité stérique de puissance rayonnée

$$\text{équation 6 : } D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0(\theta, \varphi) = \frac{P_T}{4\pi}} \text{ et } G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{\frac{P_f}{4\pi}}$$

$$\text{équation 7 : } P_T = \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} U(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi$$

où

- θ correspond à la direction considérée dans le plan horizontal de l'antenne (azimut),
- φ correspond à la direction considérée dans le plan vertical de l'antenne (élévation).

Ainsi, dans le cas d'une antenne isotrope, la directivité est égale à 1 quelle que soit la direction considérée. Il est à noter qu'en l'absence de pertes (désadaptation, pertes ohmiques et diélectriques), la directivité et le gain sont identiques car la puissance fournie par un générateur est entièrement rayonnée par l'antenne.

La fonction de gain réalisé, décrivant la variation de puissance rayonnée, est couramment représentée de deux manières :

- soit dans une direction donnée (généralement l'axe de l'antenne), en fonction de la fréquence,
- soit à une fréquence donnée, en fonction de l'azimut (plan horizontal de l'antenne) ou de l'élévation (plan vertical de l'antenne).

III.1.3 Diagramme de rayonnement

Généralement, le comportement lointain d'une antenne dédiée au rayonnement impulsionnel est caractérisé à l'aide de la distribution spatiale du champ rayonné par cette dernière (diagramme de rayonnement transitoire) ou de son gain (diagramme de rayonnement harmonique).

Le plus souvent, ces informations sont décrites dans des plans de coupe particuliers, présentant suffisamment d'informations sur le rayonnement : le plan horizontal (ou plan magnétique : plan H) et le plan vertical (ou plan électrique : plan E) (Figure 61). Ces diagrammes de rayonnement font apparaître les directions principales de rayonnement, et les niveaux affichés peuvent être normalisés par rapport à la valeur maximale, généralement obtenue à l'azimut 0°.

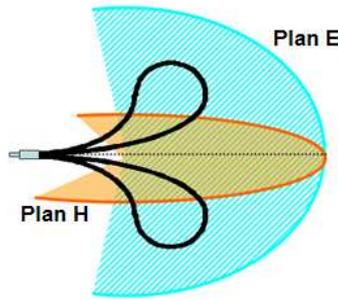


Figure 61 : Plans de coupe principaux d'une antenne (ici l'antenne Valentine [7])

III.1.4 Dispersion

L'intérêt du régime impulsionnel tient en partie à la brièveté du signal rayonné. Il est donc nécessaire de faire en sorte que la durée du champ rayonné soit la plus proche possible de la durée de la tension d'alimentation de l'antenne. En d'autres termes, il est souhaitable que l'antenne ne disperse pas trop le signal.

Pour quantifier la dispersion apportée par une antenne, une méthode rigoureuse repose sur le calcul de l'étalement temporel RMS [32]. Cette méthode nécessite le calcul de la réponse impulsionnelle $h(t)$ de l'antenne (équation 8).

$$\text{équation 8 : } \tau_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k)^2 |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2} - (\bar{\tau})^2} \quad \text{avec} \quad \bar{\tau} = \frac{\sum_k \tau_k |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2}$$

où $h(\tau_k)$ est la valeur de la réponse impulsionnelle à l'instant τ_k .

Pour une antenne ULB dédiée au rayonnement impulsionnel, alimentée par un signal d'une durée d'environ une nanoseconde, la valeur typique de τ_{RMS} est de 0,78ns [27].

III.1.5 Critère de protection avant / arrière

Lorsque l'on cherche à rayonner des niveaux de champ très élevés, généralement à l'avant d'un système, il est primordial que le niveau rayonné à l'arrière soit bien plus faible, pour limiter les effets fratricides. Dans ce but, un critère permettant de qualifier le niveau de protection des opérateurs vis-à-vis du champ rayonné est le critère de protection avant / arrière (équation 9).

$$\text{équation 9 : } C_p = 20 \log \left(\frac{\text{Niveau crête du champ rayonné à l'avant}}{\text{Niveau crête du champ rayonné à l'arrière}} \right)$$

Ce critère revêt une importance considérable car il permet de savoir dans quelle mesure les opérateurs et les appareils situés à proximité du système rayonnant sont protégés.

III.1.6 Tenue en tension

Les antennes, notamment celles qui sont alimentées par des tensions élevées, doivent résister à des phénomènes dits «de claquage». Ces phénomènes se produisent dans l'air lorsque le champ électrique présent autour de la structure de l'antenne dépasse un niveau égal à 30 kV/cm. Dans ces conditions, une décharge électrique se produit et celle-ci crée un dysfonctionnement de la source rayonnante. Dans le but de protéger une antenne, la tension maximale qu'elle peut supporter est un critère primordial.

III.2 Rappel des performances attendues

L'objectif étant de concevoir un système rayonnant ULB, présentant autant de générateurs que d'antennes, l'antenne élémentaire du réseau doit satisfaire les points suivants :

- être adaptée sur la plus grande plage de fréquences possible. La décade de bande retenue pour cette étude est incluse dans le spectre de la guerre électronique : [800MHz - 8GHz].
- être de dimensions minimales pour pouvoir disposer le maximum d'antennes possible sur une surface prédéfinie. Concernant le domaine de l'Ultra Large Bande, une antenne est considérée comme étant relativement miniature lorsque ses dimensions sont inférieures à $\lambda/4$ vis-à-vis de la longueur d'onde la plus importante du spectre, c'est-à-dire celle qui correspond à la fréquence basse de la bande couverte, soit 800MHz lors de cette étude.
- avoir un gain le plus élevé possible à l'avant (typiquement compris entre 3dB et 10dB), notamment aux fréquences hautes pour émettre des parasites impulsionnels, ce qui limitera la miniaturisation des antennes ULB. Cette notion de gain élevé aux hautes fréquences se traduit par un facteur de mérite rEd_1 supérieur à 1, cette caractéristique étant liée au niveau crête du signal rayonné.
- être la moins dispersive possible pour garantir une certaine furtivité lors de l'émission d'un champ électromagnétique élevé. Ainsi, le signal rayonné à l'avant de l'antenne se doit d'avoir une largeur n'excédant pas 1ns. Typiquement, une antenne de bande infinie aurait un étalement temporel nul, une antenne de type demi-cône fonctionnant entre 3GHz et 10GHz a un étalement temporel de 0,9ns [32], et une antenne de type K a un étalement temporel de 0,78ns pour une bande de travail s'étendant de 300MHz à 3GHz [27].
- avoir un rapport avant / arrière le plus élevé possible pour limiter les effets fratricides. Ce rapport doit typiquement être supérieur à 15dB.

- supporter une tension d'alimentation élevée. Ayant pour objectif le rayonnement d'un champ électromagnétique de fort niveau, l'antenne sera alimentée par une tension élevée et se doit donc de la supporter, sans risque d'apparition de phénomène de claquage. L'acceptation d'une tension de quelques kilovolts à une dizaine de kilovolts est satisfaisante.

Enfin, pour être utilisée au sein d'un réseau agile, cette antenne élémentaire doit avoir un diagramme de rayonnement sectoriel, l'important étant que le champ rayonné soit favorisé dans au moins un demi-plan.

III.3 Structures d'antennes ULB

Avant de concevoir une antenne répondant à toutes ces spécifications, il convient de s'intéresser aux technologies existantes et d'en faire une comparaison.

Au niveau de la conception de l'antenne élémentaire du réseau d'antennes agile, la difficulté consiste à respecter les 4 critères suivants à la fois :

- miniaturisation (dimensions $< \lambda_{800\text{MHz}}/4$)
- dispersion la plus faible possible (largeur du signal rayonné $< 1\text{ns}$)
- adaptation sur une très grande bande de fréquences (bande couverte > 1 décade)
- rayonnement sectoriel (rayonnement concentré dans un demi-plan)

De manière non exhaustive, les familles d'antennes ULB (Figure 62) sont spécifiées dans le Tableau 2. Dans ce tableau, la bande d'adaptation et le critère de dispersion dépendent des dimensions de chacune des antennes, et la longueur d'onde λ correspond à celle de la fréquence la plus basse du spectre couvert. Les 4 points sur lesquels porte la comparaison des antennes sont :

- les dimensions,
- la bande d'adaptation,
- les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H,
- la dispersion.

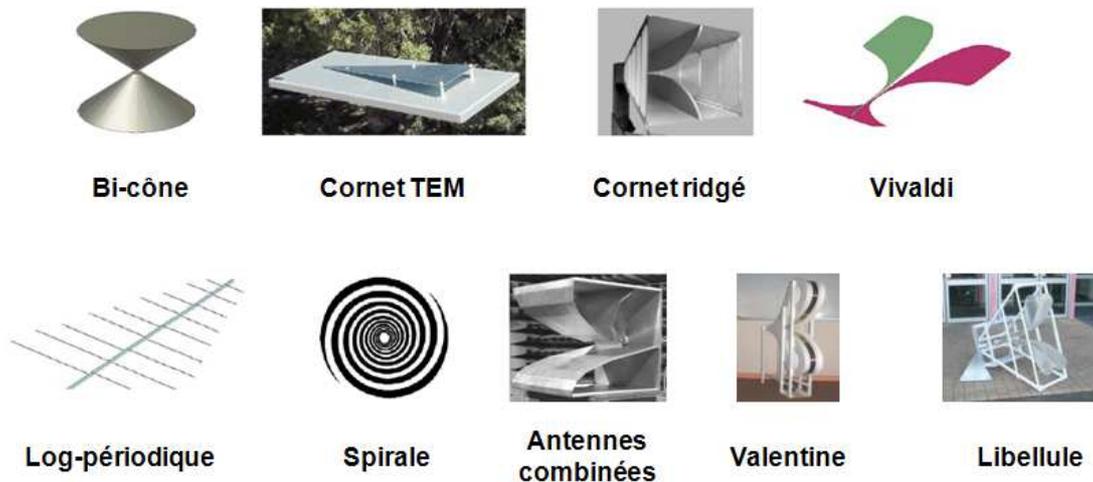


Figure 62 : Antennes Ultra large Bande existantes

Antenne	Hauteur	Largeur	Longueur	Bande	Rayonnement Plan E	Rayonnement Plan H	Dispersion	Références
Bi-cône	$\lambda / 5$	$\lambda / 8,3$	$\lambda / 8,3$	5:1	Sectoriel	Omnidirectionnel	Faible	[33] & [34]
Cornet TEM	$\lambda / 7,5$	$\lambda / 7,5$	$\lambda / 3,8$	12:1	Sectoriel	Sectoriel	Elevée	[34]
Cornet ridgé	$\lambda / 7,5$	$\lambda / 7,5$	$\lambda / 5$	4:1	Sectoriel	Sectoriel	Elevée	[35]
Vivaldi (circuit imprimé)	$\lambda / 5,9$	$\lambda / 60$	$\lambda / 2,4$	11:1	Sectoriel	Sectoriel	Faible	[34] & [36]
Log-périodique	$\lambda / 3,9$	$\lambda / 150$	$\lambda / 3,8$	6:1	Sectoriel	Sectoriel	Elevée	[33] & [34]
Spirale (circuit imprimé)	$\lambda / 15$	$\lambda / 3,8$	$\lambda / 3,8$	40:1	Sectoriel	Sectoriel	Elevée	[34] & [37]
Antennes combinées (Koshelev)	$\lambda / 1,5$	$\lambda / 1,5$	$\lambda / 1,7$	2:1	Sectoriel	Sectoriel	Faible	[21] & [22]
Valentine	$\lambda / 0,9$	$\lambda / 5,9$	$\lambda / 1,1$	10:1	Sectoriel	Sectoriel	Faible	[7] & [8]
Libellule	$\lambda / 3,3$	$\lambda / 1,28$	λ	12:1	Sectoriel	Sectoriel	Faible	[8]

Tableau 2 : Technologies existantes

Ce tableau indique que quelques antennes ont de meilleures performances que celles énoncées par les spécifications, sans pour autant respecter l'ensemble des critères. Ainsi,

- l'antenne spirale, l'antenne log-périodique, le cornet ridgé, et le cornet TEM sont des antennes dispersives, compte tenu des dimensions considérées,
- les antennes Valentine, Libellule, et combinées (Koshelev) ne sont pas de dimensions suffisamment faibles,
- le bi-cône a un rayonnement omnidirectionnel dans le plan H.

Une de ces antennes respecte les 4 spécifications souhaitées sans toutefois répondre favorablement aux exigences liées à la conception d'un réseau 2D agile dédié à la guerre électronique : l'antenne Vivaldi imprimée. En effet, l'inconvénient de cette structure est de ne pas supporter de très forts niveaux de tension (des problèmes de claquage peuvent survenir pour des niveaux crêtes d'alimentation relativement faibles). Typiquement, l'antenne Vivaldi imprimée peut supporter des niveaux de tensions ne dépassant pas quelques kilovolts.

En conséquence, une nouvelle antenne volumique répondant à toutes les exigences de la guerre électronique, et permettant la conception d'un réseau 2D agile, doit être conçue.

III.4 Du bi-cône à l'antenne Shark

Pour concevoir cette nouvelle antenne, l'antenne volumique de type bi-cône est un bon point de départ du fait de son aspect miniature dans les trois dimensions et de son adaptation sur une très large bande de fréquences. C'est une antenne à ondes progressives, ce qui signifie que le rayonnement a lieu au fur et à mesure de la propagation. Ainsi, plus les fréquences sont hautes, plus le rayonnement est généré dans une zone proche de l'alimentation. De cette manière, les zones générant les fréquences hautes (zone proche de l'alimentation) et basses (extrémités des cônes) sont connues et peuvent faire l'objet d'une optimisation.

Sa conception a été effectuée via le logiciel CST Microwave Studio™ (Computer Simulation Technology). Cet outil de simulation numérique utilise la méthode d'intégration finie FIT (Finite Integral Technique), qui consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. De cette manière, le maillage du domaine de calcul dans lequel se trouve l'antenne à étudier est volumique et permet de simuler tout type de structure.

III.4.1 Etapes de la conception

Afin de correspondre à la bande de travail souhaitée, la structure de départ a été définie avec une hauteur globale de 84mm (à l'aide de deux cônes de 40mm de hauteur et d'un écartement de 4mm entre les cônes inférieur et supérieur) et d'un diamètre aux extrémités haute et basse de 80mm. A partir des dimensions caractéristiques d'un bi-cône classique [38][39], celles de la structure de départ ont été déterminées en ayant recours à une homothétie permettant de fixer la fréquence basse du spectre.

Par ailleurs, un des paramètres permettant d'optimiser la conception de cette antenne élémentaire est l'**angle α** définissant les cônes, représenté sur la Figure 63.

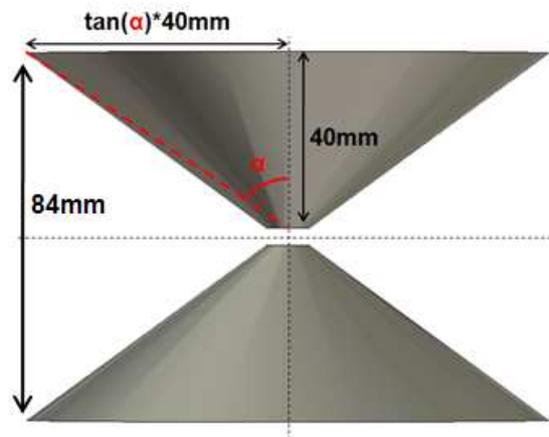


Figure 63 : Antenne bi-cône de départ

La valeur de cet **angle α** sera déterminée dans le point suivant, dans lequel une étude paramétrique permettra d'optimiser l'adaptation aux basses fréquences de l'antenne finale.

Dans le but de l'appliquer à la guerre électronique, l'inconvénient majeur de cette structure biconique est qu'elle présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan H. Ainsi, pour favoriser le rayonnement dans une direction, une idée consiste à incliner les deux cônes l'un vers l'autre. La Figure 64 présente cette opération, effectuée à l'aide d'un deuxième paramètre permettant d'optimiser l'adaptation basses fréquences de l'antenne finale : l'**angle β** d'inclinaison des cônes. Sa valeur sera également déterminée dans le point suivant.

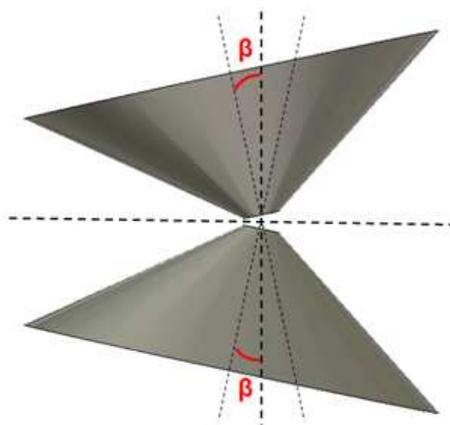


Figure 64 : Inclinaison des cônes dans une même direction

Toujours dans le but de privilégier le rayonnement dans une direction définie comme étant l'avant de l'antenne, l'arrière du bi-cône incliné a été tronqué. Cette structure a également été tronquée sur les côtés (pour conserver sa largeur miniature de 80mm) et aux extrémités haute et basse (pour conserver sa hauteur miniature de 84mm) (Figure 65). Enfin, une dernière troncature a été effectuée au niveau de la base des cônes afin que les surfaces de ces dernières soient en regard. La distance séparant les deux cônes est désormais égale à 6mm.

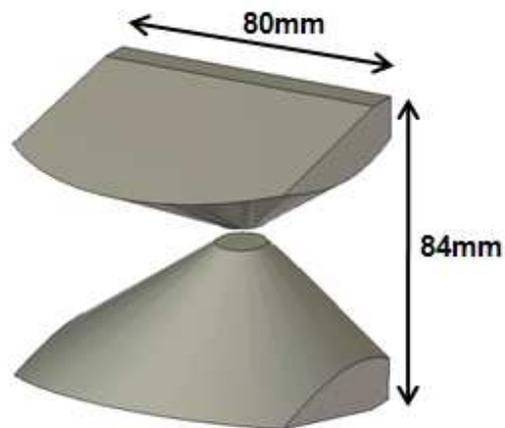


Figure 65 : Antenne bi-cône inclinée et tronquée

Cependant, le fait d'incliner et de tronquer les éléments d'une structure, dans le but de maximiser le rayonnement dans une direction choisie, ne suffit pas à la rendre compatible aux exigences relatives à la conception d'une antenne ULB élémentaire d'un réseau agile. En effet, il est également primordial de s'intéresser aux rayonnements de cette antenne dans les autres directions, et plus particulièrement à l'arrière.

Pour minimiser le rayonnement arrière, et ainsi maximiser le critère de protection avant/arrière, un plan réflecteur de 84mm de hauteur, 80mm de largeur, et 3mm d'épaisseur, «épousant» la surface arrière de la structure conçue jusqu'à présent, a été introduit à une **distance d** de cette dernière (Figure 66). Cette **distance d** est le troisième paramètre permettant d'optimiser l'adaptation aux basses fréquences de l'antenne finale et sa valeur, comme pour les **angles α** et **β** , sera déterminée dans le point suivant, à la suite d'une étude paramétrique.

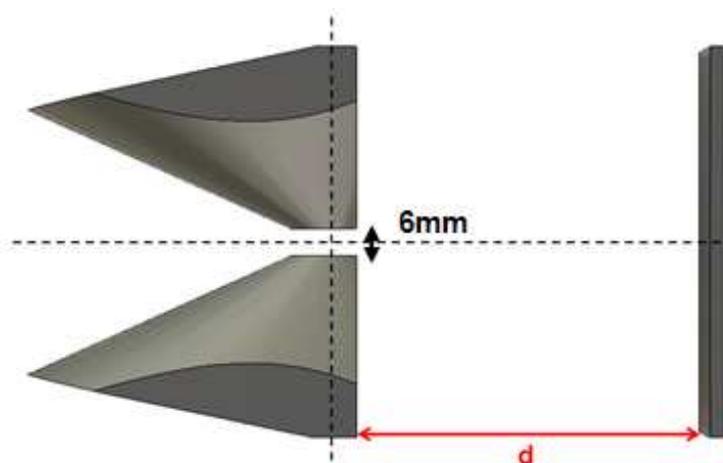


Figure 66 : Ajout d'un plan réflecteur

Afin de solidariser l'ensemble de la structure, des plaques conductrices de 3mm d'épaisseur ont été positionnées entre le bi-cône incliné tronqué et le plan réflecteur, aux extrémités haute et basse, comme le montre la Figure 67.

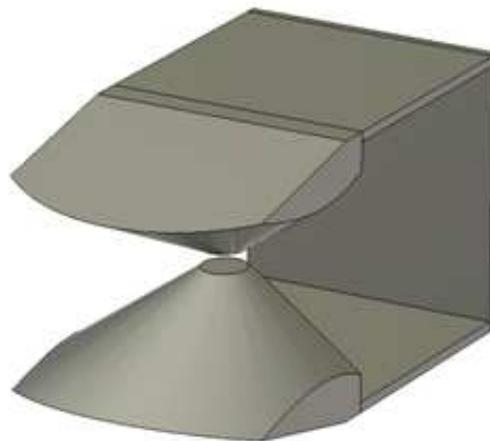


Figure 67 : Solidarisation de la structure conçue

Cela a pour effet de replier l'antenne et de modifier son adaptation aux basses fréquences. Le fait que les plaques conductrices soient liées par le plan réflecteur est une technique similaire à l'ajout d'un court-circuit classiquement utilisé [40][41] et permet d'étendre le spectre de rayonnement vers les fréquences basses.

La dernière étape, qui est une des principales difficultés de la conception de l'antenne élémentaire, concerne son alimentation. De la même manière que pour les antennes classiques de type bi-cône, l'alimentation se fait par le bas, c'est-à-dire qu'un câble coaxial est introduit dans le cône inférieur et est connecté au cône supérieur à l'aide d'une transition adéquate (Figure 68).

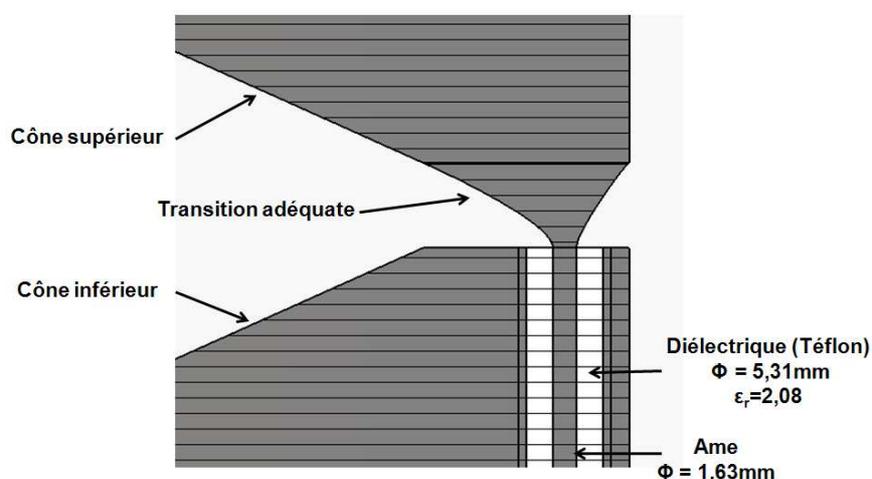


Figure 68 : Alimentation de la structure biconique

Un compromis a dû être trouvé entre la limitation de l'encombrement de cette alimentation et sa tenue en tension. En effet, le diélectrique se doit d'être le plus épais possible pour résister à des tensions d'alimentation élevées et ainsi éviter tout phénomène de claquage. De ce fait, concernant le câble coaxial transitant par le cône inférieur, le choix s'est porté sur une âme métallique de 1,63mm de diamètre ainsi que d'un diélectrique en Téflon de 5,31mm de diamètre et de permittivité égale à 2,08. Avec ces dimensions, son impédance est égale à 50Ω .

En raison d'une faible largeur d'impulsion (inférieure à 1ns) et d'une faible fréquence de répétition (100Hz), la tenue en tension statique recherchée est de l'ordre de 2 à 3 fois inférieure à celle de l'amplitude crête du signal appliqué à l'antenne. Afin de se placer dans une géométrie représentative de celle de l'antenne conçue et de ne pas la détériorer lors des essais de tenue en tension (réalisés par la société Europulse à Cressensac), une maquette de l'attaque de l'antenne a été réalisée. Suite à ces essais, la tension statique supportée s'est avérée être égale à 4,2kV, ce qui laisse présager une tenue en tension satisfaisante à des impulsions de l'ordre de 10kV crête.

Les bases des cônes étant en regard, la transition entre ces derniers a été conçue à l'aide d'une fonction appelée «loft», propre au logiciel CST Microwave StudioTM. Cette fonction permet de relier deux surfaces entre elles avec une forme dont la courbure peut être plus ou moins prononcée. Celle-ci est maîtrisée à l'aide d'un **coefficient de lissage C_L** compris entre 0 et 1 : plus ce coefficient est élevé, plus la courbure est prononcée.

Ce coefficient de lissage est le quatrième et dernier paramètre permettant d'optimiser l'adaptation de l'antenne finale. En revanche, contrairement aux trois précédents, sa valeur influe sur l'adaptation aux hautes fréquences, du fait de sa localisation dans la zone d'alimentation.

III.4.2 Etude paramétrique

Pour optimiser les performances de l'antenne élémentaire, principalement en termes d'adaptation et de rayonnement, les 4 variables (α , β , d , et C_L) énoncées précédemment ont fait l'objet d'une étude paramétrique sur la structure finale.

Cette étude paramétrique comportant plusieurs degrés de liberté, les critères de performance à atteindre ont été hiérarchisés. En effet, certaines performances se faisant au détriment d'autres (couvrir une très grande bande de fréquences ou supporter de très forts niveaux de tension, avoir une antenne miniature ou avoir un gain élevé et un rayonnement arrière faible), des compromis ont dû être trouvés. Compte tenu de l'application visée, les critères ont été hiérarchisés comme suit :

- 1) Le premier critère à privilégier est l'adaptation de l'antenne dans la bande de fréquences voulue, à savoir [800MHz-8GHz]. Meilleure sera cette adaptation, meilleurs seront le gain réalisé et le facteur de mérite rEd_1 . De plus, concernant le dispositif optique d'alimentation présenté dans la partie précédente, le choix s'est porté sur la couverture de la bande la plus large possible plutôt que sur la génération d'un très fort niveau de tension. Il convient donc d'adapter la bande passante de l'antenne à celle de l'impulsion électrique d'alimentation.
- 2) Dans un souci de limitation des effets fratricides, le deuxième critère à privilégier est le rapport avant/arrière, qui se doit d'être le plus élevé possible. Il est à noter que dans le cadre de la conception d'une antenne de petites dimensions, il est plus difficile d'obtenir un rapport avant/arrière élevé que lors de la conception d'une antenne de plus grandes dimensions.
- 3) Enfin, un critère qui peut être relâché est la dispersion du signal rayonné. En effet, étant données les fréquences mises en jeu, une durée du signal rayonné de l'ordre de la nanoseconde restera acceptable dans l'idée d'être non détectable et de couvrir le spectre souhaité.

Cette étude, visant à optimiser les performances de l'antenne élémentaire vis-à-vis des exigences de la guerre électronique tout en gardant à l'esprit les contraintes de réalisation, a été menée sur chacun des 4 paramètres α , β , d , et C_L , en considérant à chaque fois les valeurs optimisées des 3 autres. Seule une étude sur l'adaptation est détaillée ici car des performances en termes de gain et de rayonnement transitoire ne sont pas significatives si l'antenne n'est pas correctement adaptée.

a) Angle des cônes : α

L'angle α pris en compte lors de la conception de chacun des deux cônes est celui présenté sur la Figure 63. La hauteur des cônes étant fixée à 40mm, cet angle permet de déterminer leur grand diamètre (un angle α égal à 45° implique par exemple un grand diamètre de 80mm).

La Figure 69 présente l'évolution du paramètre S_{11} de l'antenne finale en fonction de la fréquence et de la valeur de l'angle α définissant les cônes. Dans un premier temps, cet angle varie de 50° à 60° par pas de 5° .

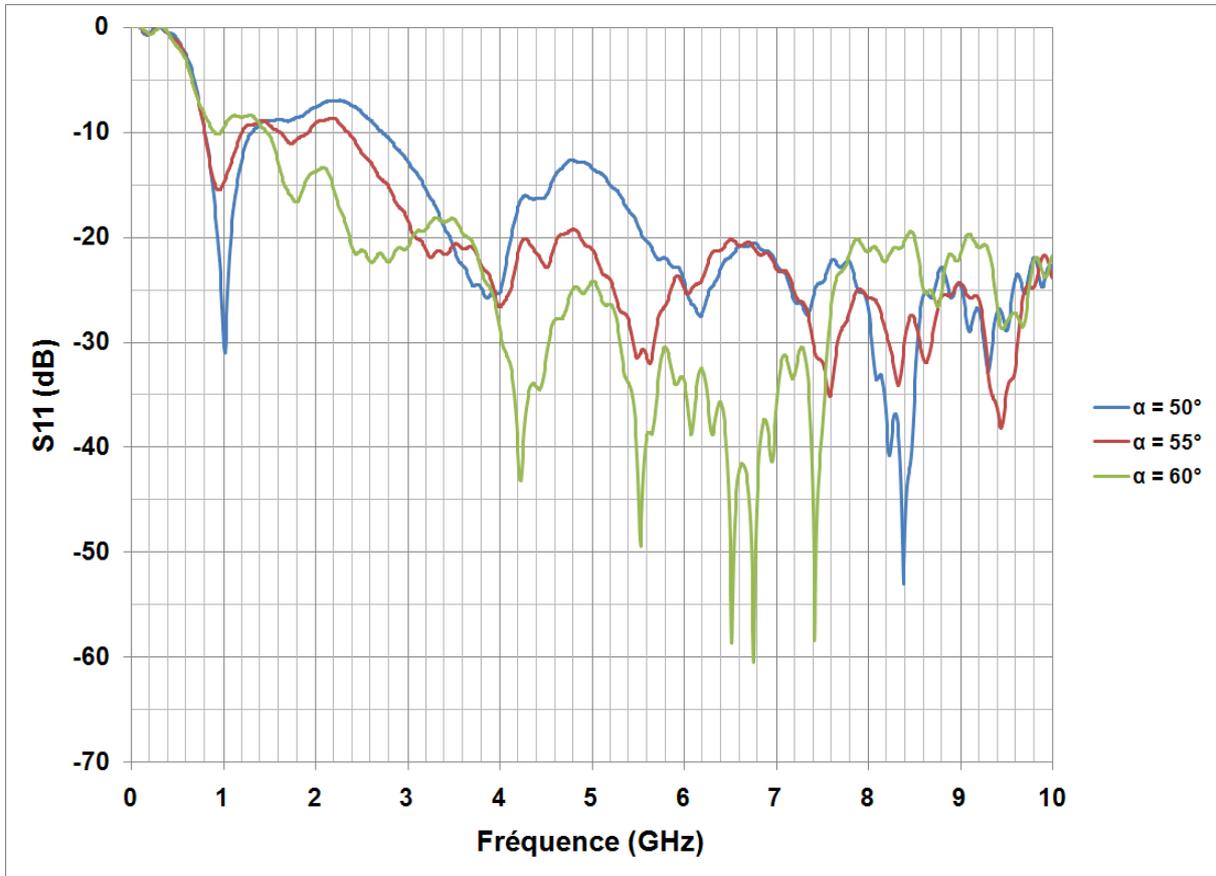


Figure 69 : Evolution de l'angle α des cônes

L'angle α n'ayant un impact significatif que sur les basses fréquences, cette figure indique bien que quelle que soit la valeur de l'angle, l'adaptation dans la partie haute du spectre de travail est très satisfaisante puisque le paramètre S_{11} est inférieur ou égal à -20dB à partir de $5,6\text{GHz}$. En revanche, en ce qui concerne les basses fréquences, on remarque que plus l'angle α diminue, plus l'adaptation est dégradée. Cela se traduit par une remontée à -7dB à $2,3\text{GHz}$ pour $\alpha=50^\circ$ et une remontée à $-8,6\text{dB}$ à $2,2\text{GHz}$ pour $\alpha=55^\circ$. Il en découle donc que l'angle α ne doit pas être trop faible.

Cependant, cette valeur ne doit pas être trop élevée car plus elle augmente, plus la fréquence basse du spectre est élevée. En effet, elle est de 910MHz pour $\alpha=60^\circ$ et de 800MHz pour $\alpha=55^\circ$. En conséquence, la valeur optimale de l'angle α se situe entre 55° et 60° et la Figure 70 présente donc une évolution affinée du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence et de l'angle α .

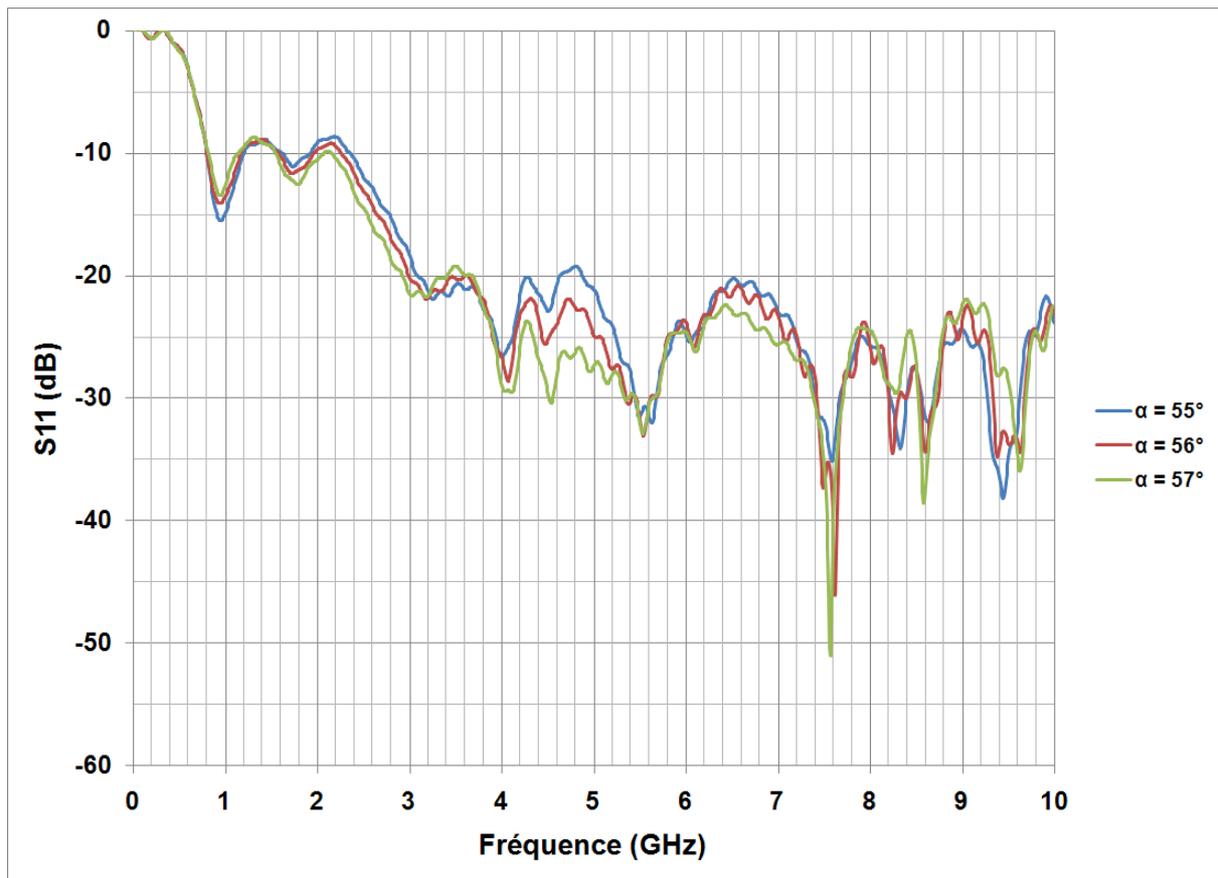


Figure 70 : Evolution affinée de l'angle α des cônes

Avec ces évolutions, on retrouve les observations décrites précédemment :

- plus la valeur de α est élevée, plus la fréquence basse du spectre augmente : elle est de 800MHz, 810MHz, et 820MHz pour les angles respectifs de 55°, 56°, et 57°.
- le paramètre S_{11} se dégrade avec la diminution de l'angle α : autour de 2,15GHz, la remontée est à -8,7dB, -9,2dB, et -9,8dB pour les angles respectifs de 55°, 56°, et 57°.

En conclusion, à l'aide de ces observations, l'angle des cônes permettant d'obtenir une bonne adaptation à partir de 800MHz est $\alpha=56^\circ$ (courbe rouge).

b) Inclinaison des cônes : β

L'angle β pris en compte lors de l'inclinaison des deux cônes est celui présenté sur la Figure 64. De la même manière que pour l'étude précédente, la Figure 71 présente l'évolution du paramètre S_{11} de l'antenne finale en fonction de la fréquence et de la valeur utilisée pour réaliser l'inclinaison des cônes. Pour cette étude, l'angle β varie de 9° à 15° par pas de 3°.

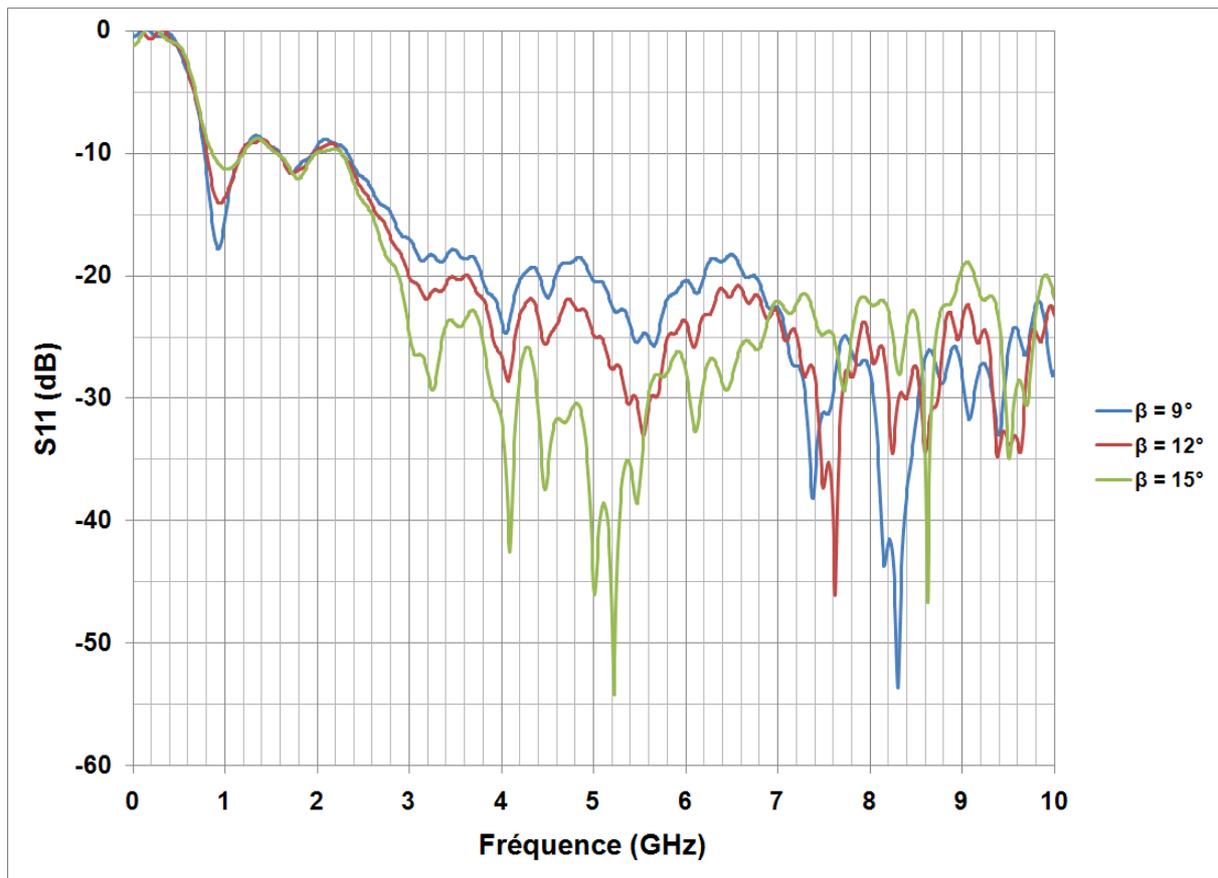


Figure 71 : Evolution de l'inclinaison β des cônes

Tout comme l'angle α , l'angle β n'a un impact significatif que sur les basses fréquences. Cette figure indique donc que quelle que soit la valeur de l'angle, l'adaptation aux hautes fréquences est très satisfaisante puisque le paramètre S_{11} est inférieur ou égal à -18dB à partir de $3,8\text{GHz}$.

Concernant les basses fréquences, cette figure montre que plus l'angle β augmente plus la fréquence basse du spectre est élevée. En effet, elle est de 770MHz , 800MHz , et 860MHz pour les angles respectifs de 9° , 12° , et 15° . A l'inverse, plus l'angle β diminue, plus la remontée visible autour de $2,1\text{GHz}$ est significative : elle est à $-8,9\text{dB}$, $-9,2\text{dB}$, et $-9,7\text{dB}$ pour les angles respectifs de 9° , 12° , et 15° .

Les écarts entre les courbes superposées étant relativement faibles, il n'est pas nécessaire ici d'affiner l'étude sur la valeur de l'angle β . Il résulte donc de cette étude paramétrique que le meilleur compromis concernant la valeur de l'angle d'inclinaison des cônes est $\beta=12^\circ$.

c) Distance du plan réflecteur : d

La distance d séparant le bi-cône incliné tronqué du plan réflecteur d'épaisseur 3mm est celle présentée sur la Figure 66. Comme précédemment, la Figure 72 présente l'évolution du paramètre S_{11} de l'antenne finale en fonction de la fréquence et de la valeur utilisée pour définir cet éloignement du plan réflecteur. Pour cette étude, la distance d varie de 70mm à 80mm par pas de 5mm.

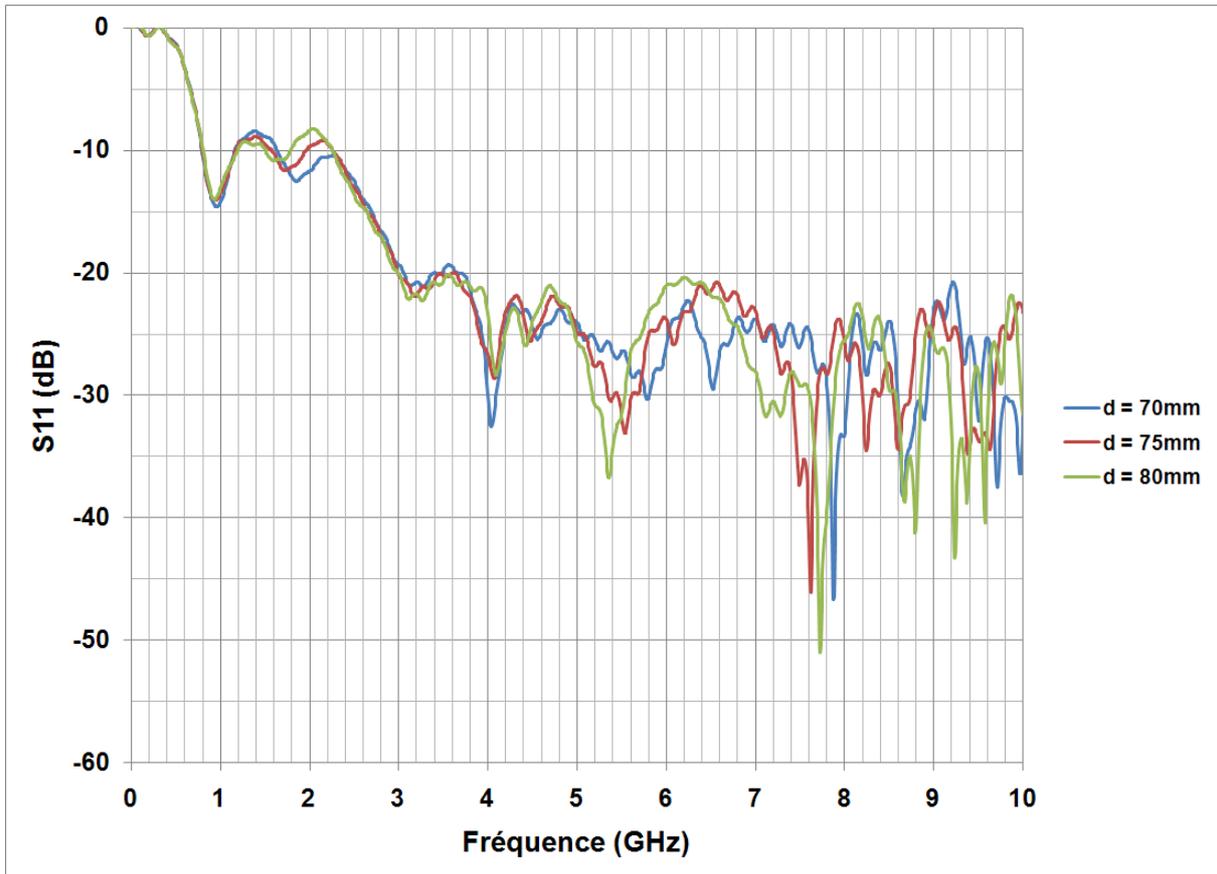


Figure 72 : Evolution de la distance d du plan réflecteur

La distance d traduit l'éloignement du plan réflecteur de la structure principale, et donc de la zone d'alimentation. Son impact n'est ainsi visible qu'aux basses fréquences. En effet, quelle que soit sa valeur, l'adaptation aux hautes fréquences est très satisfaisante puisque le paramètre S_{11} est inférieur ou égal à -20dB à partir de 3GHz.

Avant cette fréquence, plus la distance d est élevée, plus la résonance autour de 1,4GHz est faible (elle est à -8,4dB, -8,9dB, et -9,5dB pour les distances respectives de 70mm, 75mm, et 80mm) et plus la résonance autour de 2,1GHz est élevée (elle est à -10,4dB, -9,2dB, et -8,3dB pour ces mêmes distances respectives). Par ailleurs, en plus d'une modification des valeurs de S_{11} aux alentours de 1,4GHz et 2,1GHz, un décalage de la seconde fréquence de résonance, dépendant de la distance d , est également observable.

Pour expliquer les décalages en fréquence observables sur les résonances à 1,4GHz (Figure 69) et à 2,1GHz (Figure 72), la Figure 73 présente l'impact de l'angle α et de la distance d sur le trajet parcouru par les courants sur l'antenne. Sur cette figure, la longueur L relative à l'angle α ($L=126,11\text{mm}$ si $\alpha=56^\circ$) introduit un décalage en fréquence au niveau de la première résonance alors que la distance d introduit un décalage en fréquence au niveau de la seconde résonance.

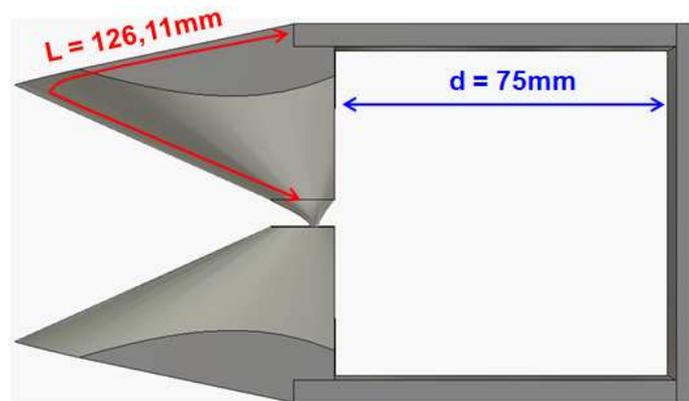


Figure 73 : Trajet parcouru par les courants sur l'antenne

En effet, il apparaît que ces deux résonances visibles en début de bande apparaissent lorsque $L=\lambda_{1,2\text{GHz}}/2$ et $d=\lambda_{2\text{GHz}}/2$. Ainsi, l'augmentation de l'angle α implique une augmentation de la longueur L , ce qui se traduit par une diminution de la fréquence au niveau de la première résonance, tandis que l'augmentation de la distance d implique une diminution de la fréquence au niveau de la seconde résonance. La Figure 69 illustre bien le fait que la première résonance pour $\alpha=60^\circ$ est plus basse en fréquence que la première résonance pour $\alpha=55^\circ$. De la même manière, la Figure 72 indique que la seconde résonance pour $d=80\text{mm}$ est plus basse en fréquence que la seconde résonance pour $d=70\text{mm}$. Il est par ailleurs à noter que ces résonances sont indépendantes de l'angle β d'inclinaison des cônes (Figure 71).

Toujours dans le cadre de la détermination de l'éloignement optimum du plan réflecteur par rapport à la zone d'alimentation, les gains réalisés de l'antenne, obtenus pour différentes valeurs de la distance d , sont comparés sur la Figure 74.

Ces gains mettent en avant des trous de rayonnement à certaines fréquences. Ces trous, qui ne peuvent pas être apparentés à des suppressions de fréquences, apparaissent périodiquement. En considérant la distance e entre la zone d'alimentation et le plan réflecteur

(égale à $79,5\text{mm}$ lorsque $d=75\text{mm}$), les trous apparaissent pour $e = \frac{\lambda}{2} + k \frac{\lambda}{2}$, $k \in \mathbf{N}$, où λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence à laquelle apparaît un trou [42].

Ainsi, ces oscillations sur le gain sont dues à des interférences constructives et destructives liées aux résonances entre la zone d'alimentation et le plan réflecteur.

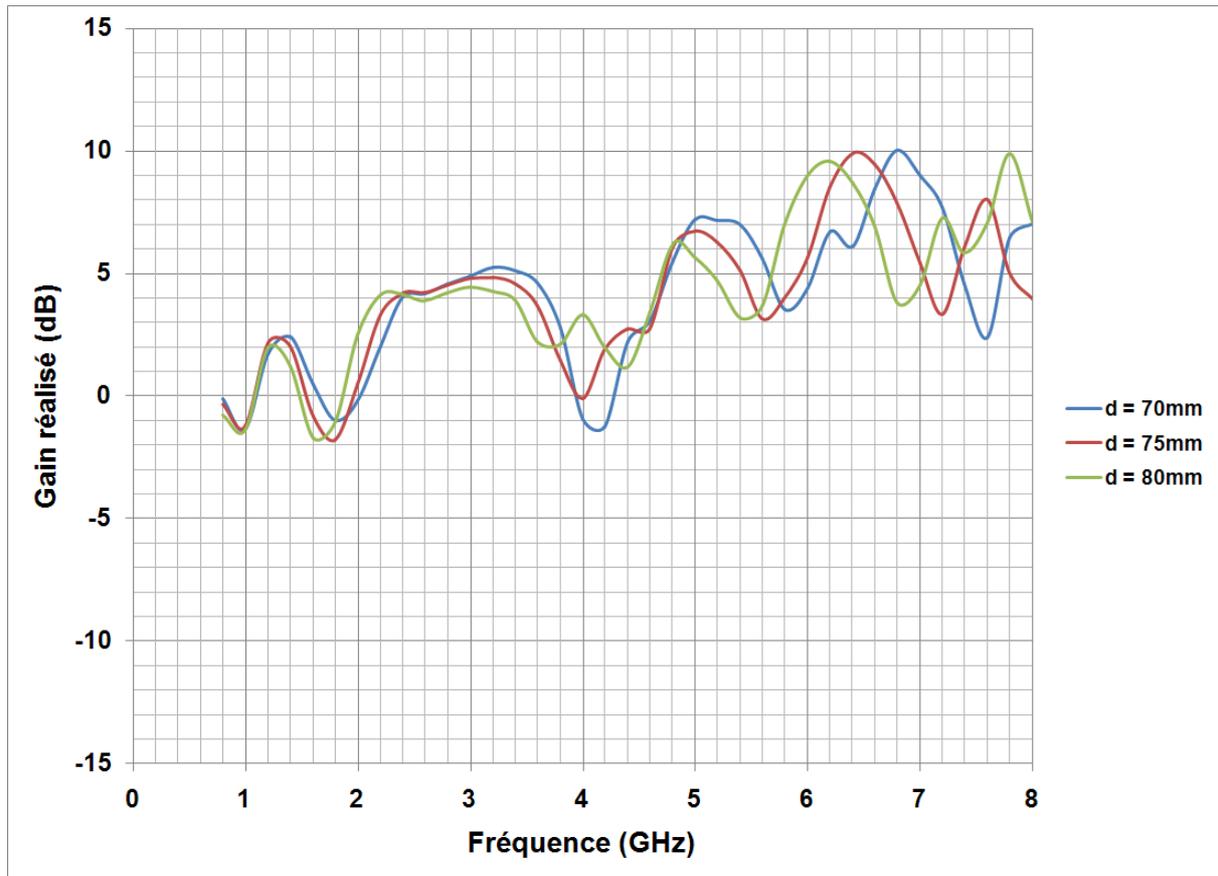


Figure 74 : Impact de la distance d sur le gain

Avec l'augmentation de la distance d , les trous de rayonnement se décalent vers les fréquences basses. En raison de ces décalages, les niveaux de gain ne peuvent pas être comparés fréquence par fréquence. Il s'agit alors de s'intéresser à l'allure globale des différentes courbes de gain pour se rendre compte que, globalement, l'allure du gain et sa plage de variation sur la bande sont assez peu dépendantes de la distance d .

Finalement, aux vues de ces performances, il apparaît que la distance permettant d'établir un compromis conduisant aux meilleures performances possibles en termes de gain, d'adaptation, et également de dimensions, est **$d=75mm$** .

d) Transition entre les cônes : C_L

Les paramètres optimisés jusqu'à présent n'ayant eu un impact majoritairement que sur les basses fréquences (détermination de la fréquence basse du spectre, limitation des remontées du paramètre S_{11}), il s'agit de s'intéresser à l'adaptation aux hautes fréquences, dans la zone d'alimentation de l'antenne. Dans ce cadre, les paramètres α , β , et d prennent les valeurs déterminées lors des études précédentes.

Pour cela, une étude a été menée sur la courbure de la forme volumique permettant de lier l'âme du câble coaxial d'alimentation à la base du cône supérieur. Grâce à la fonction «loft» du logiciel CST, des formes obtenues à l'aide de différents coefficients de lissage C_L ont été testées : plus ce coefficient, compris entre 0 et 1, est élevé, plus la courbure est prononcée. La Figure 75 présente l'évolution du paramètre S_{11} de l'antenne en fonction de la fréquence et de la valeur du coefficient de lissage utilisée pour définir la courbure de la transition entre les cônes. Dans ce cadre, ce coefficient varie de 0 à 0,2 par pas de 0,1.

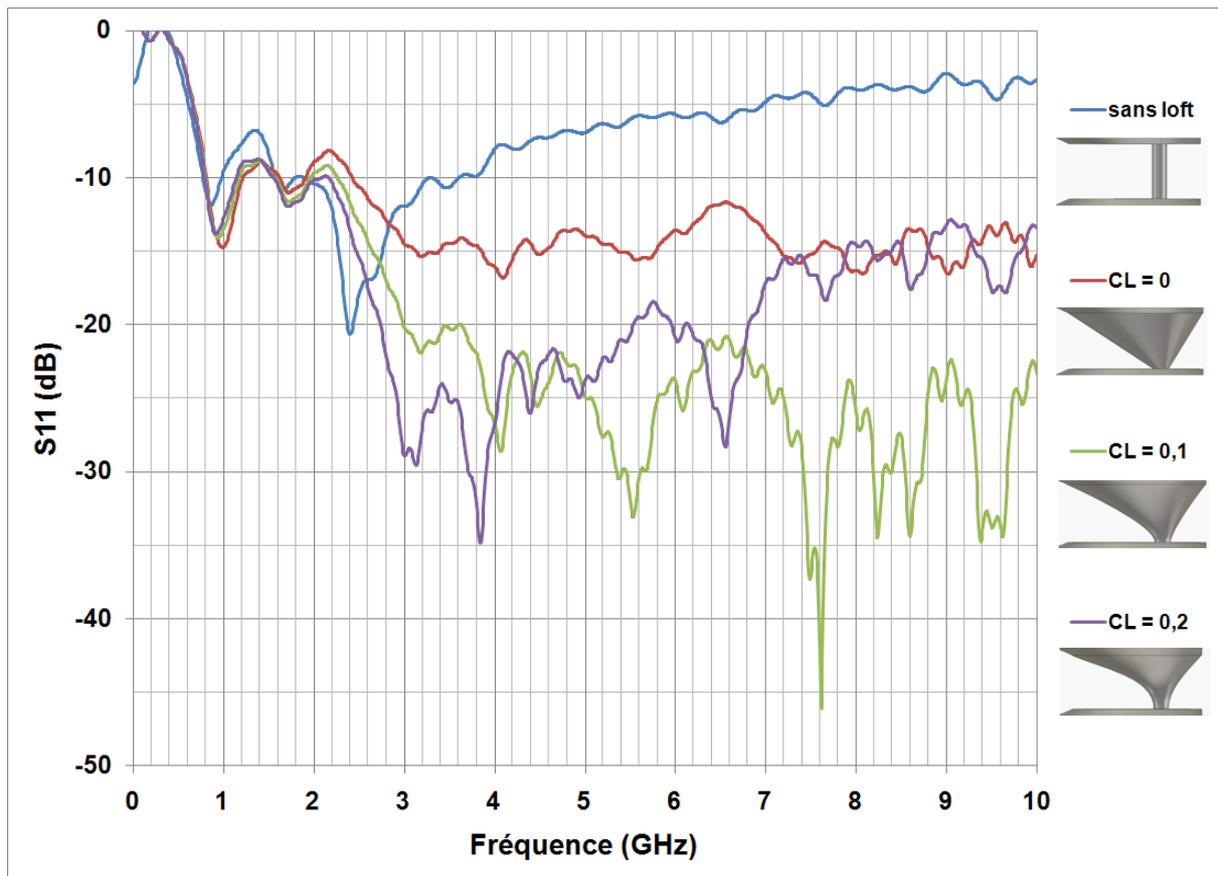


Figure 75 : Evolution du coefficient S_{11} en fonction de la courbure de la transition

Dans un premier temps, cette figure permet de constater que le fait d'optimiser cette transition permet de diminuer considérablement le paramètre S_{11} en fin de bande. En effet, la courbe bleue, traduisant la transition brutale entre l'âme du câble coaxial et la base du cône supérieur, est nettement supérieure à -10dB à partir de 3GHz.

Dans un second temps, concernant les trois transitions considérées à l'aide de la fonction «loft» sous CST, on peut remarquer que l'adaptation en début de bande est relativement similaire.

En revanche, à partir de 2GHz, les performances sont très différentes et les observations suivantes peuvent être faites :

- les transitions conçues à l'aide d'un coefficient de lissage positif provoquent une meilleure adaptation sur l'ensemble de la bande que celle conçue avec un coefficient de lissage nul. Cela s'explique par le fait que cette dernière est basée sur une transition «droite» entre l'âme du câble coaxial et la base du cône supérieur. Ainsi, la transition entre les cônes est non progressive et présente un angle de 45° avec le câble d'alimentation.
- malgré un comportement relativement similaire en milieu de bande, entre 2GHz et 6,8GHz, les transitions «douces», conçues à l'aide d'un coefficient de lissage de 0,1 et de 0,2, présentent des différences aux hautes fréquences, à partir de 7GHz, en faveur de celle conçue avec un coefficient $C_L=0,1$. Cette transition apparaît donc comme étant la plus performante d'autant plus que sa réalisation est moins complexe que la transition obtenue à partir d'un coefficient C_L égal à 0,2, du fait de sa courbure moins prononcée.

Le **coefficient de lissage égal à 0,1** permet donc d'obtenir une très bonne adaptation de l'antenne finale aux hautes fréquences. Ce cas correspond au profil observable sur la Figure 76, en bleu.

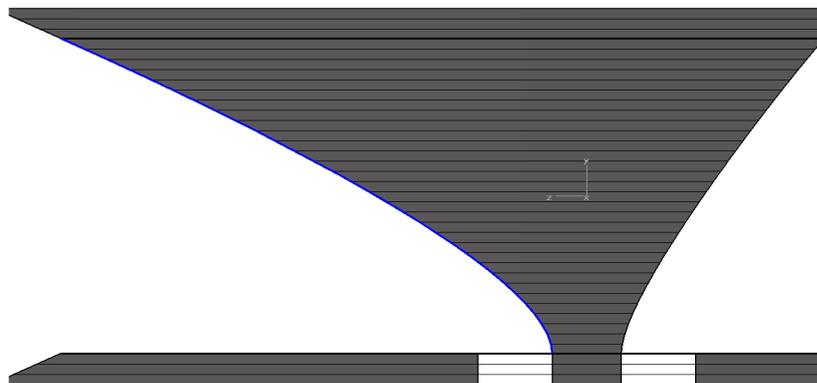


Figure 76 : Profil de la transition entre les cônes

Si on s'intéresse à l'équation permettant d'avoir le profil de la transition entre les cônes, on constate que l'évolution est logarithmique sur une première partie et linéaire sur la seconde. Sur la Figure 77, le profil de la transition est représenté en bleu, l'équation logarithmique de la première partie du profil est en rouge, l'équation linéaire de la seconde partie du profil est en vert, et la courbe résultante de ces dernières est en violet.

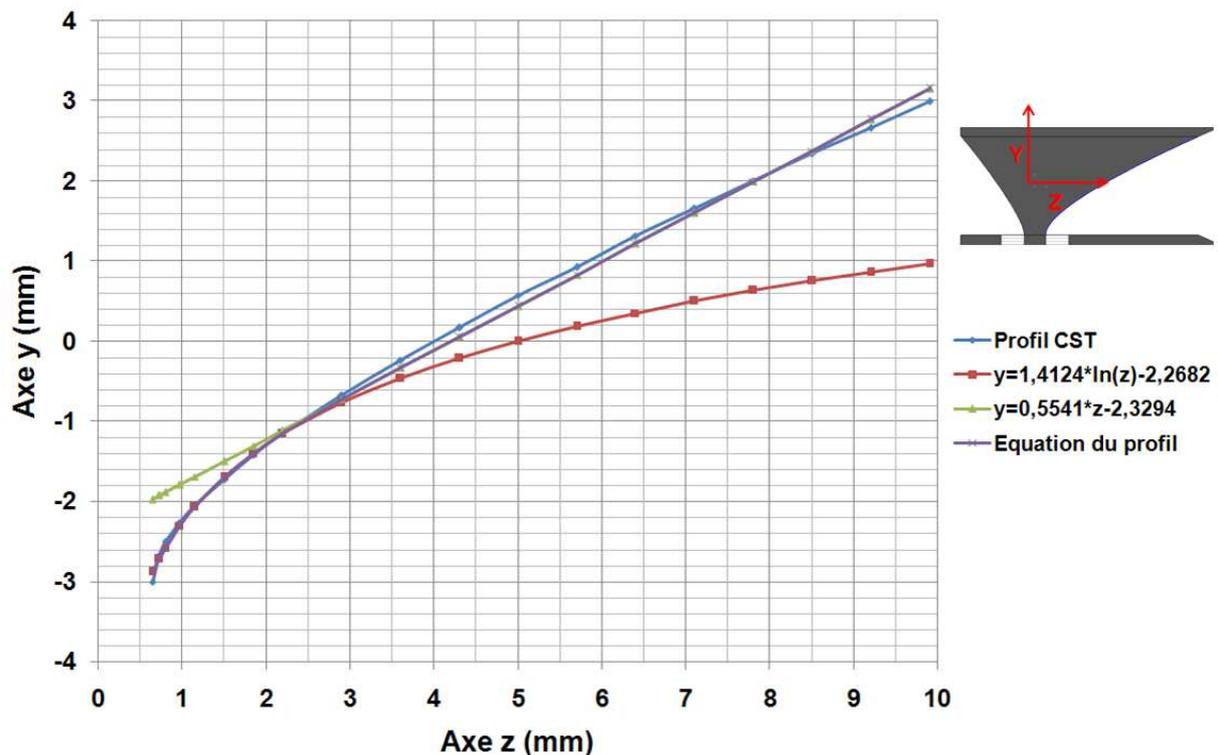


Figure 77 : Equation du profil de la transition entre les cônes

L'évolution logarithmique permet d'obtenir une très bonne adaptation aux hautes fréquences, sur une large bande, et une comparaison peut être faite avec les profils exponentiels qui sont à la base de l'adaptation ULB des antennes à ondes progressives [43][44], dans le sens où la transition est progressive, sans rupture locale d'impédance. En effet, avec de tels profils, le rayonnement a lieu au fur et à mesure de la propagation et plus les fréquences sont hautes, plus le rayonnement est généré dans une zone proche de l'alimentation.

L'évolution linéaire de la seconde partie permet quant à elle une meilleure transition avec la forme biconique. L'association de ces deux évolutions permet une transition optimisée entre l'âme du câble coaxial d'alimentation et la base du cône supérieur. C'est cette transition sans rupture qui engendre une très bonne adaptation sur une bande de fréquences très large.

e) Automatisation de l'étude paramétrique

Le logiciel de simulation CST Microwave Studio™ dispose d'outils d'optimisation permettant d'effectuer des études paramétriques sur différents critères. Cependant, en raison de leur méconnaissance lors de la conception de l'antenne, les études paramétriques présentées dans les points précédents ont été effectuées sans y avoir recours.

Ces outils fonctionnent de la façon suivante :

- 1) Le design des différentes pièces est réalisé à l'aide de variables, auxquelles sont attribuées des valeurs de départ.
- 2) Une liste des variables est créée et, pour chacune d'entre elles, une plage de variation ainsi qu'un nombre de valeurs à parcourir dans l'intervalle souhaité sont définis.
- 3) Un ou plusieurs objectifs peuvent être fixés sur certains paramètres, comme par exemple l'obtention d'un paramètre S_{11} inférieur ou égal à -10dB sur une certaine bande de fréquences.
- 4) A partir de la liste de variables, autant de simulations que de combinaisons engendrées par le nombre de variables sont exécutées. C'est-à-dire que si 4 variables sont définies, avec 3 valeurs balayées pour chacune d'entre elles, le nombre de simulations sera égal à $3^4 = 81$.
- 5) Suite à ces simulations, un algorithme d'interpolation particulier permet de déterminer la combinaison de variables relative aux meilleures performances obtenues vis-à-vis du critère de choix fixé.

A partir de là, il est intéressant de comparer cette combinaison optimisée à celle ayant conduit à la conception de l'antenne. Le Tableau 3 présente ainsi les valeurs des différents paramètres obtenues dans chacune de ces deux études paramétriques, l'objectif fixé étant l'obtention d'un paramètre S_{11} inférieur ou égal à -10dB entre 800MHz et 8GHz.

Elément comparé	Valeurs relatives à la conception de l'antenne	Valeurs obtenues lors de l'étude optimisée sous CST	Ecart
Angle α	56°	57°	1,79%
Angle β	12°	11,68°	2,67%
Distance d	75mm	74,1mm	1,2%
Coefficient C_L	0,1	0,1	0%

Tableau 3 : Comparaison des valeurs consécutives aux deux études paramétriques

Ce tableau met en avant le fait que les valeurs obtenues suite à l'étude paramétrique optimisée réalisée par les outils du logiciel CST sont sensiblement identiques à celles ayant conduit à la conception de l'antenne. Il est toutefois à noter que les résonances autour de 1,4GHz et 2,1GHz consécutives à l'étude optimisée sont moins élevées que dans le cas de l'étude réalisée sans les outils du logiciel CST (Figure 78).

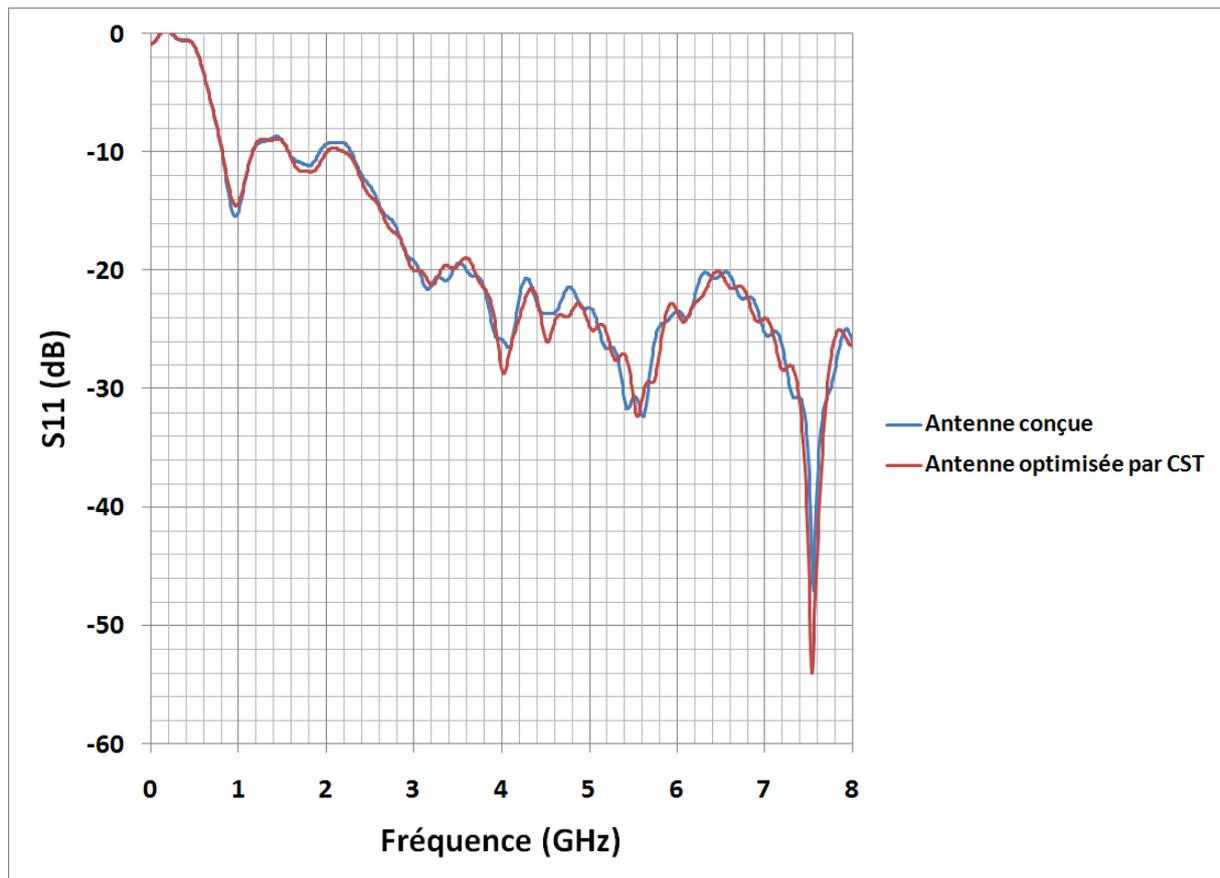


Figure 78 : Comparaisons des coefficients S_{11} consécutifs aux deux études paramétriques

Les étapes de la conception ayant ainsi été détaillées, il s'agit à présent de s'intéresser à la réalisation de l'antenne.

III.4.3 Réalisation de l'antenne

Suite aux différentes études paramétriques présentées, il apparaît que la conception de l'antenne élémentaire du réseau est le résultat de l'association et de la modification de formes simples (cônes, plaques) dont les dimensions sont parfaitement connues et maîtrisables en vue d'une réalisation. Cependant, étant données les fréquences mises en jeu, les dimensions sont très petites et les pièces se doivent d'être réalisées avec une très grande précision. Par exemple, un écart de $\pm 1^\circ$ sur l'angle α définissant les cônes peut entraîner un écart de $\pm 0,5$ dB sur le paramètre S_{11} à 2,1 GHz (Figure 70) et un écart de ± 1 mm sur la courbure de la transition entre les cônes peut entraîner un écart de ± 10 dB sur le paramètre S_{11} à 8 GHz (Figure 75).

De plus, même si la transition entre les cônes a pu être approximée à une association de deux courbures différentes (logarithmique dans un premier temps et linéaire dans un second temps), son profil global reste non défini avec des équations connues : c'est ce que l'on appelle une surface «gauche».

Ainsi, dans le but de pouvoir la réaliser le plus fidèlement possible, il n'y a pas d'autre solution que de l'exporter du logiciel de simulation électromagnétique pour l'importer dans un logiciel de conception mécanique, via un fichier de points ayant une extension compatible avec les deux outils numériques.

Par ailleurs, cette antenne étant dédiée à une utilisation au sein d'un réseau 2D, elle se doit d'être alimentée par l'arrière. Dans cette optique, un coude à 90° a été ajouté sous la structure, comme le montre la Figure 79.

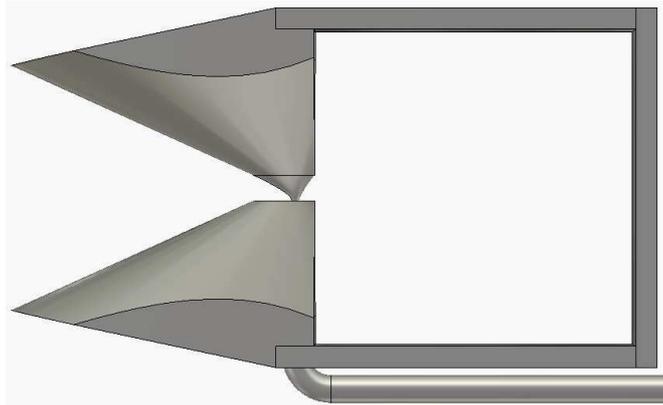


Figure 79 : Alimentation de l'antenne par l'arrière

Suite à l'ajout de ce câble coaxial sous l'antenne, se pose alors le problème de la superposition des antennes au sein du réseau. Afin de favoriser une mise en réseau 2D et un empilement aisé de plusieurs antennes, une plaque de PVC, de permittivité égale à 5, a été introduite sous l'antenne élémentaire. Comme le montre la Figure 80, le câble coaxial en provenance de l'arrière de l'antenne est contenu dans cette plaque isolante.

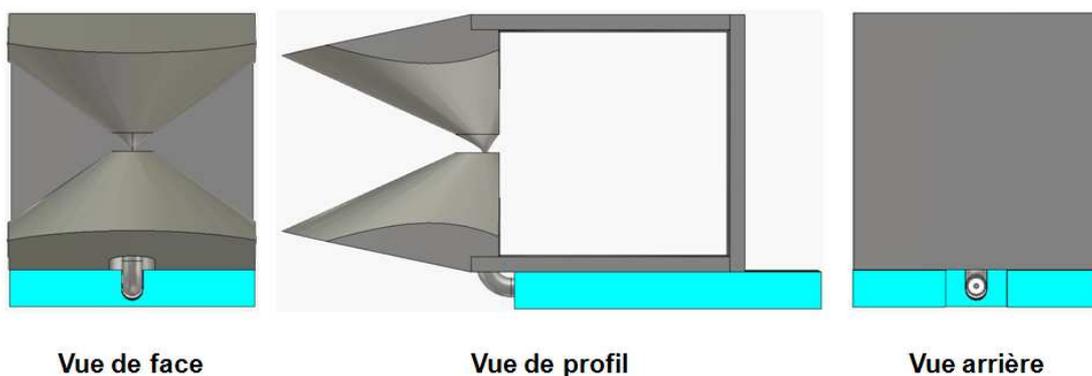


Figure 80 : Introduction d'une plaque de PVC

Toujours concernant l'alimentation de l'antenne, c'est un connecteur de type N qui a été retenu pour ses caractéristiques de tenue en tension et de bande passante. Ce connecteur a donc été ajouté à l'extrémité du câble coaxial, à l'arrière de l'antenne.

Enfin, dans un souci de facilité de réalisation, de solidité, et de rigidité de la structure, les différentes plaques conductrices (plan réflecteur, plaques aux extrémités haute et basse) ont été renforcées et leur épaisseur est ainsi passée de 3mm à 5mm. La structure finalement réalisée est visible sur la Figure 81 et a été baptisée antenne «Shark».



Figure 81 : Antenne Shark conçue et réalisée

III.4.4 Performances intrinsèques de l'antenne Shark

L'antenne élémentaire du réseau étant réalisée, il s'agit de comparer les performances intrinsèques de celle-ci (indépendantes du signal d'alimentation) avec les résultats obtenus par simulation. Les performances en terme de rayonnement transitoire seront abordées dans le point suivant, consacré au système «générateur + antenne».

a) Adaptation

Comme l'indique la Figure 82, le paramètre S_{11} de l'antenne Shark est inférieur ou égal à -10dB entre 800MHz et 8GHz (bande de fréquences globale souhaitée), aussi bien en simulation qu'en mesure. En réalité, l'adaptation de cette antenne est satisfaisante à partir de 800MHz jusqu'au moins 18GHz, soit sur une bande correspondante à un rapport 23:1.

Cependant, des écarts pouvant aller jusqu'à 20dB sont visibles entre les résultats expérimentaux et les résultats théoriques, aux hautes fréquences, à partir de 7GHz. Ces différences s'expliquent par le fait que la transition entre les deux cônes n'est pas aussi précise en réalisation qu'en modélisation numérique. En revanche, il est à noter que les performances mesurées et simulées sont identiques aux basses fréquences et que la confrontation théorie / mesure reste satisfaisante sur toute la bande souhaitée.

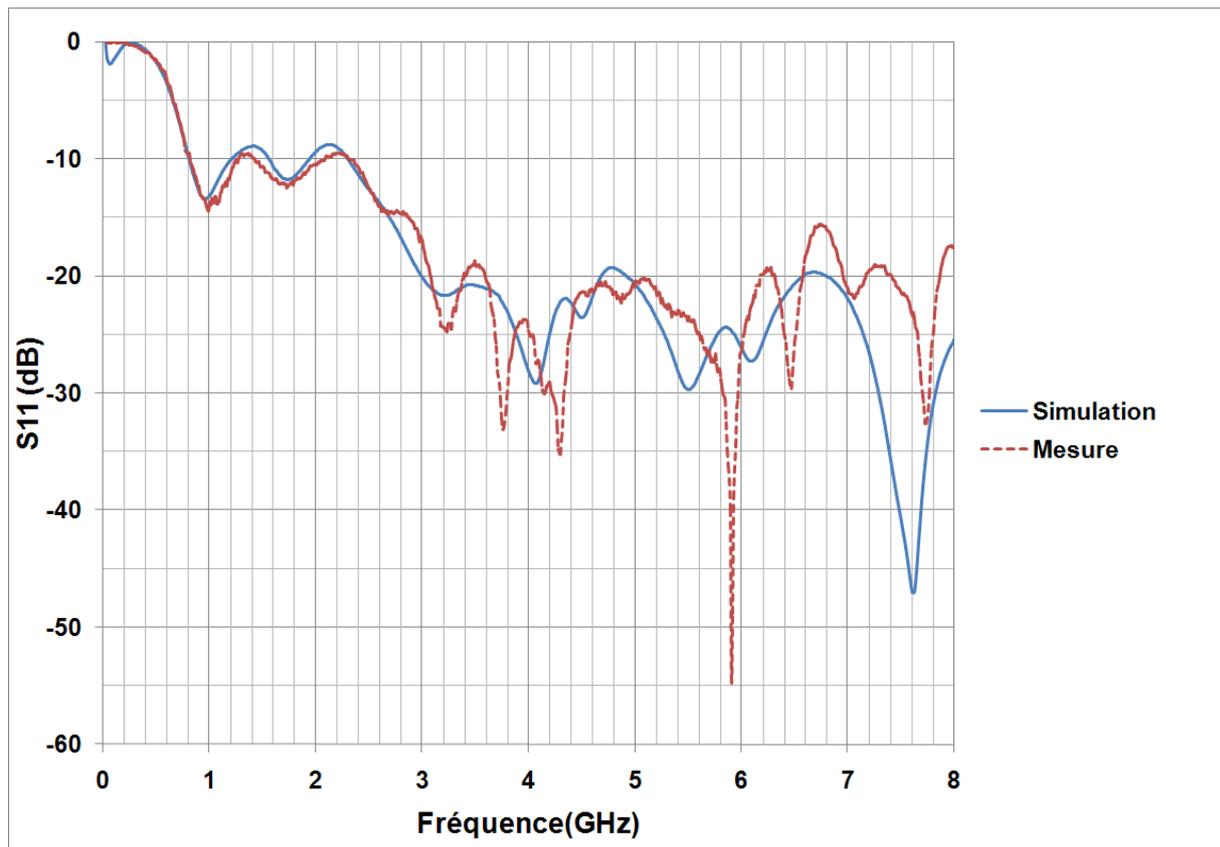


Figure 82 : Adaptation de l'antenne Shark

b) Dimensions et tenue en tension

L'antenne Shark réalisée est visible sur la Figure 83 et ses dimensions sont les suivantes :

- Largeur = 80mm = $\lambda_{800\text{MHz}}/4,69$
- Hauteur sans la plaque de PVC = 84mm = $\lambda_{800\text{MHz}}/4,46$
- Hauteur avec la plaque de PVC = 96mm = $\lambda_{800\text{MHz}}/3,91$
- Profondeur (plaque de PVC et connectique comprises) = 201mm = $\lambda_{800\text{MHz}}/1,87$

Ainsi, cette antenne originale est relativement miniature en ce qui concerne la hauteur et la largeur puisque ses dimensions sont globalement inférieures ou égales à $\lambda_{800\text{MHz}}/4$. La contrainte de miniaturisation sur la profondeur a été relâchée puisque cette antenne est dédiée à une utilisation au sein d'un réseau 2D, et donc que la hauteur globale et la largeur globale de ce dernier seront bien supérieures à sa profondeur.

Comme évoqué précédemment lors de la conception de la transition entre les cônes, des essais de tenue en tension statique ont été réalisés et ces derniers permettent de conclure à une tenue en tension satisfaisante à des impulsions de 10kV crête.

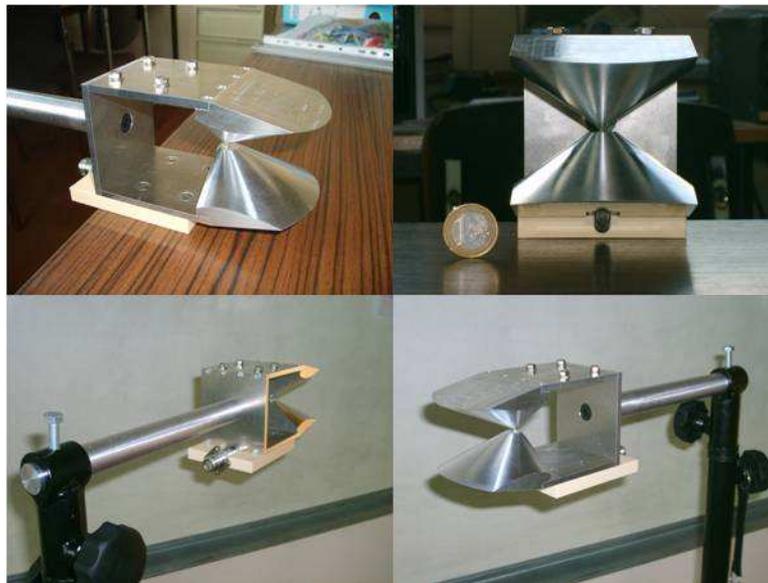


Figure 83 : Antenne Shark réalisée

c) Gain

Les gains simulé et mesuré de l'antenne Shark ont été comparés et sont représentés sur la Figure 84. Ces gains sont similaires et mettent en avant des trous de rayonnement à certaines fréquences, comme cela a été évoqué lors de l'étude paramétrique sur l'éloignement du plan réflecteur de la zone d'alimentation.

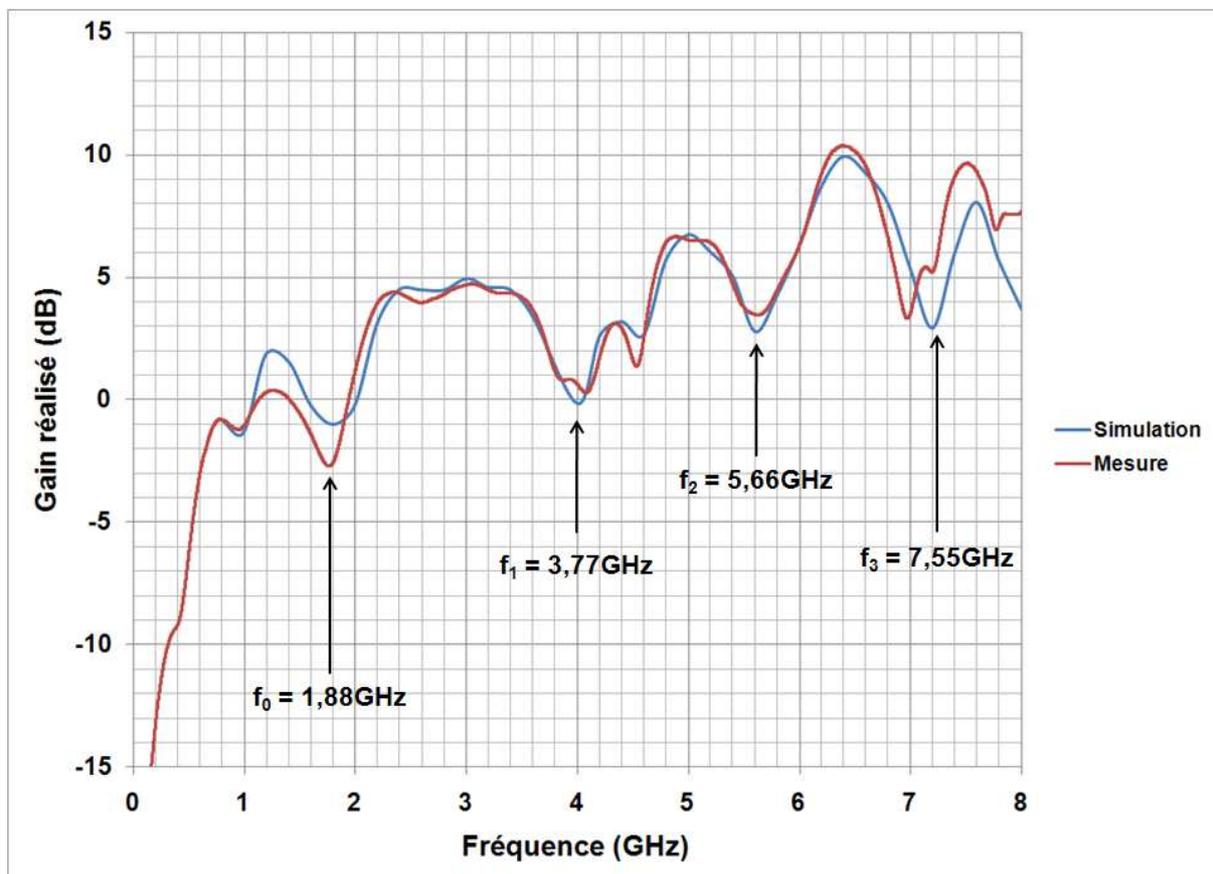


Figure 84 : Gain de l'antenne Shark

Dans l'objectif de s'attaquer à la vulnérabilité des systèmes, les performances transitoires priment sur les performances fréquentielles (ce qui n'est pas le cas lors de la conception d'un Radar de détection) et ces trous ne constituent donc pas un problème majeur. En effet, l'objectif est de rayonner des impulsions brèves présentant un niveau crête le plus élevé possible, ce niveau crête étant plutôt régi par les hautes fréquences, qui présentent ici un niveau de gain satisfaisant.

Globalement, le gain de l'antenne Shark augmente avec la fréquence, ce qui correspond au comportement habituel d'une antenne ULB : aux basses fréquences le rayonnement est quasi omnidirectionnel et la montée en fréquence intensifie le caractère directif de l'antenne. De plus, le gain maximal obtenu est de 10dB à 6,4GHz, ce qui est une valeur satisfaisante.

A titre de comparaison, pour un même gain maximal de 10dB, le Tableau 4 présente les rapports entre la longueur d'onde à laquelle ce gain maximal est relevé et les dimensions de deux antennes miniatures : l'antenne K (dont la bande de travail est comprise entre 300MHz et 3GHz) [27] et l'antenne Shark. Ce tableau met en avant le fait que ces rapports sont sensiblement du même ordre de grandeur, même si l'antenne Shark paraît plus encombrante. Cependant, elle autorisera un dépointage sur des plages plus larges.

	Antenne Shark	Antenne K
Bande de travail	800MHz - 8GHz	300MHz - 3GHz
Gain maximal	10dB à 6,4GHz	10dB à 2,3GHz
Hauteur	$1,79 * \lambda_{6,4GHz}$	$1,92 * \lambda_{2,3GHz}$
Profondeur	$4,29 * \lambda_{6,4GHz}$	$1,92 * \lambda_{2,3GHz}$
Largeur	$1,71 * \lambda_{6,4GHz}$	$0,77 * \lambda_{2,3GHz}$

Tableau 4 : Comparaison des gains de deux antennes miniatures

Suite à l'analyse des performances intrinsèques de l'antenne Shark, il convient à présent de s'intéresser à la prise en compte du signal d'alimentation et d'analyser les performances transitoires du système «générateur + antenne».

IV Performances du système générateur + antenne

Au niveau du dispositif d'alimentation, le choix s'est porté sur la couverture de la bande la plus large possible plutôt que sur la génération d'un très fort niveau de tension. De la même manière, la hiérarchisation des critères de performance de l'antenne élémentaire a conduit à privilégier l'adaptation sur la bande de fréquences la plus large possible afin d'adapter la bande passante de l'antenne à la couverture de bande générée, au détriment de ses caractéristiques de rayonnement. Les performances transitoires du système «générateur + antenne» en termes de facteur de mérite rEd_1 (équation 4), de rapport avant/arrière, de dispersion, et de diagramme de rayonnement vont être analysées, et les résultats expérimentaux seront confrontés aux résultats obtenus par simulation. Il convient dans un premier temps de présenter le dispositif expérimental utilisé.

IV.1 Dispositif expérimental

La table optique de commande, permettant de générer une impulsion électrique avec un profil maîtrisé (Figure 49) et en sortie de laquelle se trouve le commutateur capable de supporter une tension de polarisation de 4kV (Figure 50), est présentée sur la Figure 85. Elle est constituée des éléments suivants :

- deux polariseurs (1 et 2) qui permettent d'ajuster la polarisation de la lumière et l'intensité lumineuse,
- un système anti-retour qui protège le laser,
- une lentille focalisante qui concentre les faisceaux en un seul point et permet ainsi de diminuer la largeur de la tache lumineuse,
- un collimateur qui permet d'obtenir un faisceau de rayons parallèles,
- un prisme de Wollaston qui sépare la lumière en deux faisceaux identiques. Les deux lignes à retards correspondantes permettent de contrôler le profil de l'impulsion générée et de minimiser sa durée, par leur impact sur l'instant d'éclairement des semi-conducteurs,
- deux lentilles convergentes qui permettent d'éclairer les semi-conducteurs avec précision et d'augmenter la densité de puissance optique au niveau de la zone éclairée.

Le générateur est alimenté par une haute tension statique et, lors de l'illumination des semi-conducteurs, l'énergie stockée est délivrée sous forme d'une impulsion de type monocycle, qui est acheminée vers l'antenne.

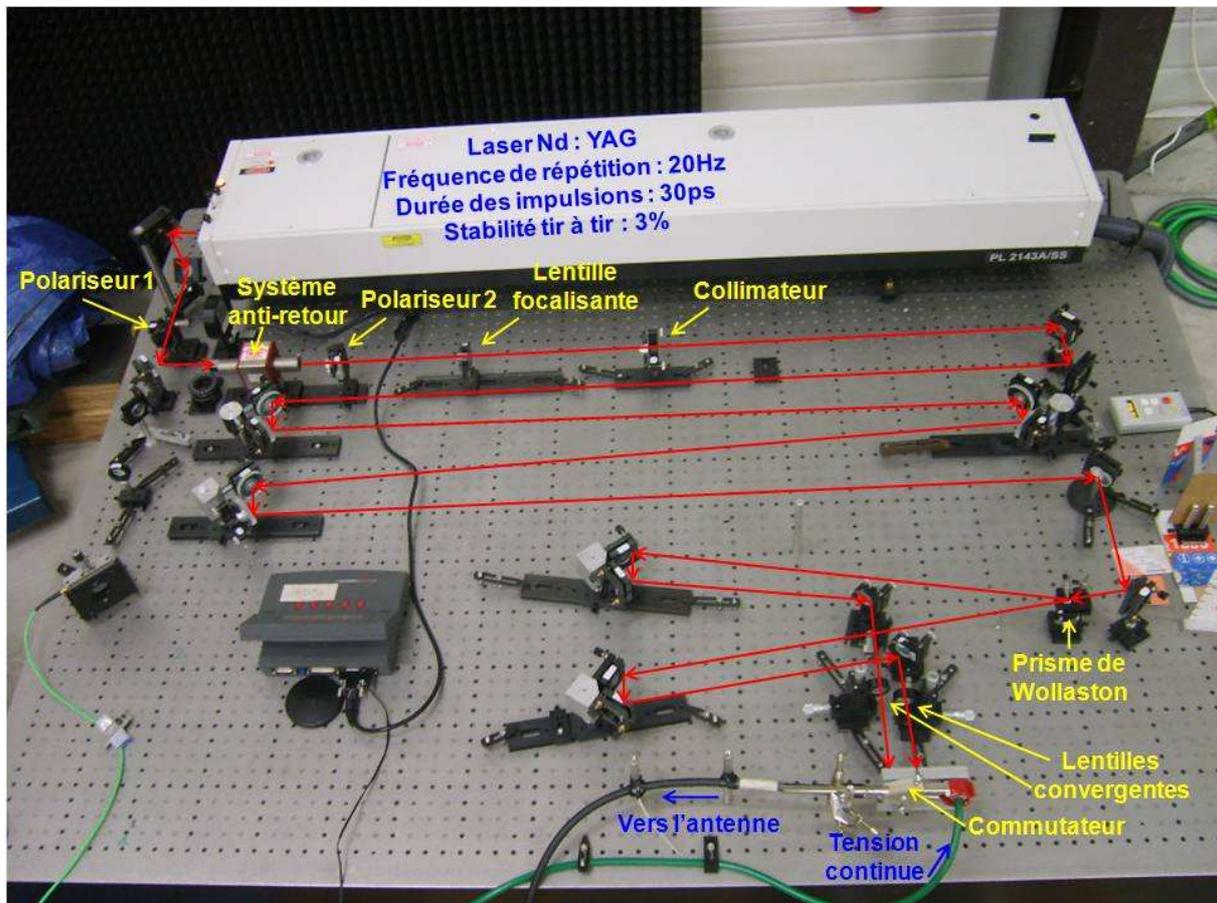


Figure 85 : Table optique de commande

Concernant le réseau antennaire, l'expérimentation mise en place est présentée sur la Figure 86 :

- Deux antennes Shark identiques sont chacune placées sur un mât, l'une en face de l'autre (une en émission et une autre en réception). La réalisation de deux antennes a été nécessaire car les autres antennes disponibles au laboratoire ne couvrent pas la bande [800MHz - 8GHz]. Ces deux antennes sont distantes de 8,64m, la distance la plus élevée possible étant requise pour que les antennes soient en zone de champ lointain l'une par rapport à l'autre (Figure 59), et sont situées à une hauteur de 2,60m par rapport au sol de sorte que le signal utile puisse être dissocié des réflexions parasites liées à l'environnement.
- L'antenne d'émission est placée sur un plateau tournant dans le but de faire varier son azimut de tir de 0° à 360° et ainsi déterminer son diagramme de rayonnement transitoire (distribution spatiale des champs rayonnés), aussi bien dans le plan H (plan horizontal) que dans le plan E (plan vertical). Le passage d'un plan à l'autre se fait grâce à une rotation de l'antenne de 90° autour du cylindrique métallique solidaire de l'antenne, permettant la fixation de cette dernière sur le mât.

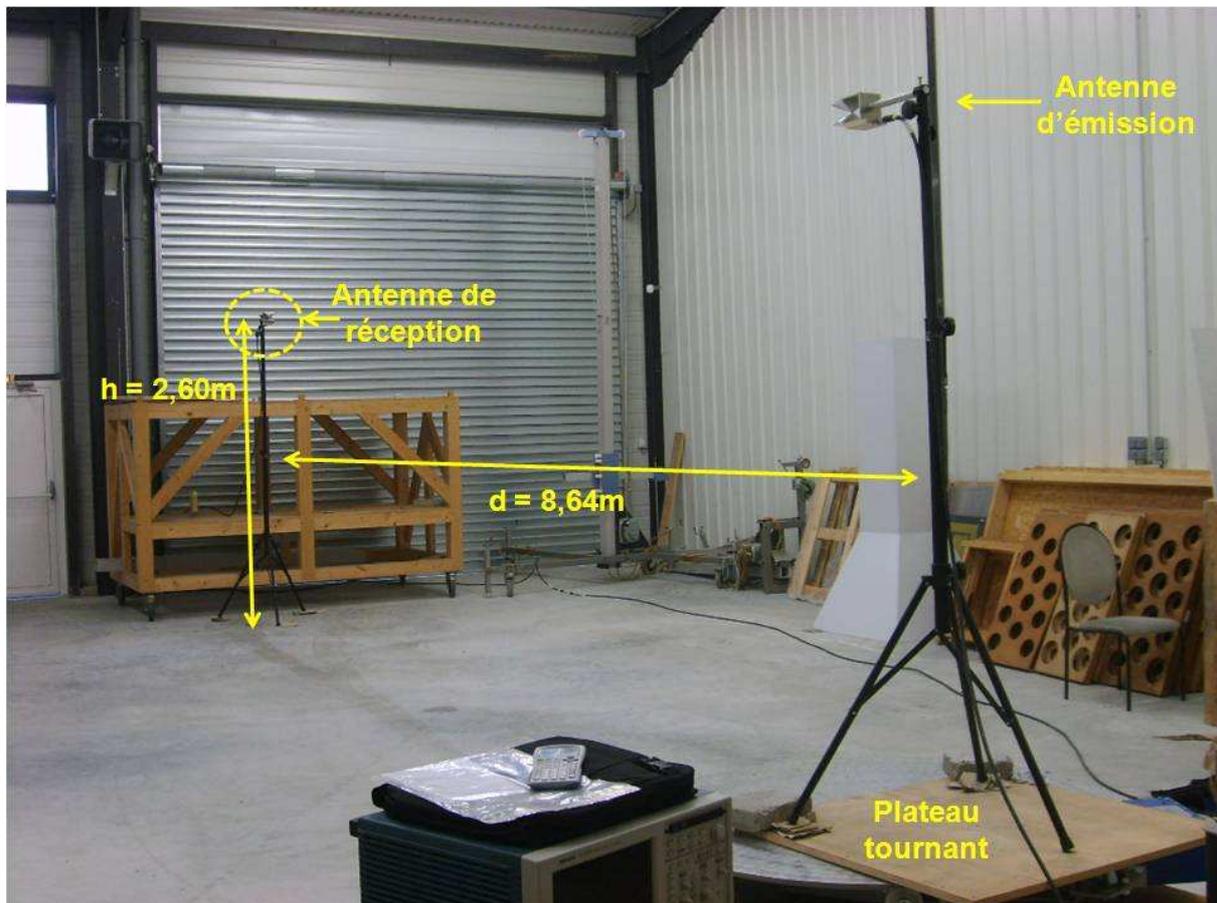


Figure 86 : Disposition des antennes dans la salle de mesures

Avec un tel dispositif, la longueur de câble entre la table optique d'alimentation et l'antenne d'émission est de 12m (cette longueur se doit en effet d'être importante afin que l'antenne d'émission puisse pivoter sans difficulté sur le plateau tournant) et la longueur de câble entre l'antenne de réception et l'oscilloscope de mesure (Figure 21) est de 15m (l'oscilloscope se situe à côté de la table optique de commande). Il en résulte que 27m de câble ont été utilisés lors de ces mesures.

IV.2 Mesure des champs rayonnés

IV.2.1 Démarches suivies

Avant de s'intéresser aux performances transitoires du système «générateur + antenne» et d'analyser les résultats de mesure et de simulation, il s'agit de procéder à une mesure intermédiaire, décrite sur la Figure 87. Cette figure schématise deux liaisons d'émission / réception permettant de traduire le transfert de puissance du générateur à l'antenne d'émission et de l'antenne de réception à l'oscilloscope de mesure, à l'aide de grandeurs appropriées :

- une chaîne en rayonnement (incluant les antennes sous test),
- une chaîne «connectée» (les antennes sont remplacées par un atténuateur connu).

Grâce à un rapport entre les mesures réalisées dans ces deux configurations, les caractéristiques de l'antenne sous test et du couple «générateur + antenne» peuvent être déterminées en s'affranchissant des perturbations engendrées par les différents câbles utilisés. Sur la Figure 87, les grandeurs permettant d'établir les différents transferts de puissance, dans le domaine harmonique, sont les suivantes [27] :

- **le facteur d'antenne (équation 10) et la fonction de transfert (équation 11) en transmission**

$$\text{équation 10 : } F_T(f, \theta) = \frac{E_d(f, \theta)}{V_1(f)} \cdot d \cdot e^{j \frac{2\pi \cdot d}{\lambda}}$$

où

- $E_d(f, \theta)$ correspond à l'amplitude spectrale du champ rayonné à une distance d , pour une direction θ ,
- $V_1(f)$ est la tension appliquée à l'antenne d'émission.

$$\text{équation 11 : } H_T(f, \theta) = \sqrt{\frac{4\pi \cdot Z_C}{Z_0}} F_T(f, \theta)$$

où

- Z_C est à la fois l'impédance caractéristique des câbles intervenant dans la chaîne de mesure et l'impédance interne du générateur. Z_C est supposée égale à 50Ω ,
- Z_0 est l'impédance du vide, égale à 377Ω .

- **le facteur d'antenne (équation 12) et la fonction de transfert (équation 13) en réception**

$$\text{équation 12 : } F_R(f, \theta) = \frac{V_{2R}(f)}{E_d(f, \theta)}$$

où $V_{2R}(f)$ est la tension au pied de l'antenne de réception.

$$\text{équation 13 : } H_R(f, \theta) = \sqrt{\frac{Z_0}{4\pi \cdot Z_C}} F_R(f, \theta)$$

Par ailleurs, les facteurs d'antenne F_R et F_T sont reliés entre eux par l'équation 14.

$$\text{équation 14 : } F_R(f, \theta) = -j\lambda \frac{Z_C}{Z_0} F_T(f, \theta)$$

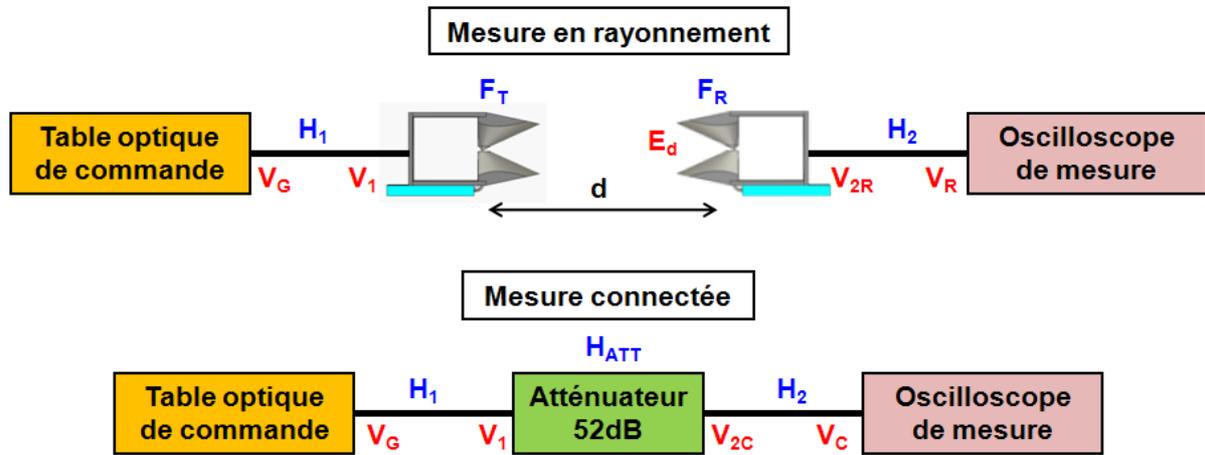


Figure 87 : Chaîne d'émission / réception - mesures connectée et en rayonnement

Ainsi, pour les deux configurations de mesure, les tensions reçues sur l'oscilloscope sont les suivantes :

$$\text{équation 15 : } V_R = H_2 \cdot F_R \cdot F_T \frac{e^{-j \frac{2\pi \cdot d}{\lambda}}}{d} \cdot H_1 \cdot V_G \quad (\text{mesure en rayonnement})$$

$$\text{équation 16 : } V_C = H_2 \cdot H_{ATT} \cdot H_1 \cdot V_G \quad (\text{mesure connectée})$$

où

- H_2 correspond à la fonction de transfert du câble utilisé en réception,
- F_R correspond au facteur d'antenne en réception de l'antenne Shark,
- F_T correspond au facteur d'antenne en émission de l'antenne Shark,
- H_1 correspond à la fonction de transfert du câble utilisé en émission,
- V_G est la tension en sortie de la table optique de commande,
- H_{ATT} correspond à la fonction de transfert de l'atténuateur, parfaitement connu, utilisé lors de la mesure connectée.

Le rapport entre les tensions V_R et V_C reçues sur l'oscilloscope (équation 17), respectivement lors des mesures rayonnée et connectée, permet de remonter à la fonction de transfert (en émission ou en réception grâce à l'équation 14) de l'antenne sous test, qui constitue alors la seule inconnue.

$$\text{équation 17 : } F_R \cdot F_T = \frac{V_R \cdot H_{ATT}}{V_C} \cdot d \cdot e^{j \frac{2\pi \cdot d}{\lambda}}$$

Une fois cette fonction de transfert déterminée, il est facile d'évaluer le champ rayonné par l'ensemble «générateur + antenne» à une distance d de l'antenne d'émission, grâce à l'équation 10.

IV.2.2 Mesures de rayonnement : champs et diagrammes transitoires

Dans le domaine de l'Ultra Large Bande, la détermination du contenu «utile» d'un signal transitoire passe par la troncature du signal reçu par l'oscilloscope, avec l'établissement d'un temps clair. Cette notion de temps clair permet de ne pas prendre en compte les échos parasites liés aux chemins multiples et donc de s'affranchir des réflexions parasites liées à l'environnement.

Le temps clair correspond à la différence entre le trajet direct entre antennes et le plus court trajet ayant subi une réflexion. Ainsi, comme le montre la Figure 88, il est conditionné par la disposition des antennes dans le hall d'essais et est limité par deux chemins critiques : le chemin 1 (lié au sol : équation 18) et le chemin 2 (lié à la cloison la plus proche : équation 19), les autres chemins étant considérés plus longs.

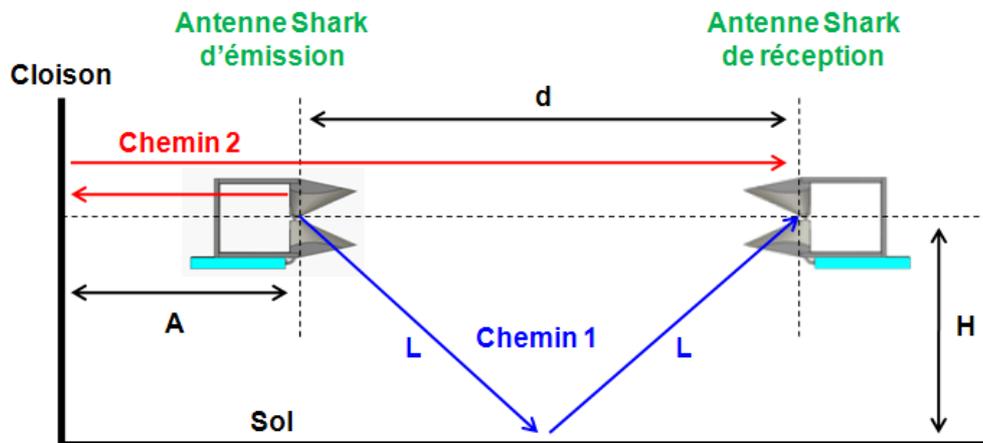


Figure 88 : Disposition des antennes : détermination du temps clair

équation 18 : $T_1 = \frac{2L - d}{c}$ avec $L = \sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + H^2}$

où

- d correspond à la distance entre les antennes d'émission et de réception (en m),
- L correspond à la moitié du chemin 1 (en m),
- c est la vitesse de la lumière (en m/s),
- H correspond à la hauteur des antennes (en m).

équation 19 : $T_2 = \frac{2A}{c}$

où A correspond à la distance séparant l'antenne d'émission de la cloison la plus proche (située à l'arrière ou sur un côté) (en m).

Le temps clair permettant d'isoler la partie utile du signal reçu est ainsi défini par la plus faible valeur entre les temps T_1 et T_2 . La hauteur des antennes et la distance de l'antenne d'émission par rapport aux différents cloisons doivent donc être choisies convenablement afin de maximiser ce temps clair. Dans la configuration présentée sur la Figure 86, ce temps clair est de 4,81ns.

D'un point de vue expérimental, la tension mesurée en bout de la chaîne «connectée» (Figure 87), d'une longueur de 27m (Figure 86), permettant de remonter à la fonction de transfert en émission de l'antenne Shark est représentée sur la Figure 89. Elle est caractérisée par une durée de 430ps, un temps de montée de 125ps, et un niveau crête de 80V. Le signal généré en sortie de la table optique de commande est également rappelé sur cette figure.

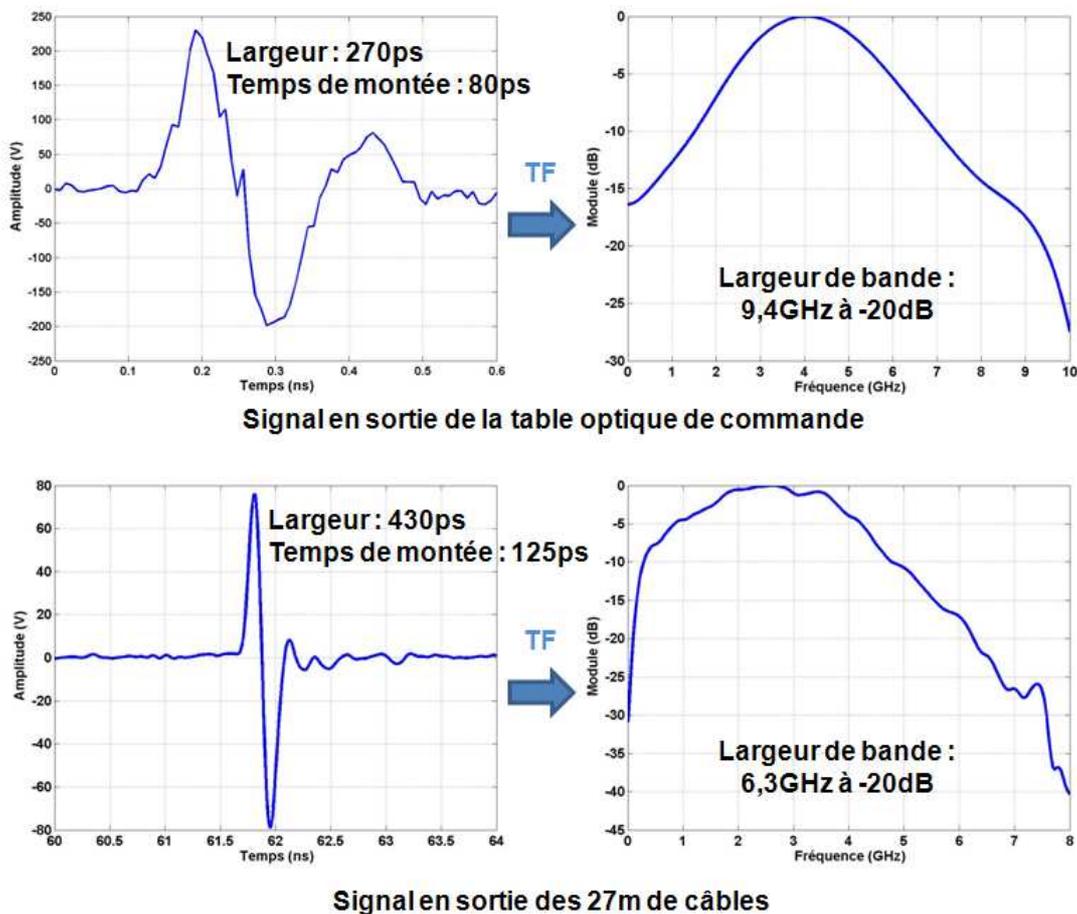


Figure 89 : Signaux mesurés avec et sans câbles

Pour comprendre l'impact d'une longueur de câble donnée sur les performances d'une chaîne d'émission, le signal mesuré en sortie de la chaîne «connectée» de 27m est considéré comme signal d'alimentation de l'antenne Shark. Après avoir déterminé la fonction de transfert de cette dernière, les champs rayonnés à l'avant et à l'arrière de l'antenne d'émission, obtenus via la mesure respectivement aux azimuts 0° et 180° (l'azimut 0° étant l'axe de rayonnement principal de l'antenne), sont ceux représentés sur la Figure 90. Le champ lointain rayonné à l'avant, ramené à une distance de 1m, a un niveau crête de 98,4V/m. Le niveau crête du signal d'alimentation étant de 80V, le facteur de mérite rEd_1 de ce système «générateur + antenne» est égal à 1,23. A l'arrière de l'antenne, le champ lointain rayonné, ramené à 1m, est de 19V/m. Il en résulte que le rapport avant/arrière est de 5,16 soit C_p égal à 14,25dB.

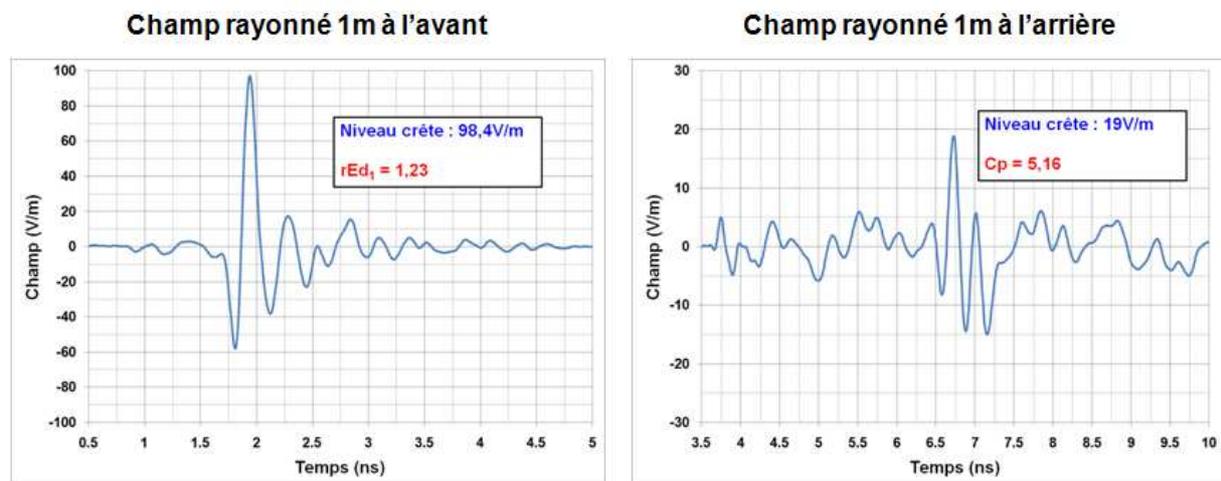


Figure 90 : Champs rayonnés à l'avant et à l'arrière de l'antenne Shark

Le fait que le facteur de mérite rEd_1 soit représentatif d'un système «générateur + antenne» implique que, pour une même antenne, deux signaux d'alimentation différents entraîneront deux valeurs différentes de facteur de mérite. Ainsi, avec les deux types de signaux d'alimentation (avec et sans câble) de la Figure 89, le Tableau 5 permet de comparer les performances des deux systèmes «générateur + antenne» correspondants, en simulation et en mesure.

Bien évidemment, il n'y a qu'en simulation que le signal généré en sortie de la table optique de commande a pu être considéré comme signal d'alimentation de l'antenne Shark, en raison de l'hypothétique absence de câbles. En effet, la fonction de transfert expérimentale de l'antenne ayant été déterminée à partir de signaux ne couvrant qu'une largeur de bande de 6,3GHz à -20dB, il n'est pas concevable de calculer le champ rayonné par cette antenne à partir d'un signal d'alimentation couvrant une largeur de bande bien plus importante, en raison de l'absence d'informations aux fréquences plus élevées dans la fonction de transfert.

Par ailleurs, afin de prendre en compte le plus d'éléments possible autour de l'antenne, le mât ainsi que le cylindre métallique permettant la fixation de l'antenne au mât ont été ajoutés à la simulation :

- la deuxième colonne du Tableau 5 correspond aux performances obtenues en simulation avec l'impulsion générée en sortie du commutateur comme signal d'alimentation de l'antenne. Elle s'apparente donc à un cas idéal.
- les deux dernières colonnes correspondent aux performances obtenues en simulation et en mesure avec l'impulsion enregistrée en sortie des 27m de câbles connectés pour signal d'alimentation.

Signal d'alimentation de l'antenne Shark	Impulsion générée en sortie du commutateur (SIMULATION)	Impulsion enregistrée en sortie des 27m de câbles (SIMULATION)	Impulsion enregistrée en sortie des 27m de câbles (MESURE)
rEd₁	1,48	1,31	1,23
Cp (linéaire)	8,56	5,57	5,16
Cp (dB)	18,65	14,92	14,25

Tableau 5 : Performances mesurées et simulées, avec et sans câbles

Les deux dernières colonnes indiquent que les performances obtenues en simulation et en mesure, avec pour signal d'alimentation l'impulsion enregistrée en sortie des 27m de câbles, sont du même ordre de grandeur (écart de 0,08 sur le coefficient rEd₁ et écart de 0,67dB sur le rapport avant/arrière).

Cette confrontation théorie / mesure satisfaisante permet de dire que si l'antenne Shark pouvait expérimentalement être alimentée par l'impulsion relevée en sortie de la table optique de commande, les performances transitoires mesurées seraient semblables à celles visibles sur la deuxième colonne du tableau, à savoir que le facteur de mérite rEd₁ et le rapport avant/arrière (respectivement de l'ordre de 1,48 et de 8,56) seraient nettement supérieurs aux valeurs obtenues en ayant recours à des câbles, même si la longueur des câbles a été choisie ici particulièrement importante.

Grâce à la grande longueur de câbles et à l'utilisation du plateau tournant, les champs rayonnés par l'antenne peuvent être relevés dans toutes les directions, aussi bien dans le plan horizontal que dans le plan vertical. Les diagrammes de rayonnement transitoire du système «générateur + antenne» sont ainsi déduits des niveaux crêtes rayonnés tout autour de l'antenne, à différents instants pour chaque angle, le signal mesuré en sortie de la chaîne «connectée» de 27m étant considérée comme étant le signal d'alimentation de l'antenne Shark.

Cette opération revient en réalité à relever le facteur de mérite rEd_1 dans chacune des directions, en azimut et en élévation. Les diagrammes relevés en simulation et en mesure ont été superposés dans les deux plans principaux sur la Figure 91.

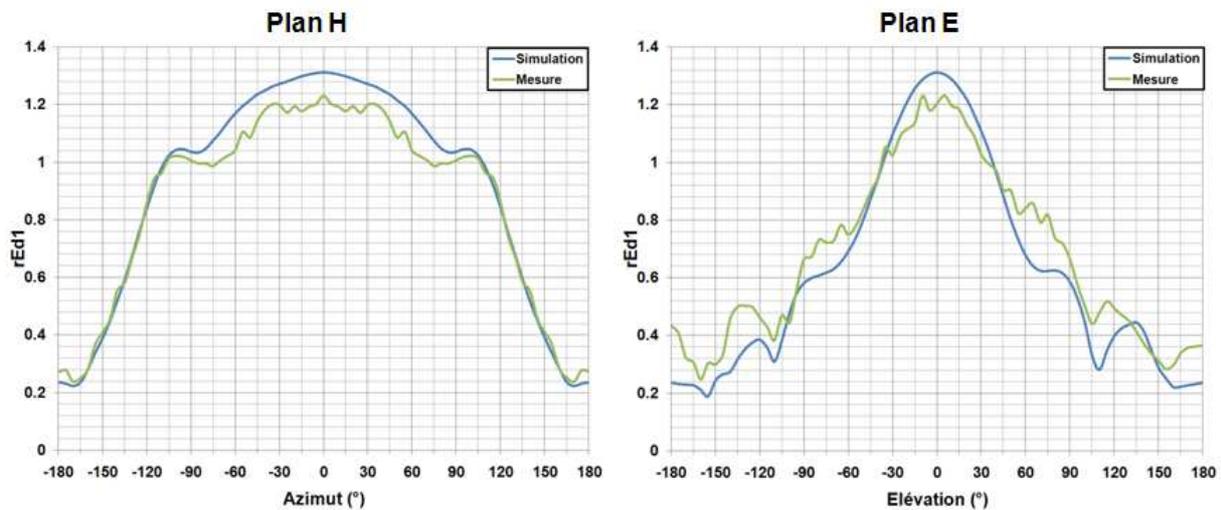


Figure 91 : Diagramme de rayonnement transitoire dans les 2 plans principaux

Dans un premier temps, il peut être établi que le diagramme de rayonnement transitoire de l'antenne Shark est sectoriel dans les deux plans principaux. L'ouverture à mi-amplitude dans le plan H est de 262° en simulation contre 266° en mesure alors que, dans le plan E, elle est de 130° en simulation contre 184° en mesure.

Il est à signaler qu'au cours de ces mesures, la source laser a dû fonctionner durant plusieurs heures, ce qui est propice à un manque de stabilité dans la forme des signaux optiques générés, en raison de son échauffement. Ceci est d'autant plus important que la durée des signaux générés est faible. Les mesures dans le plan H ayant été réalisées en premier, la stabilité du laser était meilleure, ce qui justifie la concordance des résultats de la simulation et de la mesure du diagramme de rayonnement transitoire.

Les mesures dans le plan E ont quant à elles été perturbées par l'instabilité croissante du laser au fur et à mesure des essais. Sur le diagramme de rayonnement transitoire, cette instabilité se traduit notamment par une différence de niveau relevé entre les azimuts -180° et $+180^\circ$, alors qu'il s'agit de la même direction. Cela s'explique par le fait que, lors de la rotation du plateau, la première et la dernière position correspondaient à la mesure du champ rayonné à l'arrière de l'antenne.

Même si des différences de niveau entre la mesure et la simulation sont visibles, la campagne de mesures dans les deux plans principaux a tout de même permis de valider les allures des diagrammes de rayonnement transitoires.

Concernant les câbles de 27m, la présence d'une longueur aussi longue était justifiée pour la mesure des diagrammes de rayonnement. Ils interviendraient dans une bien moindre mesure sur un système opérationnel, les câbles nécessaires étant de bien plus faibles dimensions. Même si les câbles utilisés lors des mesures ont de très bonnes performances, il s'agit de minimiser leur impact en les raccourcissant (puisqu'ils ne peuvent pas être supprimés). C'est l'objet du paragraphe suivant.

IV.2.3 Influence du raccourcissement des câbles sur le champ rayonné

Lors des mesures présentées précédemment, la longueur de câbles utilisée était de 27m (12m en émission et 15m en réception). Afin de diminuer les pertes et la dispersion qu'ils engendrent, ces longueurs ont été diminuées de la façon suivante :

- Le câble situé entre la table optique de commande et l'antenne d'émission a été raccourci à 5m, et ne permet donc plus une rotation du plateau tournant.
- L'oscilloscope d'acquisition a été déplacé au pied de l'antenne de réception et la longueur du câble les reliant n'est plus que de 2,60m.

Par ailleurs, l'antenne de réception a été rapprochée de l'antenne d'émission, à une distance de 3,98m. De ces diminutions de distances, il en résulte que la longueur totale de câbles utilisée est cette fois ci égale à 7,60m. Cet impact plus limité des câbles laisse présumer que les performances transitoires en termes de facteur de mérite rEd_1 et de rapport avant/arrière seront meilleures du fait d'une moindre atténuation relative des hautes fréquences.

La Figure 92 présente donc la nouvelle tension mesurée en sortie de la chaîne «connectée», d'une longueur de 7,60m, dans les domaines transitoire et harmonique.

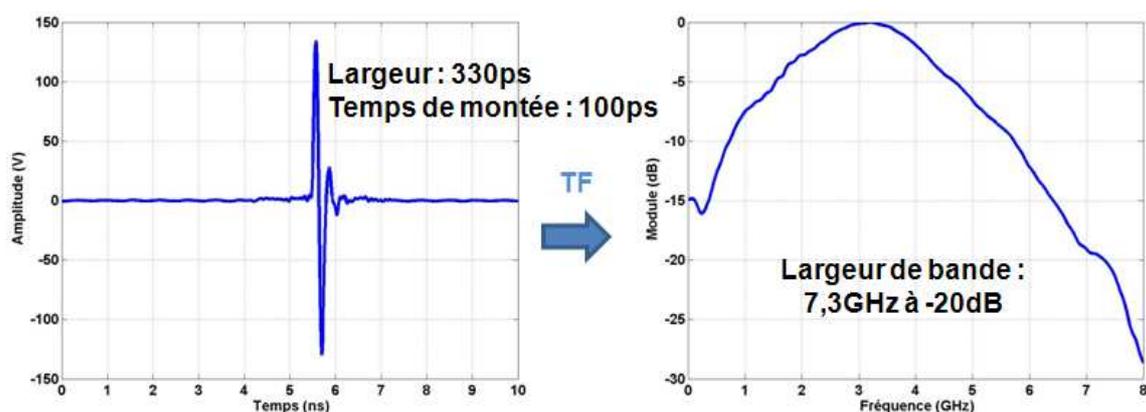


Figure 92 : Impulsion enregistrée en sortie des 7,60m de câbles

Comme cela était prévisible, ce signal est plus court que celui obtenu en sortie des 27m de câbles (330ps contre 430ps), son temps de montée est plus faible (100ps contre 125ps), et couvre une bande de fréquences plus importante à -20dB (7,3GHz contre 6,3GHz). Le Tableau 6 regroupe les différentes impulsions d'alimentation recueillies jusqu'à présent.

Lieu de mesure de l'impulsion monocycle	Durée	Temps de montée	Largeur de bande couverte à -20dB
Sortie du commutateur	270ps	80ps	9,5GHz
Sortie des câbles (longueur = 27m)	430ps	125ps	6,3GHz
Sortie des câbles (longueur = 7,60m)	330ps	100ps	7,3GHz

Tableau 6 : Caractéristiques des impulsions en fonction du lieu de mesure

Le signal d'alimentation permettant de déterminer la fonction de transfert expérimentale de l'antenne Shark étant désormais celui obtenu en sortie des 7,60m de câble, avec un niveau crête de 134,85V, les champs rayonnés à l'avant et à l'arrière de l'antenne sont ceux représentés sur la Figure 93 :

- Le champ lointain rayonné à l'avant, ramené à une distance de 1m, à un niveau crête de 182,93V/m. Le niveau crête du signal d'alimentation étant de 134,85V, le facteur de mérite rEd_1 de ce système «générateur + antenne» est égal à 1,36.
- De la même manière, à l'arrière de l'antenne, le champ lointain rayonné, ramené à 1m, est de 27,76V/m, ce qui signifie que le rapport avant/arrière transitoire est de 6,59, soit $Cp=16,38dB$.

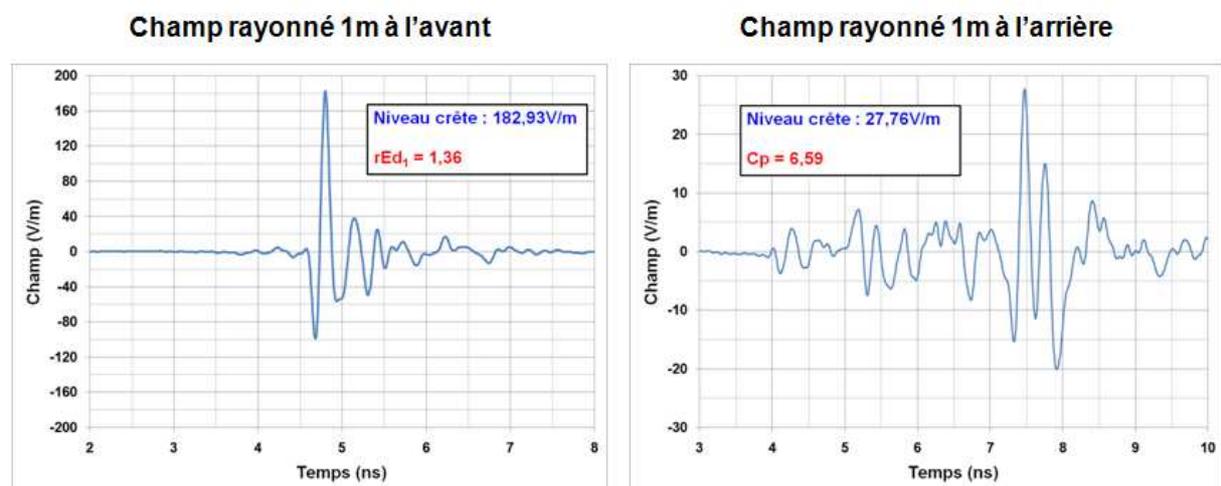


Figure 93 : Nouveaux champs rayonnés à l'avant et à l'arrière de l'antenne Shark

Le Tableau 7 synthétise les performances obtenues avec les deux systèmes «générateur + antenne», c'est-à-dire avec les deux longueurs de câbles différentes (27m et 7,60m) et met en avant les bienfaits de la réduction des pertes aux hautes fréquences.

Longueur des câbles	27m	7,60m
rEd₁	1,23	1,36
Cp (linéaire)	5,16	6,59
Cp (dB)	14,25	16,38

Tableau 7 : Performances transitoires des deux systèmes «générateur + antenne»

L'objectif étant de rayonner un niveau crête le plus élevé possible, en ayant privilégié la couverture de bande la plus large possible, les performances transitoires obtenues avec le dernier système «générateur + antenne» sont satisfaisantes. En effet, la bande de travail de l'antenne Shark, dont les dimensions sont minimales, s'étend de 800MHz à plus de 8GHz.

Le facteur de mérite rEd₁ s'est rapproché de la valeur idéale obtenue en simulation (rEd₁=1,48), en considérant l'impulsion enregistrée en sortie de la table optique de commande comme hypothétique signal d'alimentation. Par ailleurs, dans l'objectif de limiter les effets fratricides, le rapport avant/arrière transitoire du couple «générateur + antenne» est supérieur à 15dB, ce qui correspond aux exigences énoncées dans la première partie de ce chapitre.

Enfin, au niveau des performances transitoires de l'antenne Shark seule, la forme donnée à l'antenne et la très bonne adaptation de cette dernière sur l'ensemble de la bande souhaitée entraînent une faible dispersion du signal rayonné. Dans ces conditions, la durée du signal rayonnée reste faible (de l'ordre de la nanoseconde).

C'est ainsi que la Figure 94 présente le signal effectif d'alimentation (comportant une oscillation après le monocycle), relevé en sortie d'une longueur de câble égale à 7,60m, et le champ correspondant rayonné à 1m.

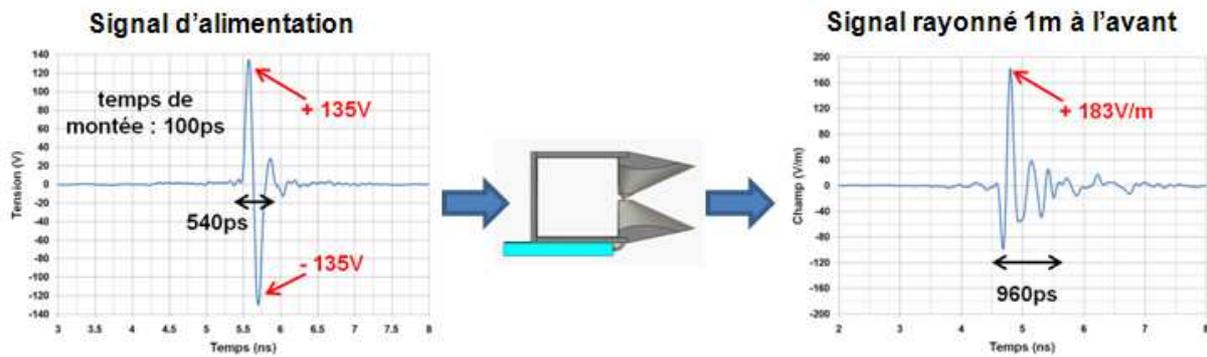


Figure 94 : Dispersion du signal rayonné à l'avant de l'antenne Shark

Le paramètre de dispersion (équation 8), présenté dans la troisième partie de ce chapitre, étant calculé à l'aide de la réponse impulsionnelle de l'antenne, il est indépendant du signal d'alimentation. Cette réponse impulsionnelle a été calculée en considérant l'impulsion enregistrée en sortie des 7,60m de câbles pour signal d'alimentation et le signal rayonné à 1m correspondant. La dispersion calculée est de 0,41ns et la largeur du champ rayonné est inférieure à la nanoseconde, ce qui était l'objectif recherché.

Par ailleurs, avec un signal d'alimentation ayant un temps de montée de 100ps et une largeur de bande couverte de 7,3GHz à -20dB, l'impulsion rayonnée à l'avant de l'antenne a un temps de montée égal à 120ps et couvre une bande s'étalant jusqu'à 7,1GHz à -20dB, malgré les trous de rayonnement consécutifs aux résonances entre la zone d'alimentation et le plan réflecteur, comme le montre la Figure 95.

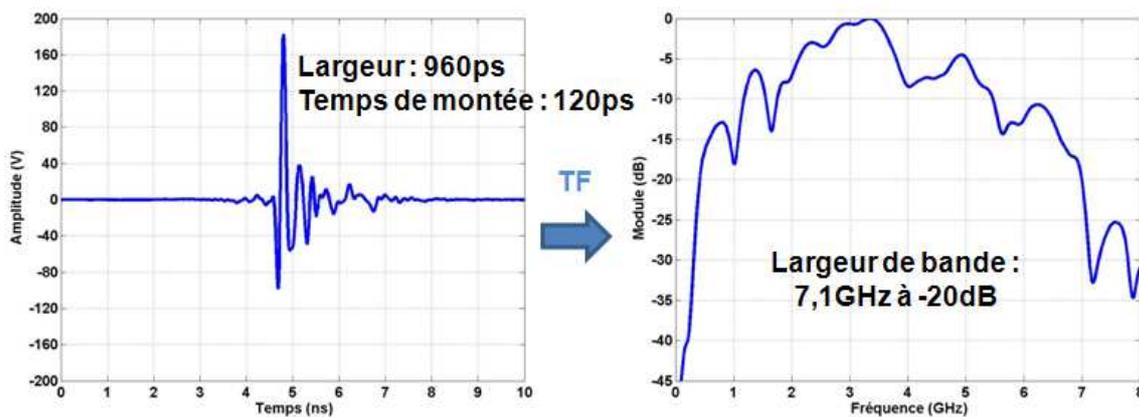


Figure 95 : Impulsion rayonnée par l'antenne Shark (domaines temporel et fréquentiel)

La conception de l'antenne Shark et l'analyse du système «générateur + antenne» étant la base de la conception d'un système rayonnant ULB, la partie suivante aborde la mise en réseau de cette antenne élémentaire.

V Etude de l'architecture de réseau

Comme énoncé dans les parties précédentes, de par ses dimensions, l'antenne Shark est dédiée à une utilisation au sein d'un réseau 2D. Dans ce cadre, cette partie présente une optimisation du rayonnement d'un réseau d'antennes ULB, via l'étude de deux architectures de systèmes antennaires. Dans un second temps, le dimensionnement en puissance relatif à la multiplication du nombre d'antennes au sein de ce réseau est abordé.

V.1 Etude de deux architectures

Deux architectures de systèmes antennaires ont été analysées dans le but d'évaluer l'importance du nombre d'antennes au sein d'un réseau 2D, avec un encombrement donné et dans une bande de travail à couvrir. En somme, sur une surface donnée, faut-il privilégier la multiplication des antennes et donc leur miniaturisation, ou préférer l'utilisation d'une moindre quantité d'antennes de plus grandes dimensions ?

V.1.1 Conception de deux systèmes antennaires

Pour répondre à cette question, deux antennes élémentaires différentes de type Shark ont été conçues :

- l'antenne miniature présentée jusqu'à présent dont les dimensions sont les suivantes :
 - largeur = 80mm = $\lambda_{800\text{MHz}}/4,69$
 - hauteur = 84mm = $\lambda_{800\text{MHz}}/4,46$
 - profondeur = 148mm = $\lambda_{800\text{MHz}}/2,53$
- une antenne de plus grandes dimensions, obtenue en effectuant une homothétie de rapport égal à 1,33 permettant de passer de 800MHz à 600MHz au niveau de la fréquence basse du spectre, dont les dimensions sont les suivantes :
 - largeur = $80 \times 1,33 = 106,4\text{mm} = \lambda_{800\text{MHz}}/3,52$
 - hauteur = $84 \times 1,33 = 111,72\text{mm} = \lambda_{800\text{MHz}}/3,36$
 - profondeur = $148 \times 1,33 = 196,84\text{mm} = \lambda_{800\text{MHz}}/1,91$

Ainsi, la première antenne étant adaptée entre 800MHz et au moins 10GHz, la seconde l'est entre 600MHz et au moins 8GHz. Il en résulte que ces deux antennes sont correctement adaptées dans une bande commune, à savoir [800MHz - 8GHz], comme l'indique la Figure 96.

La différence géométrique entre les deux antennes n'étant qu'une question de dimensions, il est normal que les évolutions des paramètres S_{11} soient similaires, avec un «simple» décalage en fréquence.

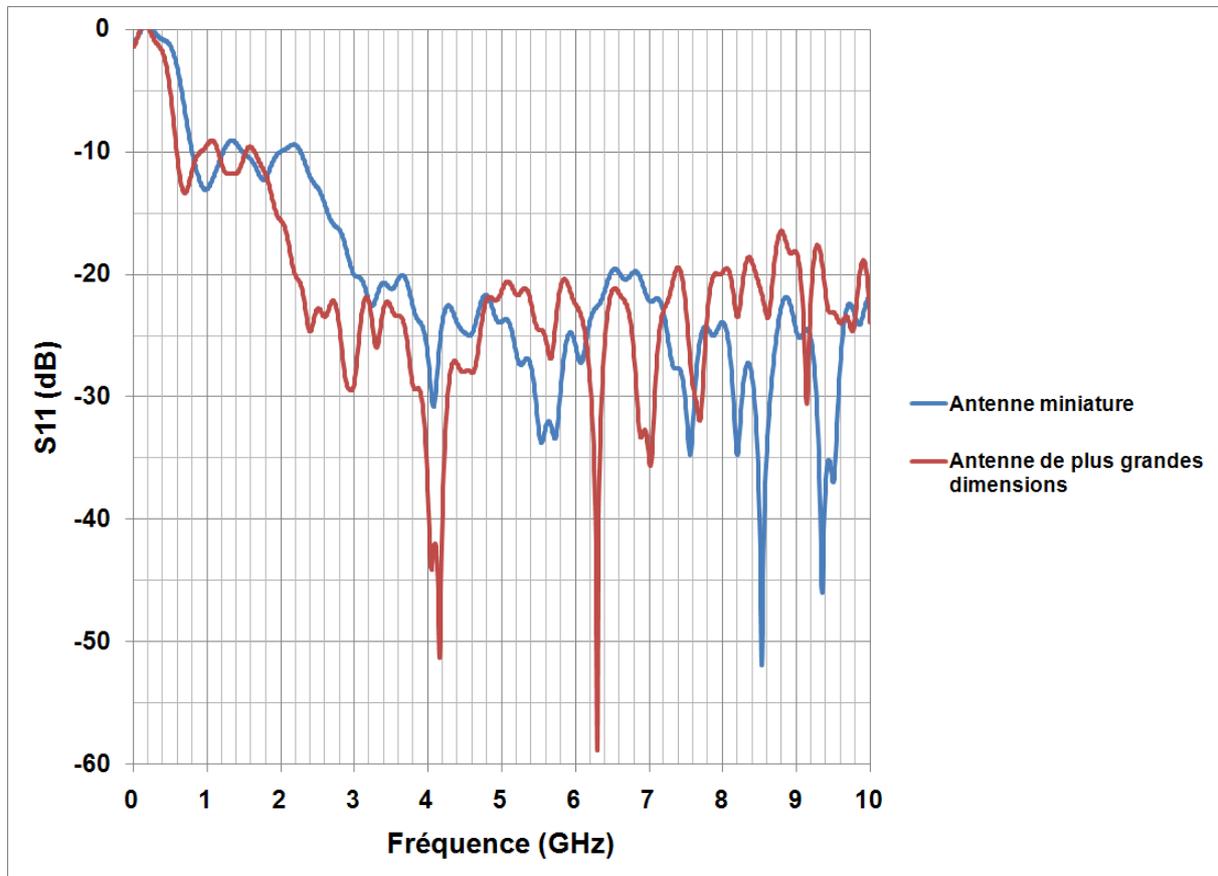


Figure 96 : Adaptation des deux antennes Shark conçues pour l'étude

Il est à noter que pour cette étude, visant à considérer deux réseaux différents occupant une même surface, chacune des antennes élémentaires a été mise en contact avec les autres dans le réseau simulé. Pour cela, les antennes Shark ont été modifiées de façon à ce que la plaque de PVC soit supprimée et que l'alimentation ne se fasse plus par l'arrière mais par l'intérieur du cône inférieur.

De cette manière, le Tableau 8 présente les réseaux 4x4 et 3x3 conçus. Ces réseaux, utilisés dans une configuration comprenant autant de générateurs que d'antennes, possèdent un encombrement surfacique identique (à 5,37cm² près) avec des antennes de tailles différentes.

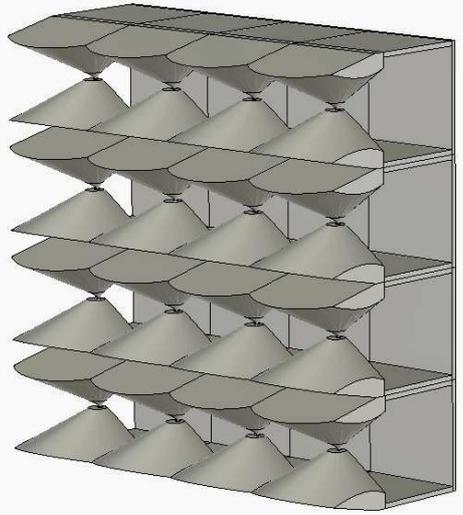
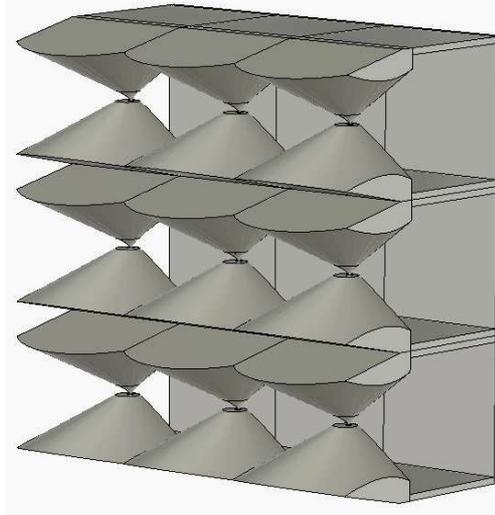
Réseau 4x4 avec l'antenne miniature	Réseau 3x3 avec l'antenne plus grande
	
<p>Surface : 320mm x 336mm Profondeur : 148mm</p>	<p>Surface : 319,2mm x 335,16mm Profondeur : 196,84mm</p>

Tableau 8 : Réseaux 4x4 et 3x3 ayant le même encombrement surfacique

V.1.2 Niveau crête rayonné par les architectures 4x4 et 3x3 conçues

Le signal d'alimentation considéré pour ces antennes est le même dans les deux configurations : c'est un signal à valeur moyenne nulle qui, grâce à un temps de montée de l'ordre de 56ps et une durée de l'ordre de 300ps, couvre une décade de bande à -10dB, en contenant la bande [800MHz - 8GHz] (Figure 97).

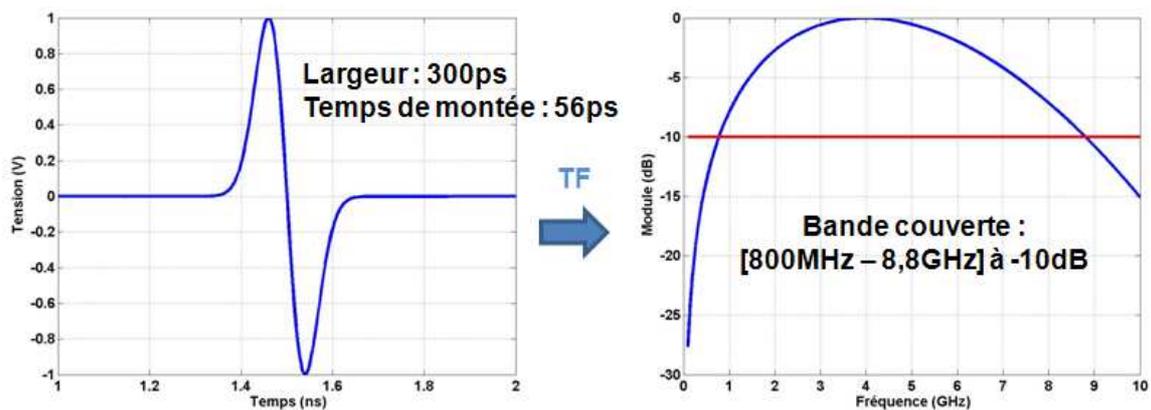


Figure 97 : Impulsion monocycle couvrant une décade de bande à -10dB

Chacune des antennes étant alimentée avec cette même impulsion, les deux architectures de réseau sont comparées (Tableau 9) vis-à-vis du niveau de tension crête à appliquer sur chacune des antennes élémentaires pour obtenir un même niveau de champ rayonné crête, choisi arbitrairement, de 1kV/m à l'avant de chacun des deux réseaux, à une distance égale à 1m. Ces configurations sont également comparées vis-à-vis de leur rapport avant/arrière transitoire.

	Niveau de tension à appliquer par antenne	Rapport avant/arrière transitoire
Réseau 4x4	36,6V crête	32,16dB
Réseau 3x3	59,6V crête	31,66dB

Tableau 9 : Comparaison des réseaux 4x4 et 3x3 (rayonnement de 1kV/m à l'avant)

Ce tableau indique que plus le nombre d'antennes au sein du réseau est élevé, moins la tension à appliquer sur chacune d'entre elles est forte :

- Le facteur de mérite rEd_1 de chacun des 16 éléments «générateur + antenne miniature au sein du réseau» est de 1,708. Ainsi, pour obtenir un niveau crête de 1kV/m à une distance d'un mètre à l'avant du réseau, le niveau crête de tension appliqué à chacune des antennes du réseau 4x4 doit être de 36,6V.
- De la même manière, le facteur de mérite rEd_1 de chacun des 9 systèmes «générateur + antenne plus grande au sein du réseau» étant de 1,864, c'est l'application d'un niveau crête égal à 59,6V sur chacune des antennes du réseau 3x3 qui permet d'obtenir un niveau crête de 1kV/m à une distance d'un mètre à l'avant.

Cette comparaison permet de mettre en avant le fait que, pour un même signal d'alimentation, le facteur de mérite rEd_1 d'un système «générateur + antenne au sein d'un réseau» est plus élevé lorsque les dimensions de cette antenne sont plus grandes. En effet, ce facteur de mérite évolue de la même manière que le gain (plus les dimensions d'une antenne sont grandes, plus son gain est élevé) et est lié aux capacités à rayonner les hautes fréquences.

De plus, il ressort de cette étude que les performances en terme de rapport avant/arrière transitoire des deux réseaux sont identiques, à 0,5dB près. La forme géométrique des antennes étant identique, cela s'explique notamment par le fait qu'ils occupent un même encombrement surfacique.

Toujours dans l'analyse des facteurs de mérite rEd_1 , plusieurs systèmes «générateur + antenne» ont été comparés, en considérant différentes utilisations des antennes :

- système «générateur + antenne seule»
- système «générateur + antenne au sein d'un réseau»

Leurs facteurs de mérite sont regroupés dans le Tableau 10.

	Antenne miniature	Antenne plus grande
rEd_1 du système «générateur + <u>antenne seule</u>»	1,629	1,737
rEd_1 du système «générateur + <u>antenne au sein du réseau</u>»	1,708	1,864

Tableau 10 : Comparaison des facteurs de mérite en fonction des antennes utilisées

Il résulte de cette synthèse que les performances des systèmes comprenant une antenne mise en contact avec d'autres sont meilleures que les performances d'un système comprenant cette même antenne utilisée seule. Ce résultat s'explique par le fait qu'au rayonnement de cette antenne s'ajoute les rayonnements des autres antennes, rendus possibles par des effets de couplage. Ainsi, l'antenne considérée bénéficie des contributions des antennes adjacentes, même si elles sont infimes, et les performances liées à son alimentation sont meilleures que si elle était utilisée seule.

Il est par ailleurs intéressant de noter qu'un rapport de 16/9 entre les nombres d'antennes constituant 2 réseaux différents n'implique pas un rapport de 9/16 entre les niveaux de tension d'alimentation à appliquer aux antennes de ces réseaux, pour un même champ rayonné à l'avant. Cela est lié à la différence de valeurs des facteurs de mérite des systèmes «générateur + antenne au sein du réseau», en raison de l'utilisation d'un même signal d'alimentation dans les deux configurations.

En somme, pour une surface occupée donnée, une bande d'adaptation fixée, et un champ rayonné dans l'axe déterminé, il est plus intéressant d'avoir recours à une architecture de réseau comprenant le plus grand nombre possible d'antennes, de petites dimensions. En effet, dans ce cas, les niveaux d'alimentation sont moindres pour des performances globales identiques. De plus, le fait que le coût des générateurs diminue avec le niveau de tension qu'ils peuvent délivrer conforte ce choix. Un autre atout concerne la sommation cohérente des champs rayonnés : moins le niveau délivré par les générateurs est élevé, plus la synchronisation entre les sources est aisée.

V.1.3 Principe du rayonnement avec dépointage angulaire dans un plan

Le rayonnement avec dépointage angulaire d'une architecture de réseau repose sur l'application de retards entre les signaux d'alimentation de chacune des antennes qui la compose.

En considérant un réseau linéaire composé de N antennes identiques, d'espacement d entre alimentations (Figure 98), et sachant que le signal rayonné par le réseau est la somme des champs rayonnés par chacune des antennes, un dépointage d'angle θ peut être obtenu en appliquant un retard entre les sources défini par l'équation 20. En effet, ce retard entre sources a un impact direct sur la différence de marche et donc sur la direction visée, dans des conditions de champ lointain.

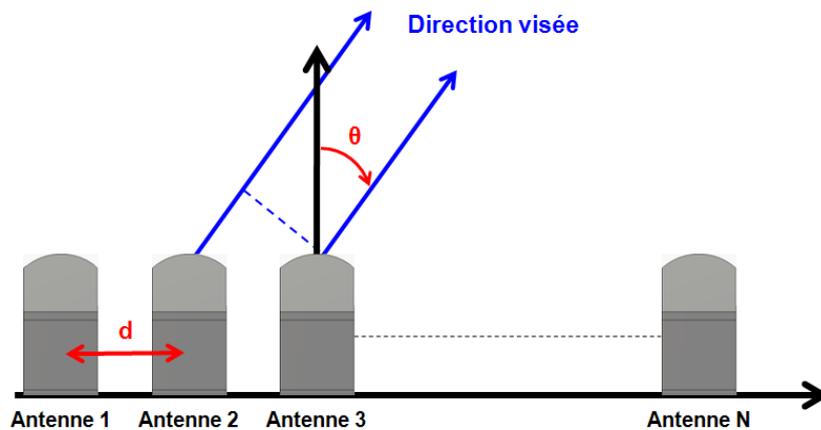


Figure 98 : Principe du dépointage angulaire dans une direction

$$\text{équation 20 : } \tau_N = \frac{(N-1) \cdot d \cdot \sin(\theta)}{c}$$

où

- τ_N est le retard appliqué sur le signal d'alimentation de la N^{ème} antenne par rapport au signal d'alimentation de la première antenne (en s),
- d correspond à la distance entre les alimentations de deux antennes adjacentes (en m),
- θ est l'angle de dépointage souhaité par rapport à l'axe du réseau (en degrés),
- c est la vitesse de la lumière (en m/s).

A l'aide de cette relation, les retards appliqués sur chaque colonne d'antennes Shark des réseaux 4x4 et 3x3, pour réaliser des dépointages de 10° et 30°, sont présentés dans le Tableau 11. Le dépointage n'est ici analysé que dans un plan, toutes les antennes d'une même colonne étant alimentées simultanément. Les antennes du réseau étant en contact, les distances entre alimentations sont de 80mm dans le cas du réseau 4x4 et de 106,4mm dans le cas du réseau 3x3.

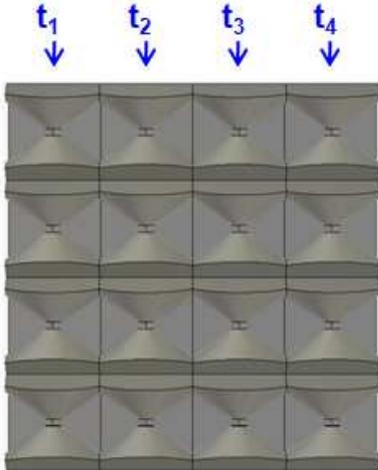
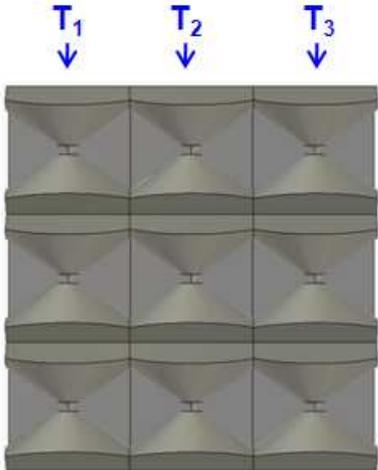
	Dépointage de 10°	Dépointage de 30°
	$t_1 = 0\text{ps}$ $t_2 = 46\text{ps}$ $t_3 = 92\text{ps}$ $t_4 = 138\text{ps}$	$t_1 = 0\text{ps}$ $t_2 = 133\text{ps}$ $t_3 = 266\text{ps}$ $t_4 = 399\text{ps}$
	$T_1 = 0\text{ps}$ $T_2 = 62\text{ps}$ $T_3 = 124\text{ps}$	$T_1 = 0\text{ps}$ $T_2 = 177\text{ps}$ $T_3 = 354\text{ps}$

Tableau 11 : Création de dépointages à 10° et 30° sur les réseaux 4x4 et 3x3

Ces retards entre excitations étant définis, il s'agit de s'intéresser à l'impact de leurs dépointages angulaires correspondants sur le rayonnement transitoire des deux réseaux, dans le plan horizontal.

V.1.4 Taches de rayonnement transitoire dans le plan horizontal

La représentation du rayonnement d'un système antennaire sous la forme d'une tache, en fonction du temps et de l'angle, fournit de nombreuses informations quant aux performances de ce système dans un plan donné [45]. Le Tableau 12 présente les taches de rayonnement transitoire des deux structures antennaires conçues, dans le cas où toutes les antennes sont alimentées simultanément et dans le cas où le délai entre les alimentations permet d'effectuer des dépointages de 10° et de 30°.

Le niveau crête maximum rayonné dans les deux configurations est le même, comme dans le cas de l'étude précédente. Sur ces représentations, le rayonnement en champ lointain est ramené à une distance d'un mètre. Ainsi, le temps de propagation est représenté selon l'axe vertical, de 3ns à 5ns par pas de 0,5ns. De plus, l'azimut est représenté selon l'axe horizontal, de -90° à $+90^\circ$ par pas de 20° et le niveau de champ rayonné est normalisé en pourcentage de la valeur maximale, sur une échelle de couleur ($1\text{kV/m} = 100\%$).

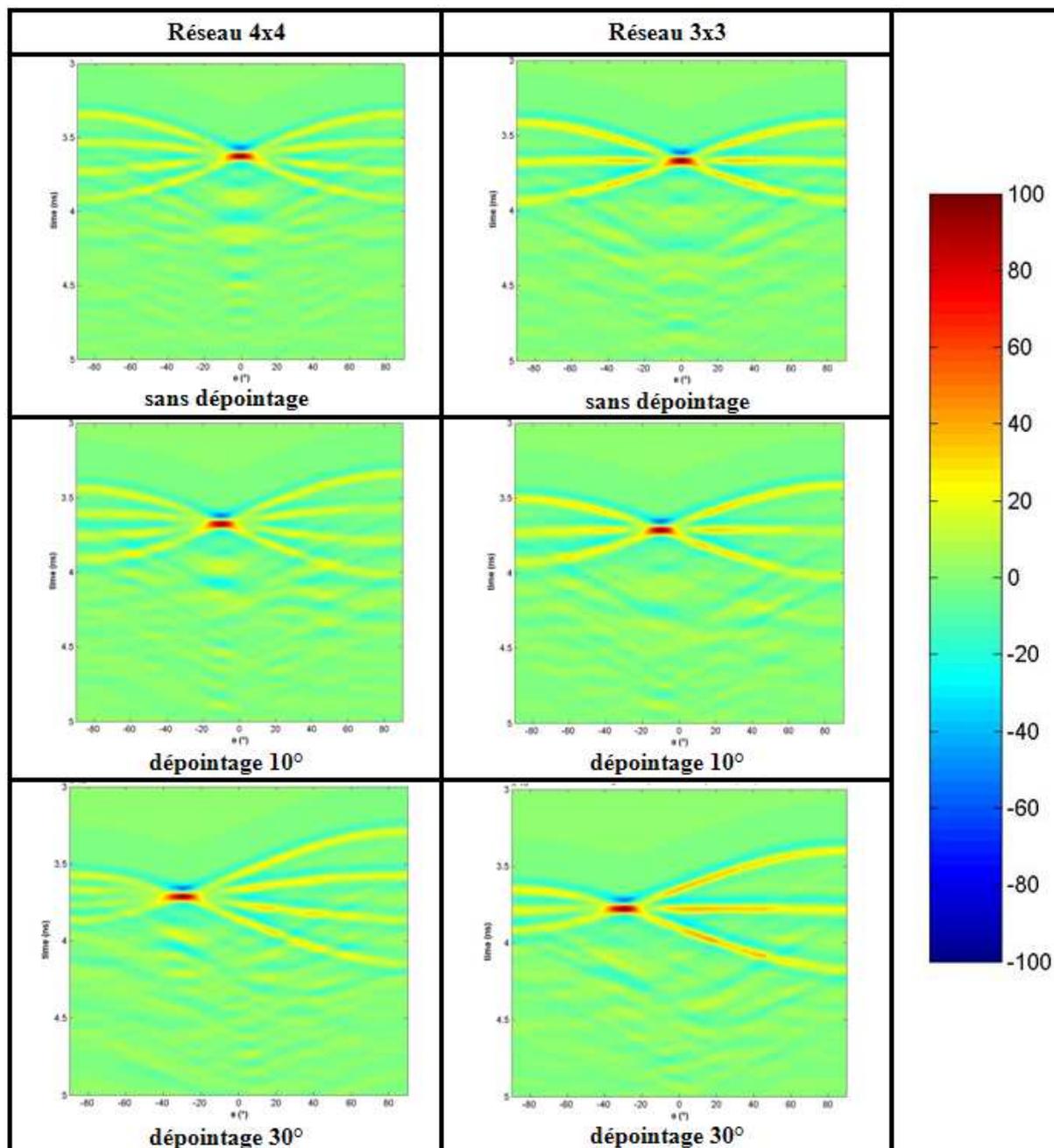


Tableau 12 : Rayonnements transitoires des réseaux 4x4 et 3x3

Les informations de ce tableau permettent d'effectuer les remarques suivantes :

- Le rayonnement transitoire se présente sous la forme d'une «pieuvre», le cœur de cette pieuvre étant localisé dans la direction visée.
- Les «branches» de chacune des pieuvres s'éloignent du cœur et leur nombre correspond au nombre de colonne d'antennes, le plan analysé étant le plan horizontal. En effet, ces branches correspondent aux contributions individuelles des colonnes d'antennes du réseau et le cœur de la pieuvre n'est ainsi rien d'autre que la somme de toutes ces contributions.
- Le nombre de colonnes d'antennes étant plus élevé dans le cas du réseau 4x4 que dans le cas du réseau 3x3, il y a plus de branches dans la première configuration que dans la seconde mais leur niveau est moindre, la quantité d'énergie rayonnée étant plus dispersée.
- Du fait de cette moindre dispersion d'énergie, lorsqu'un dépointage est réalisé dans le cas du réseau 3x3, le niveau de champ rayonné en dehors de l'azimut visé peut atteindre un niveau compris entre 50% et 60% de la valeur de champ maximale. Ce niveau peut être trop élevé dans le cadre de la conception d'une source de rayonnement haute puissance, pour laquelle il est indispensable de ne délivrer un fort niveau crête que dans la direction souhaitée.
- Le réseau 4x4 permet de réaliser un dépointage sur un espace plus important que le réseau 3x3, en raison du diagramme de rayonnement moins directif des petites antennes. De plus, malgré le nombre plus faible de branches engendrées par le réseau 3x3, ce dernier délivre des niveaux de champs plus élevés que le réseau 4x4 en dehors de l'azimut souhaité, ce qui est propice aux erreurs de tirs et aux effets fratricides.

Ainsi, dans l'optique de concevoir un réseau 2D agile, la configuration comprenant un maximum d'antennes sur une surface donnée est la plus appropriée.

V.2 Dimensionnement en puissance

Aussi bien pour des applications de guerre électronique offensive, pour lesquelles il s'agit d'émettre la plus forte densité de puissance possible à une distance la plus éloignée possible du système d'émission, que pour des applications de détection électromagnétique, pour lesquelles il s'agit d'accroître la portée du Radar, il est nécessaire d'effectuer un dimensionnement en puissance permettant de déterminer les performances d'un système global à partir de celles d'un système élémentaire.

Ainsi, pour une densité de puissance souhaitée à une certaine distance du système d'émission, il est intéressant d'évaluer le nombre d'antennes nécessaire au sein du réseau et la surface qu'elles occupent, en fonction du niveau crête d'alimentation qui leur est délivré. Cette partie est donc consacrée au dimensionnement en puissance du système rayonnant global constitué d'autant de générateurs optoélectroniques que d'antennes Shark, présentés respectivement dans les parties II et III de ce chapitre. Ce dimensionnement en puissance est réalisé dans l'objectif de rayonner une densité surfacique de puissance arbitraire de $1\text{W}/\text{cm}^2$ à une distance de 1km du système d'émission. Il est à noter que le principe détaillé dans cette partie serait le même pour toute autre valeur.

V.2.1 Evaluation du nombre d'antennes au sein du réseau

La densité de puissance totale rayonnée par un réseau de N antennes est liée au niveau de tension fournie à chacune d'entre elles. Comme l'indique la Figure 99, dans une architecture comprenant autant de générateurs que d'antennes, cette densité de puissance est proportionnelle au carré du nombre d'antennes.

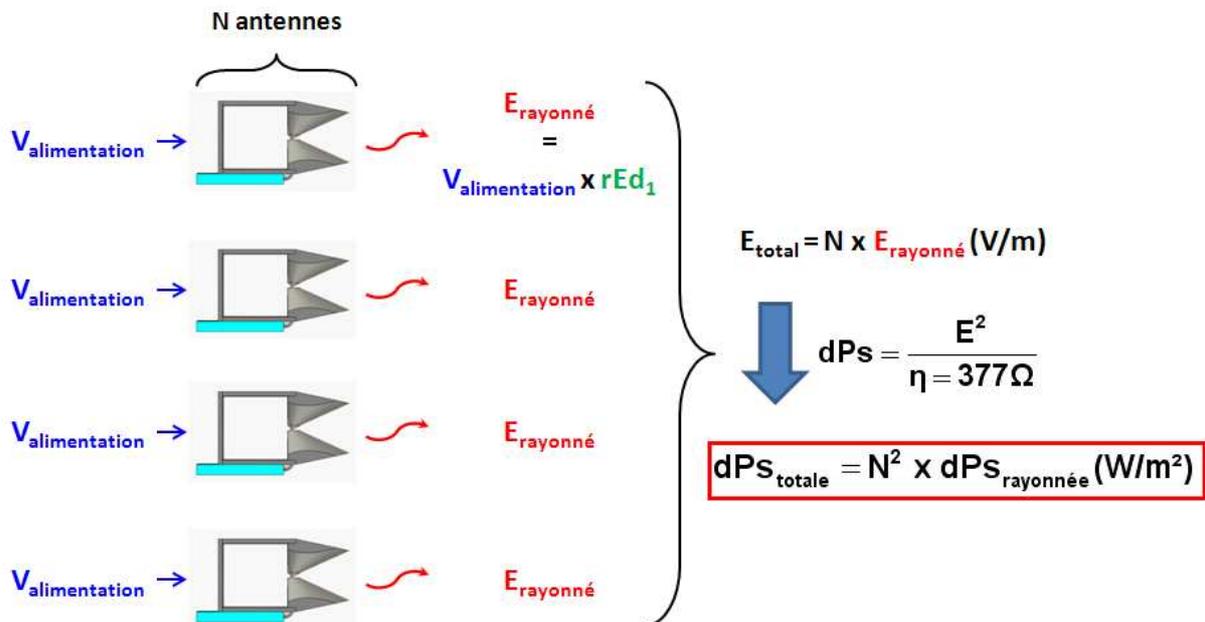


Figure 99 : Densité de puissance rayonnée par N générateurs et N antennes

Le champ total rayonné par le réseau est proportionnel au nombre d'antennes le constituant. Comme la densité surfacique de puissance rayonnée «dPs» est proportionnelle au carré du champ rayonné, il s'en suit que la densité surfacique de puissance totale rayonnée par le réseau est proportionnelle au carré du nombre d'antennes.

A partir de là, un lien plus étroit peut être établi entre le niveau de tension fourni à chacune des antennes du réseau, le nombre d'antennes au sein de ce réseau, et la densité surfacique de puissance souhaitée à une distance de 1km. En effet, la densité surfacique de puissance rayonnée par un système «générateur + antenne» à une distance de 1km est donnée par la relation suivante :

$$dPs_{\text{rayonnée}} = \frac{E^2}{\eta} = \frac{(rEd_1 \cdot V_{\text{alimentation}} \cdot 10^{-3})^2}{\eta} \text{ W/m}^2 \text{ à 1km avec } \eta = 377\Omega$$

$$\text{d'où } dPs_{\text{rayonnée}} = \frac{E^2}{\eta} = \frac{(rEd_1 \cdot V_{\text{alimentation}})^2}{\eta} \cdot 10^{-10} \text{ W/cm}^2 \text{ à 1km}$$

Souhaitant remonter à la densité de puissance totale « σ » rayonnée par le réseau, cette dernière s'exprime de la façon suivante :

$$\sigma = N^2 \cdot dPs_{\text{rayonnée}}$$

Finalement, le niveau de tension fourni à chacune des antennes du réseau, le nombre d'antennes au sein de ce réseau, et la densité surfacique de puissance souhaitée à une distance de 1km sont liés par l'équation 21.

$$\text{équation 21 : } V_{\text{alimentation}} \cdot N = \frac{1}{rEd_1} \sqrt{\sigma \cdot \eta \cdot 10^{10}}$$

où

- $V_{\text{alimentation}}$ est le niveau de tension délivré à chacune des antennes du réseau (en V),
- N est le nombre d'antennes au sein du réseau,
- rEd_1 est le facteur de mérite du système «générateur + antenne» élémentaire (en m^{-1})
- σ est la densité surfacique de puissance souhaitée à 1km (en W/cm^2),
- η est l'impédance d'onde dans le vide (377Ω).

A l'aide de cette relation, la Figure 100 présente le nombre d'antennes Shark nécessaire au sein d'un réseau 2D pour rayonner une densité surfacique de puissance $\sigma=1W/cm^2$ à 1km de ce dernier, sachant qu'il a été établi précédemment que le facteur de mérite rEd_1 du système élémentaire «générateur + antenne», en présence d'une longueur minimaliste de câble de 7,60m, est égal à 1,36. Le dimensionnement en puissance a été effectué avec des niveaux de tension allant jusqu'à la tension de claquage impulsionnelle de l'antenne Shark, c'est-à-dire 10kV crête.

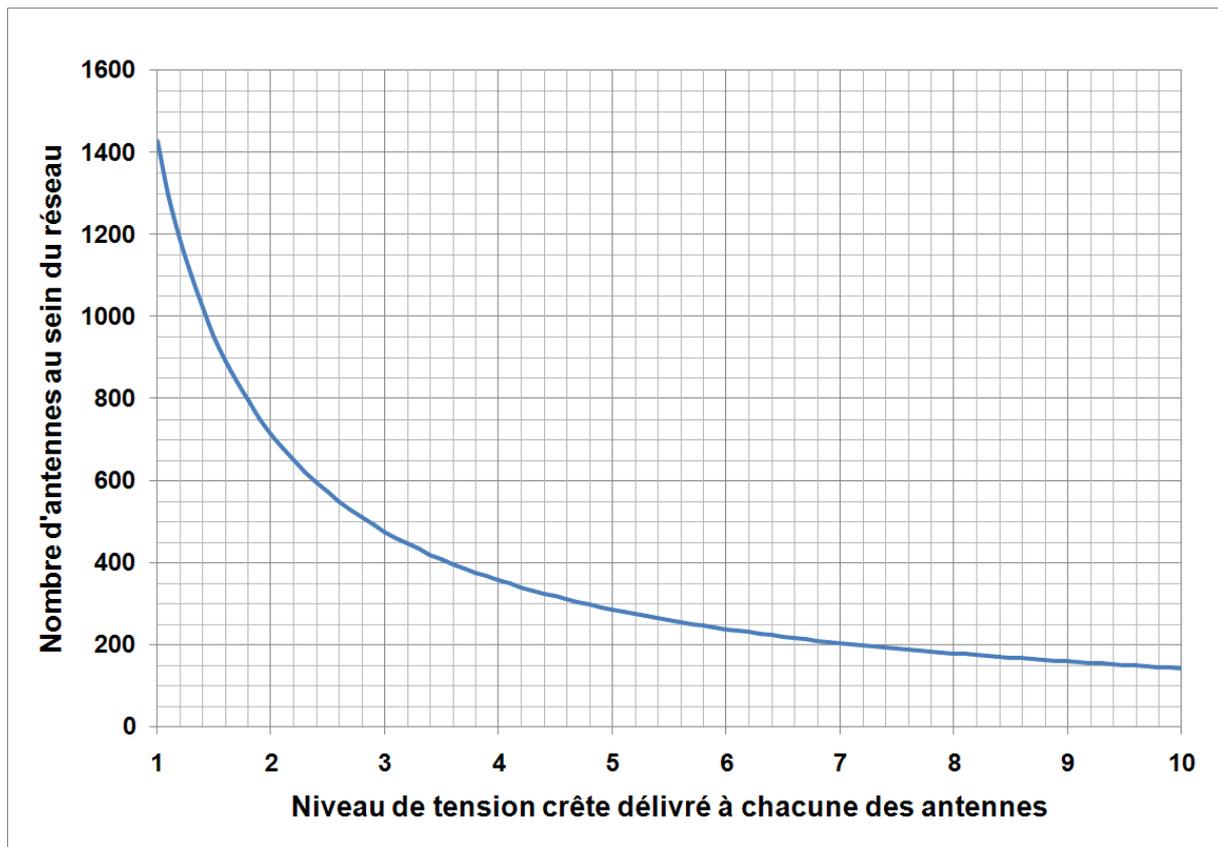


Figure 100 : Evaluation du nombre d'antennes nécessaire pour rayonner $1\text{W}/\text{cm}^2$ à 1km

Le nombre d'antennes nécessaire au sein du réseau est inversement proportionnel au niveau de tension fourni aux antennes. Il en résulte que la surface globale du réseau est inversement proportionnel au carré de ce niveau de tension.

V.2.2 Evolution du rapport de rayonnement avant/arrière transitoire

Comme énoncé précédemment, lors de l'analyse des performances du système élémentaire «générateur + antenne», en présence d'une longueur de câble égale à $7,60\text{m}$, le rapport avant/arrière transitoire du module élémentaire du réseau a été évalué à $6,59$ soit $16,38\text{dB}$. La surface du réseau étant variable avec le nombre d'antennes le constituant, il est logique que son rapport avant/arrière transitoire suive également une évolution croissante avec l'augmentation de la quantité de modules élémentaires.

Une étude a été menée dans le but d'évaluer la valeur de ce rapport avant/arrière quel que soit le nombre d'antennes constituant un réseau 2D, par extrapolation. En effet, une idée a consisté à simuler le comportement électromagnétique de réseaux carrés d'antennes Shark avec des dimensions allant de $2 \times 2 = 4$ à une taille maximale de $8 \times 8 = 64$ et d'en déduire une loi permettant de déterminer le rapport avant/arrière transitoire d'un réseau carré.

Cette étude a été réalisée avec le même signal d'alimentation «idéal» ayant servi à comparer les performances des architectures de réseaux 4x4 et 3x3, c'est-à-dire qu'il s'agit du signal monocycle couvrant une décade de bande (allant de 800MHz à 8,8GHz) à -10dB (Figure 97). Avec ce signal d'alimentation, le Tableau 13 indique que l'évolution du rapport avant/arrière transitoire d'un tel réseau augmente de façon non linéaire avec le nombre d'antennes.

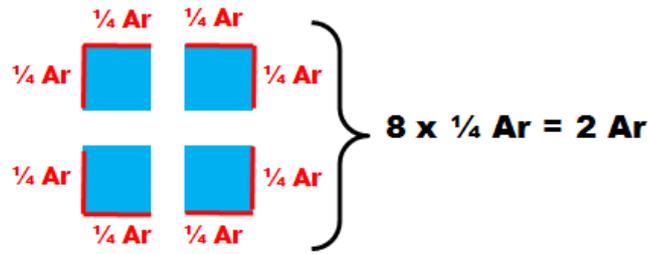
Antennes	1	4	9	16	25	36	49	64
Cp	9,40	22,54	36,02	47,73	59,91	72,66	84,89	96,04
Cp (dB)	19,46	27,06	31,13	33,58	35,55	37,23	38,58	39,65

Tableau 13 : Evolution du rapport avant/arrière transitoire d'un réseau 2D carré

En effet, plus le nombre d'antennes croît, moins le rapport avant/arrière transitoire augmente significativement. A partir de cette constatation, une fonction permettant d'approcher cette tendance non linéaire a été déterminée afin de caractériser l'évolution de ce critère de protection le plus fidèlement possible.

Comme le montre la Figure 101, l'évolution non linéaire du rapport avant/arrière transitoire est liée au fait que le rayonnement arrière d'un tel réseau d'antennes est essentiellement dû aux contributions des antennes périphériques :

- le rayonnement à l'avant du réseau est proportionnel au nombre d'antennes.
- En considérant, comme dans l'exemple du réseau 2x2, que le rayonnement arrière est égal à la somme des contributions des antennes périphériques, il peut en être déduit que le champ électromagnétique relevé derrière une telle structure est proportionnel à la racine du nombre total d'antennes.
- En conséquence, le rapport avant/arrière transitoire d'un réseau carré croît avec la racine du nombre d'antennes constituant ce réseau (équation 22).



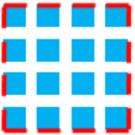
	Rayonnement avant	Structure	Rayonnement arrière	Rapport avant/arrière
Antenne seule :	Av		Ar	Av/Ar
Réseau 2x2 :	4 Av		2 Ar	2 Av/Ar
Réseau 3x3 :	9 Av		3 Ar	3 Av/Ar
Réseau 4x4 :	16 Av		4 Ar	4 Av/Ar

Figure 101 : Contributions extérieures des antennes périphériques d'un réseau carré

équation 22 : $Cp_{réseau} = Cp_{antenne\ élémentaire} \cdot \sqrt{M}$

où

- $Cp_{réseau}$ est le rapport avant/arrière transitoire du réseau (en linéaire),
- $Cp_{antenne\ élémentaire}$ est le rapport avant/arrière transitoire du module élémentaire (en linéaire),
- M est le nombre total d'antennes au sein du réseau carré.

Pour vérifier cette loi, déterminée de manière empirique, la Figure 102 superpose les évolutions des rapports avant/arrière transitoires obtenues grâce aux simulations sous le logiciel de simulation CST et avec l'expression analytique donnée par l'équation 22.

Dans un premier temps, il peut être signalé que ces critères de protection transitoires sont du même ordre de grandeur. Dans un second temps, une remarque peut être faite quant à la différence de niveau (pouvant aller jusqu'à 2dB) entre ces rapports obtenus par simulation et par calcul analytique : celui déterminé par simulation est supérieur à celui évalué analytiquement.

Cela s'explique par le fait que le rayonnement avant «simulé» est supérieur au rayonnement avant «calculé» en raison de l'existence de couplages entre antennes. A l'inverse, toujours en raison de ces couplages, le rayonnement arrière «simulé» est inférieur au rayonnement arrière «calculé» car, dans cette direction, tout se passe comme si le réseau, constitué d'une multitude d'antennes, toutes en contact, était doté d'un «immense» plan réflecteur.

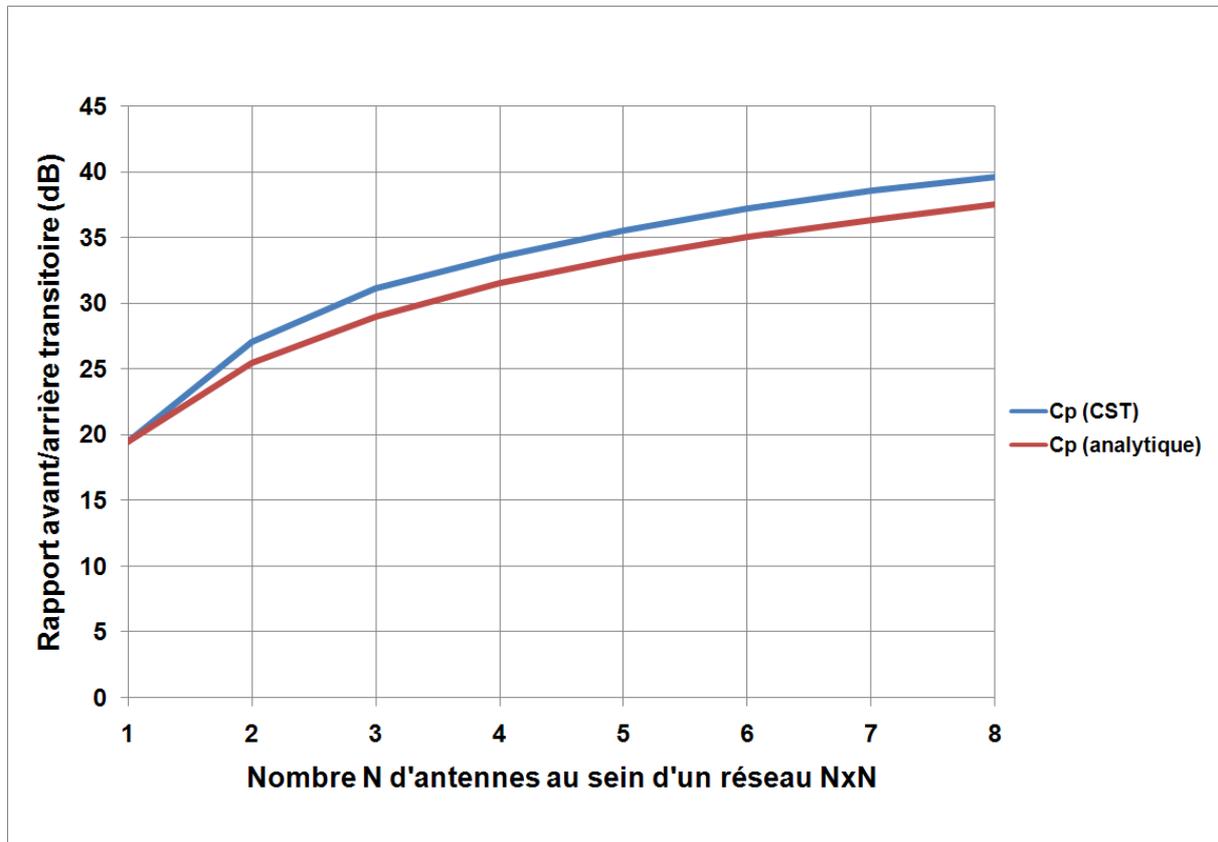


Figure 102 : Evolutions théorique et simulée du rapport avant/arrière transitoire

Même si la loi empirique déterminée n'est pas rigoureusement conforme aux résultats obtenus par simulation, elle a cependant l'avantage de donner des performances minimalistes. En effet, malgré quelques écarts relevés entre la simulation et la théorie, le rapport avant/arrière d'un réseau carré constitué d'un nombre très élevé d'antennes peut néanmoins être évalué, tout en sachant que les performances réelles n'en seront que meilleures.

C'est ainsi que la Figure 103 présente l'évolution du rapport avant/arrière transitoire minimaliste d'un réseau carré d'antennes Shark en fonction du nombre d'antennes le constituant.

Cette évolution tient compte du fait que le rapport avant/arrière transitoire du module élémentaire a été évalué à 16,38dB lors de l'analyse des performances du système élémentaire «générateur + antenne» en présence d'une longueur de câble égale à 7,60m. Elle indique, par exemple, qu'un réseau constitué de $15 \times 15 = 225$ antennes Shark, toutes alimentées par le signal monocycle de la Figure 92, aurait un rapport avant/arrière transitoire au moins égal à 40dB.

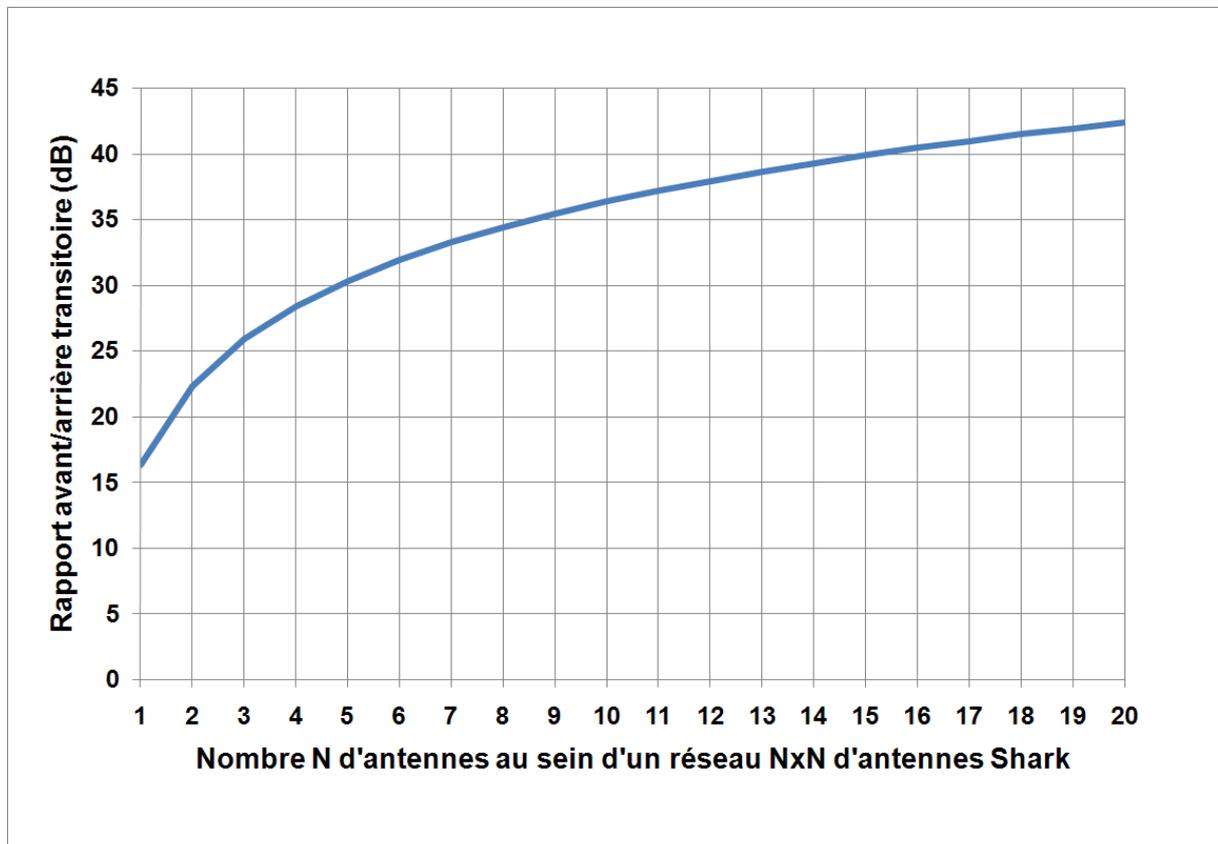


Figure 103 : Rapport avant/arrière transitoire d'un réseau carré d'antennes Shark

V.2.3 Dimensionnement en puissance globale

Le nombre d'antennes Shark nécessaires au sein du réseau, en fonction du niveau de tension d'alimentation fourni à chacune d'entre elles, pour rayonner une densité surfacique de puissance de 1 W/cm^2 à 1km, et le rapport avant/arrière transitoire de cette structure ayant été déterminés, le Tableau 14 présente le dimensionnement en puissance globale de ce système rayonnant ULB. Dans le but de rayonner la plus forte densité surfacique de puissance possible à une distance la plus éloignée possible du système d'émission, il convient d'alimenter les antennes du réseau avec un niveau de tension le plus fort possible et/ou d'avoir recours à une quantité d'antennes la plus élevée possible. De plus, les dimensions du système doivent être les plus grandes possibles pour favoriser l'accroissement du rapport avant/arrière transitoire.

Niveau de tension délivré aux antennes	Nombre d'antennes au sein du réseau	Surface du réseau	Cp transitoire
2kV crête (4kV crête à crête)	714	5,60m ²	44,9dB
3kV crête (6kV crête à crête)	476	3,72m ²	43,2dB
4kV crête (8kV crête à crête)	357	2,78m ²	41,9dB
5kV crête (10kV crête à crête)	286	2,22m ²	40,9dB
6kV crête (12kV crête à crête)	238	1,97m ²	40,1dB
7kV crête (14kV crête à crête)	204	1,73m ²	39,5dB
8kV crête (16kV crête à crête)	179	1,51m ²	38,9dB
9kV crête (18kV crête à crête)	159	1,30m ²	38,4dB
10kV crête (20kV crête à crête)	143	1,11m ²	37,9dB

Tableau 14 : Dimensionnement en puissance du système rayonnant ULB global

Cependant, la multiplicité des antennes va à l'encontre d'une exigence importante : la compacité du système global, aussi bien dans le domaine de la détection électromagnétique que dans le domaine des micro ondes de fortes puissances. Il y a donc ici un premier compromis à trouver entre la conception d'un système rayonnant compact et la conception d'un système global présentant un rapport avant/arrière élevé.

En ce qui concerne les rayonnements de fortes puissances, une solution consisterait à favoriser l'augmentation du niveau de tension délivré à chacune des antennes plutôt que de privilégier leur multiplicité au sein du réseau. Néanmoins, comme énoncé dans la partie II, la difficulté de cette option réside dans l'alliance de la génération d'une impulsion ultra courte avec un niveau crête élevé et autorisant une large couverture de bande.

V.2.4 Comparaison avec une architecture 1 générateur / N antennes

Dans l'idée de comparer les performances d'un système constitué d'autant de générateurs que d'antennes Shark avec une architecture constituée de 1 générateur et de N antennes, il est indispensable que la bande de travail considérée soit identique. De plus, une telle comparaison n'est envisageable qu'à condition que l'encombrement surfacique soit le même.

L'architecture constituée d'un unique générateur et de 16 antennes, développée par Koshelev [21][22], présente un encombrement surfacique de $3,24\text{m}^2$ et rayonne une densité de puissance de $0,74\text{W}/\text{cm}^2$ à une distance de 1km, dans une bande de travail comprise entre 200MHz et 1GHz. Pour effectuer une comparaison dans cette même bande de travail, une homothétie d'un facteur 4 a été nécessaire sur les dimensions de l'antenne Shark afin que la fréquence basse du spectre couvert passe de 800MHz à 200MHz. De cette homothétie sur les dimensions de l'antennes élémentaire, il en résulte que le nombre d'antennes Shark occupant le même encombrement surfacique de $3,24\text{m}^2$ est égal à 26. Finalement, pour une même bande de travail comprise entre 200MHz et 1GHz, et un même encombrement surfacique de $3,24\text{m}^2$, un réseau d'antennes Shark peut rayonner une densité de puissance de $0,74\text{W}/\text{cm}^2$ à une distance de 1km à condition que le niveau crête d'alimentation soit de 47kV par antenne.

De la même manière, l'architecture constituée d'un unique générateur associé à un réseau de 64 antennes [23][24] présente un encombrement surfacique de $1,99\text{m}^2$ et rayonne une densité de puissance de $2\text{W}/\text{cm}^2$ à une distance de 1km, dans une bande de travail comprise entre 300MHz et 2,1GHz. En effectuant une homothétie d'un facteur 2,67 pour passer d'une fréquence basse de 800MHz à 300MHz, 36 antennes Shark sont nécessaires pour occuper un encombrement surfacique de $1,99\text{m}^2$. Dans ces conditions, un réseau d'antennes Shark peut rayonner une densité de puissance de $2\text{W}/\text{cm}^2$ à une distance de 1km si le niveau crête d'alimentation est de 56kV par antenne.

Le niveau de tension crête à fournir à chacune des antennes étant élevé dans les deux configurations évoquées, il serait nécessaire de modifier l'alimentation de l'antenne élémentaire pour pouvoir la supporter. Dans ce cas, en plus de rayonner une densité de puissance identique à celle rayonnée par l'une ou l'autre des architectures constituées de 1 générateur et de N antennes, le réseau d'antennes Shark aurait l'avantage d'offrir une grande agilité de rayonnement.

VI Conclusion

L'objet de ce chapitre était la présentation de la conception globale d'un système rayonnant ULB. Cette présentation s'est faite à travers l'analyse détaillée de plusieurs parties (Figure 104) dont les interactions ont été prises en considération afin d'être assemblées.

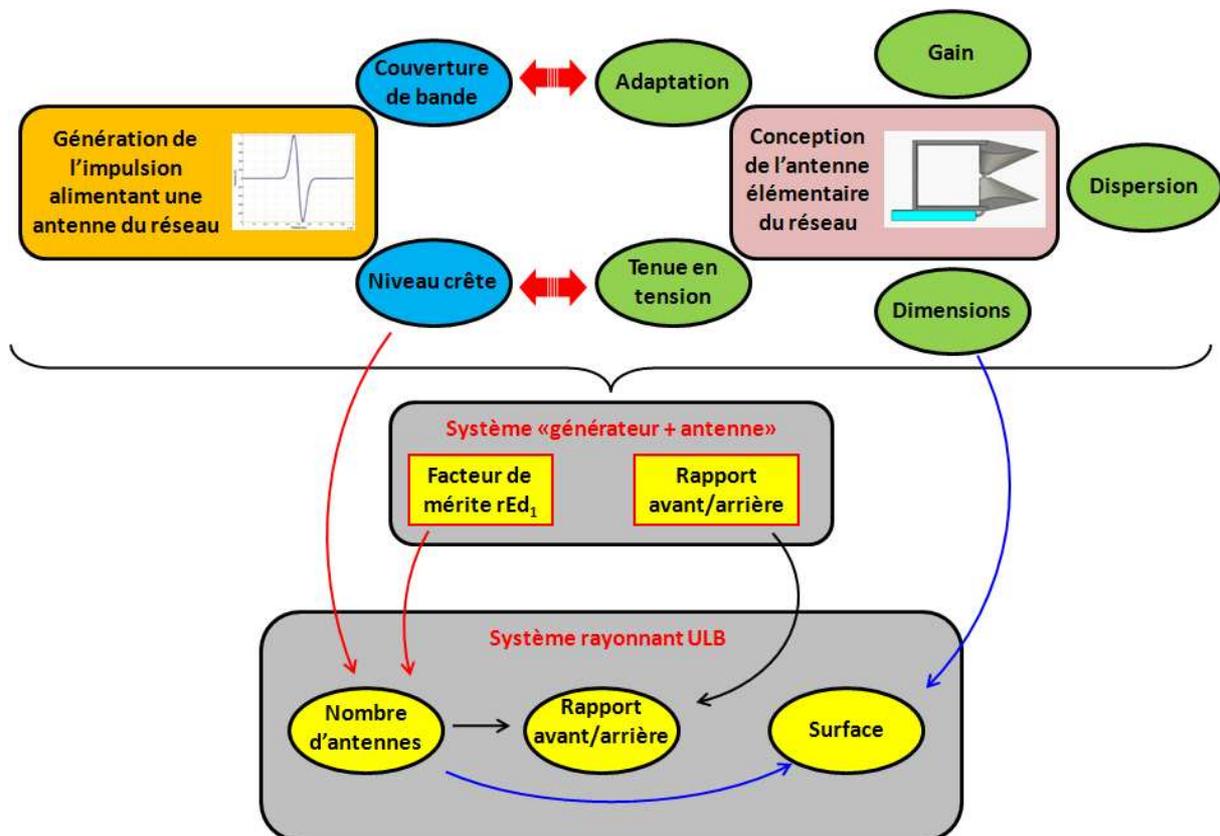


Figure 104 : Synoptique d'un dimensionnement en puissance d'un système rayonnant

Dans un premier temps, plusieurs critères d'évaluation de performances d'un système rayonnant ULB ont été énoncés, aussi bien dans le domaine transitoire que dans le domaine harmonique, et une hiérarchisation de ces critères a dû être établie dans l'objectif d'associer de la meilleure des façons les différentes parties du système. Ainsi, la couverture de bande la plus large possible, au niveau du signal d'alimentation, et l'adaptation sur la bande correspondante, concernant l'antenne élémentaire, ont été privilégiées afin que les deux entités du système élémentaire puissent être associées. De plus, dans un souci de compacité du système global, l'antenne élémentaire se devait d'être de dimensions minimales en largeur et en hauteur pour favoriser la mise en réseau au sein d'une architecture 2D. Enfin, toujours dans le but d'obtenir un niveau de rayonnement électromagnétique maximum, l'antenne élémentaire devait être capable de supporter un niveau de tension élevé (typiquement de l'ordre de 10kV crête), délivré par l'impulsion d'alimentation.

Dans un deuxième temps, les performances du système élémentaire «générateur + antenne» ont été analysées et optimisées afin que celles du système global soient les meilleures possibles. Il ressort de ces analyses que le recours à un maximum d'antennes sur une surface donnée permet d'accroître l'agilité du réseau et de minimiser les contraintes d'alimentation. Enfin, les contraintes sur le système rayonnant ULB en termes d'encombrement et de puissance rayonnée étant connues, l'association de tous les critères d'évaluation de performances du système élémentaire permet de quantifier les performances attendues du système global :

- le facteur de mérite rEd_1 du système «générateur + antenne» et le niveau de tension fourni à chacune des antennes permettent d'estimer le nombre d'antennes nécessaire au sein du réseau pour rayonner une densité surfacique de puissance donnée à une distance fixée,
- ce nombre d'antennes associé aux dimensions de l'antenne élémentaire permettent d'évaluer l'encombrement du système rayonnant,
- ce même nombre d'antenne associé au rapport avant/arrière transitoire du système élémentaire permettent d'établir dans quelle mesure le rayonnement arrière sera limité.

Cette étude a donc permis d'aboutir au dimensionnement en puissance d'un système complet dont les performances ne sont liées qu'au nombre de modules du réseau d'antennes et qu'à la tension crête délivrée à chacune des antennes le constituant.

Etant données les limitations identifiées, notamment en ce qui concerne le dispositif d'alimentation (problèmes de stabilité de la source laser picoseconde lors de la génération d'impulsions ultra courtes couvrant le spectre [800MHz - 8GHz], atténuations due à la longueur des câbles en émission, compromis à trouver entre la couverture d'un spectre large et la montée en tension), il paraît envisageable de remplacer la source laser impulsionnelle picoseconde par une source plus compacte et plus stable, afin de tendre vers une mise en œuvre plus simple, et plus facilement déplaçable.

Dans ce contexte, la technologie des micro-lasers, délivrant des impulsions courtes amplifiées, semble être une bonne solution. Il est à noter que des travaux de recherche sur ces sources et sur leur capacité à générer, par photoconduction, des ondes électriques subnanosecondes sont actuellement en cours. Des travaux menés au sein du laboratoire XLIM ont conduit à la génération d'impulsions optiques de l'ordre de 30ps, en associant une fibre compensatrice à un micro-laser commercial sortant une impulsion de 500ps.

Par ailleurs, en fonction de l'application visée, la hiérarchisation des points sur lesquels repose la conception d'un système global multi-source / multi-antenne peut être modifiée. Un choix se doit d'être fait entre :

- la couverture de bande,
- la compacité du système global,
- le niveau de puissance rayonné,
- l'agilité du réseau antennaire,
- la directivité du système.

Chapitre 3 : Nouveau concept de balayage autonome

I Introduction

Actuellement, la capacité d'émettre une onde électromagnétique dans une direction particulière, à l'aide d'un réseau d'antennes ULB impulsives, repose sur deux méthodes :

- la rotation mécanique du système antenne,
- la création de retards entre les signaux d'alimentation de chacune des antennes. Dans ce cas, le recours à l'optoélectronique permet de créer des retards relativement faibles avec une très grande précision (typiquement quelques picosecondes).

Ainsi, que le dépointage soit réalisé de façon mécanique ou bien en modifiant les retards entre alimentations entre deux tirs successifs, le système global considéré présente un certain manque d'autonomie et une relativement faible vitesse de balayage. Dans l'idée d'émettre des ondes électromagnétiques dans différentes directions successives, et ainsi balayer une zone en un minimum de temps, une modification autonome du réglage des retards en fonction de la direction à viser est indispensable.

Pour répondre à cette contrainte, ce chapitre est dédié à la présentation d'un nouveau concept de Radar optoélectronique impulsif, autorisant le balayage ultrarapide et autonome d'une large zone à scanner.

I.1 Antennes favorisant une grande agilité

Dans l'objectif de réaliser un balayage électronique sur un espace le plus large possible, il est primordial de choisir une antenne dont la mise en réseau favorise des dépointages angulaires élevés. Pour cela, comme le montre la Figure 105, les antennes les plus appropriées sont des antennes possédant un diagramme de rayonnement de type sectoriel, comme dans le cas de l'antenne Shark présentée dans le chapitre précédent, c'est-à-dire capable de délivrer un niveau relativement similaire sur un demi-plan. En effet, la mise en réseau d'antennes très directives a pour but de cumuler le rayonnement dans l'axe de ce réseau et conduit à une nette favorisation de cette direction par rapport aux autres. Il s'en suit que le niveau de champ rayonné par ce réseau antenne aux azimuts différents de l'azimut 0° est très inférieur au niveau de champ maximal obtenu dans l'axe, ce qui est préjudiciable à un balayage de zone. En revanche, l'association de plusieurs antennes sectorielles au sein d'un réseau autorise un tel balayage grâce au fait que le niveau de champ rayonné, certes moindre, est sensiblement le même sur l'ensemble du demi-plan avant.

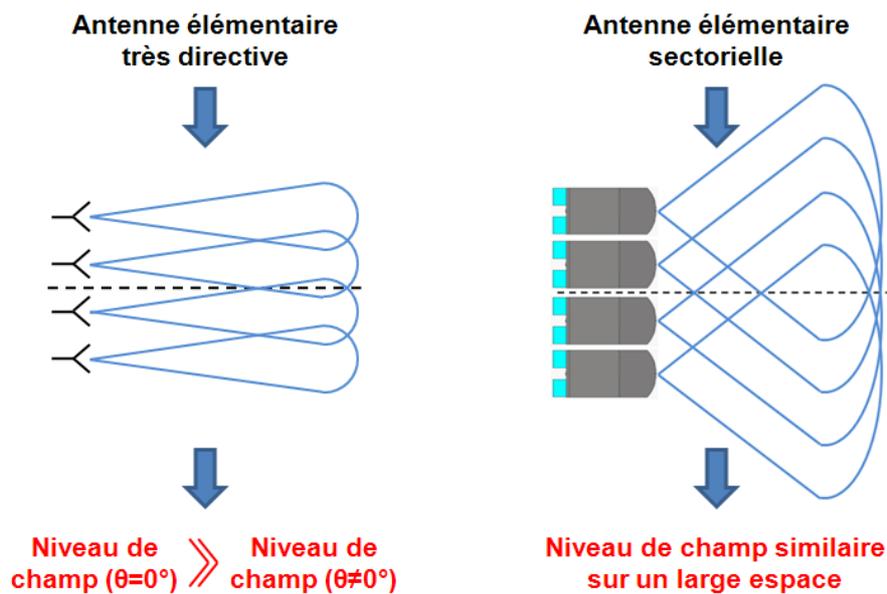


Figure 105 : Intérêt d'un rayonnement sectoriel pour l'agilité d'un réseau

Par ailleurs, suite à l'analyse effectuée dans le chapitre précédent sur les architectures 4x4 et 3x3 ayant un même encombrement surfacique, il apparaît qu'il est préférable d'utiliser un maximum d'antennes miniatures possible sur une surface donnée pour faciliter le dépointage sur des plages angulaires importantes. En effet, une trop faible quantité d'antennes conduit à une faible dispersion d'énergie sur les branches de la pieuvre traduisant le rayonnement transitoire, ce qui implique des fortes remontées de niveau sur ces dernières. Il s'en suit que des rayonnements peuvent être engendrés dans des directions non souhaitées.

I.2 Rayonnement transitoire d'un réseau

Avant de s'intéresser à la mise en place d'un balayage autonome, il convient d'observer et d'analyser, plus en détail que dans le chapitre précédent, la représentation d'une tache de rayonnement transitoire d'un réseau. Pour cela, le cas envisagé est le plus simple existant : il s'agit de celui d'un réseau 1D horizontal, composé de trois antennes omnidirectionnelles alimentées simultanément.

La Figure 106 présente l'allure du rayonnement transitoire d'un tel réseau, dans le plan horizontal, et indique qu'elle est assimilable à une pieuvre, constituée d'un cœur et de plusieurs branches. Sur cette tache transitoire, les maximums de rayonnement sont observables aux azimuts 0° et $\pm 180^\circ$ (dans les directions où les champs rayonnés par chacune des antennes omnidirectionnelles arrivent en phase) et il apparaît que la pieuvre comporte autant de branches que d'antennes, c'est à dire 3.

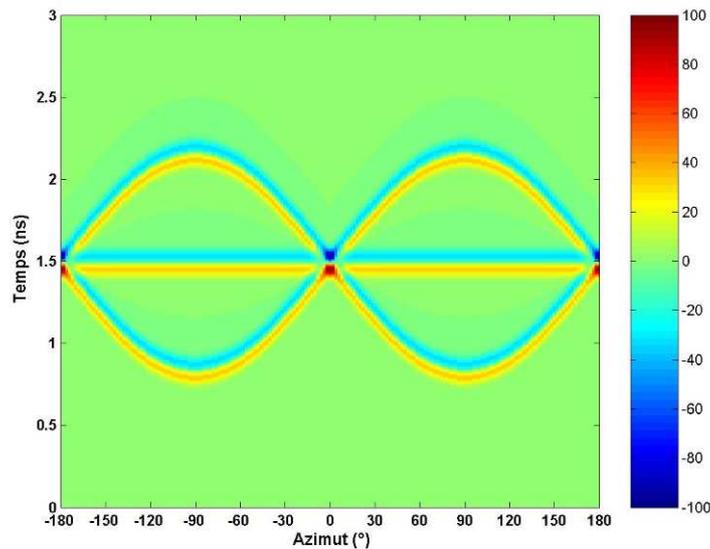


Figure 106 : Rayonnement transitoire d'un réseau 1D de 3 antennes omnidirectionnelles

Cette figure s'explique par le fait que chacune des branches correspond à la contribution d'une antenne au sein du réseau, le centre du repère spatial étant le centre du réseau. En effet, en imaginant que chacune des antennes soit alimentée seule au sein du réseau, en conservant ce repère spatial, les différents rayonnements transitoires obtenus en champ lointain seraient ceux présentés sur la Figure 107 :

- Lorsque l'antenne du milieu est supposée seule, en considérant sa position comme étant le centre du repère spatial, une distance d est atteinte dans toutes les directions au même instant t_2 .
- Lorsque l'une des deux antennes extérieures est considérée seule, le temps mis par le rayonnement n'est plus constant en fonction de l'angle pour atteindre cette même distance d , du fait de la différence de position entre le centre de l'antenne considérée et le centre du repère spatial. Il en découle une tache de rayonnement sinusoïdale, liée à la différence de marche en $e \cdot \sin(\theta)$, où e est la distance entre les alimentations des antennes et où θ correspond à la direction considérée.
- L'antenne située à l'extrémité gauche tire à l'azimut -90° (instant t_1) avant de tirer à l'azimut $+90^\circ$ (instant t_3) et inversement pour l'antenne située à l'extrémité droite.

En somme, la Figure 106 présente l'addition de toutes ces contributions, dont l'espacement est lié à la différence de marche, et ces dernières se superposent aux azimuts et aux instants qu'elles ont en commun (ici 0° et $\pm 180^\circ$ à l'instant t_2). Le principe est le même quel que soit le nombre d'antennes au sein du réseau et quelle que soit l'antenne élémentaire utilisée (omnidirectionnelle ou non), avec ou sans réalisation d'un dépointage.

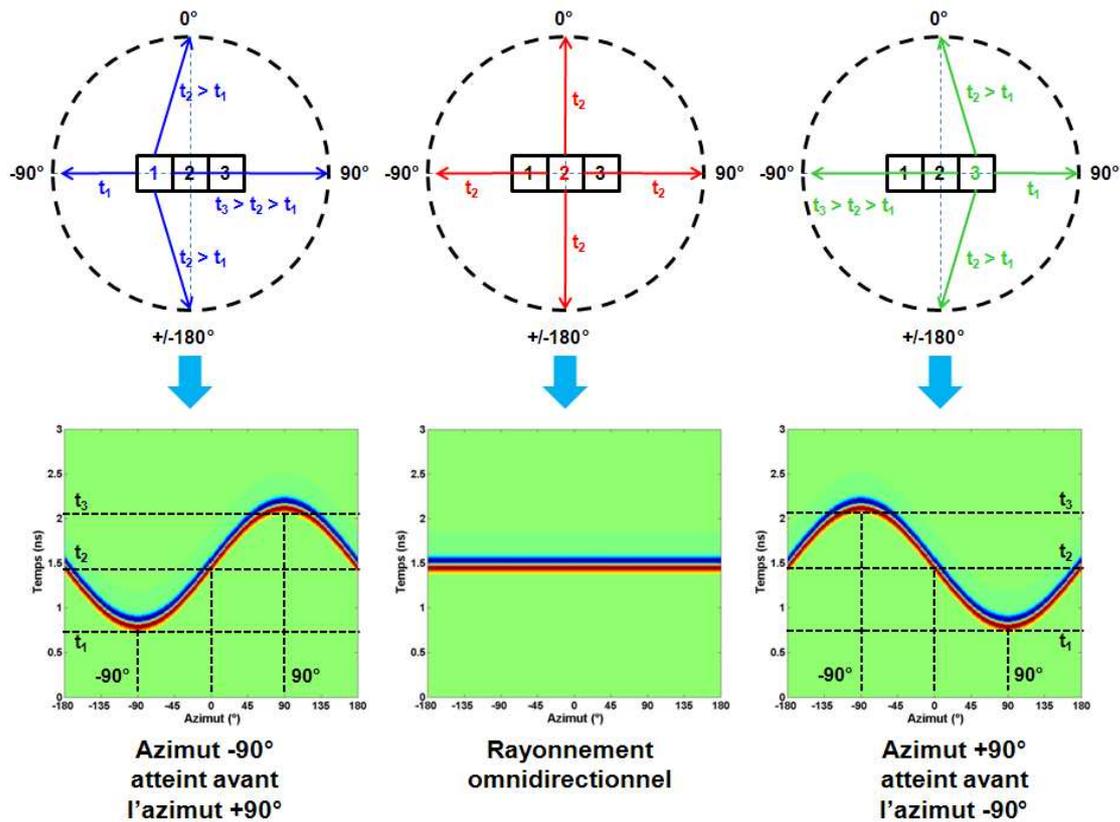


Figure 107 : Contributions de chacune des 3 antennes omnidirectionnelles

II Agilité autonome en direction de pointage

II.1 Principe du balayage autonome

L'impact de la création de retards entre les impulsions alimentant les antennes d'un réseau, sur la tache de rayonnement transitoire de ce dernier, est rappelé sur la Figure 108 :

- Lorsque les différentes impulsions sont synchronisées, un tir électromagnétique est effectué dans l'axe du réseau, ici constitué de 5 antennes. Le cœur de la pieuvre se situe ainsi à l'azimut 0° et les branches sont réparties symétriquement autour de ce cœur.
- Lorsqu'un retard identique est créé entre les impulsions alimentant des antennes adjacentes, le tir électromagnétique est réalisé dans la direction déterminée par ce retard et par la distance séparant les zones d'alimentation des antennes (Figure 98). Le cœur de la pieuvre est alors situé à l'azimut souhaité (ici 20°) et les branches ne sont plus réparties symétriquement autour de ce cœur, en raison d'une différence de marche plus grande dans le demi-plan opposé à la direction visée que dans le demi-plan d'appartenance de cette dernière.

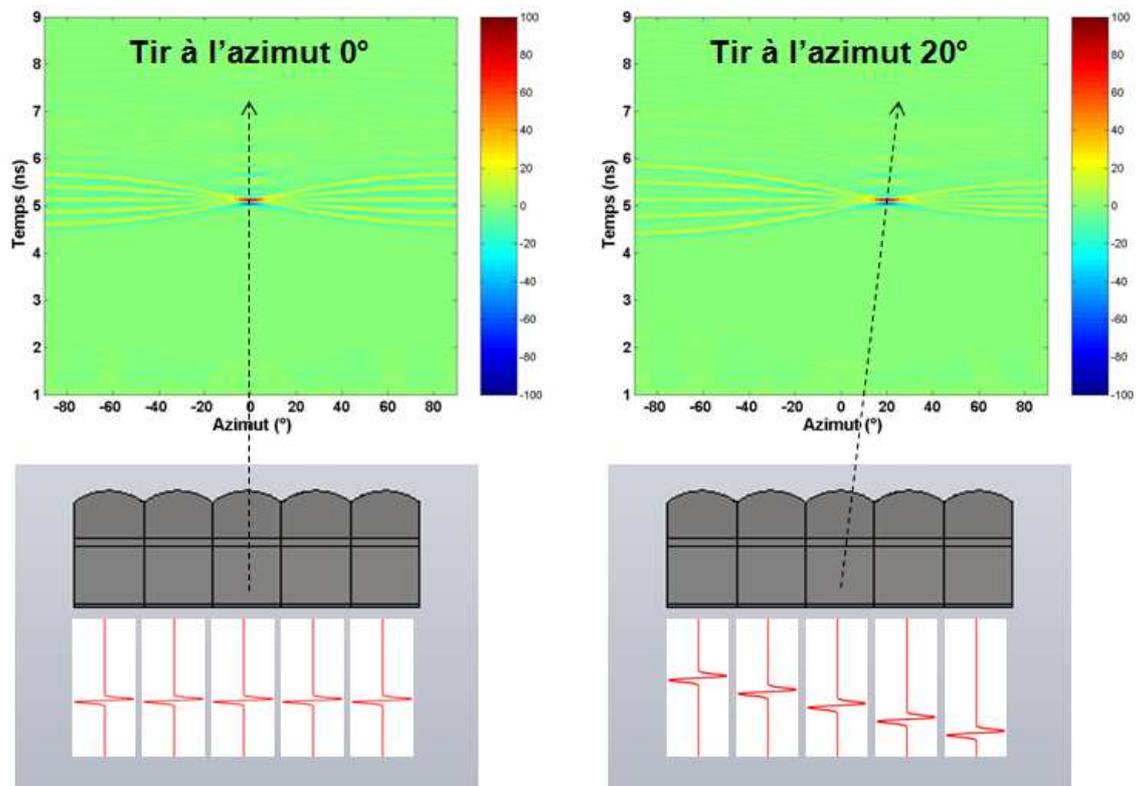


Figure 108 : Rappel du principe du dépointage 1D

Ainsi, à partir de ce principe d'application de retards entre impulsions d'alimentation, une idée consiste à alimenter les antennes du réseau avec des trains d'impulsions de fréquences de répétitions différentes afin de modifier l'azimut visé au fur et à mesure de l'avancée dans le temps. En effet, le recours à des fréquences de répétitions désaccordées permet de retarder une impulsion par rapport à une autre et entraîne un tir dans une direction différente de la précédente, comme l'indique la Figure 109 :

- La première des 3 antennes du réseau considéré pour illustrer ce principe est alimentée par un train d'impulsions de périodicité « T ».
- La deuxième antenne est alimentée par un train d'impulsions de périodicité « $T+t_1$ ».
- La troisième antenne est alimentée par un train d'impulsions de périodicité « $T+t_2$ », où le temps t_2 est égal au double du temps t_1 pour que les retards appliqués entre les signaux alimentant deux antennes adjacentes soient identiques.

Le fait de modifier la fréquence de répétition d'une antenne à l'autre provoque un décalage des impulsions, ce qui entraîne un dépointage d'un angle différent à chaque tir. En considérant un motif ayant une largeur de l'ordre de 300ps et en considérant une périodicité T de l'ordre de 3ns (10 fois la largeur du motif), le temps nécessaire pour balayer un demi-espace n'excède pas la microseconde.

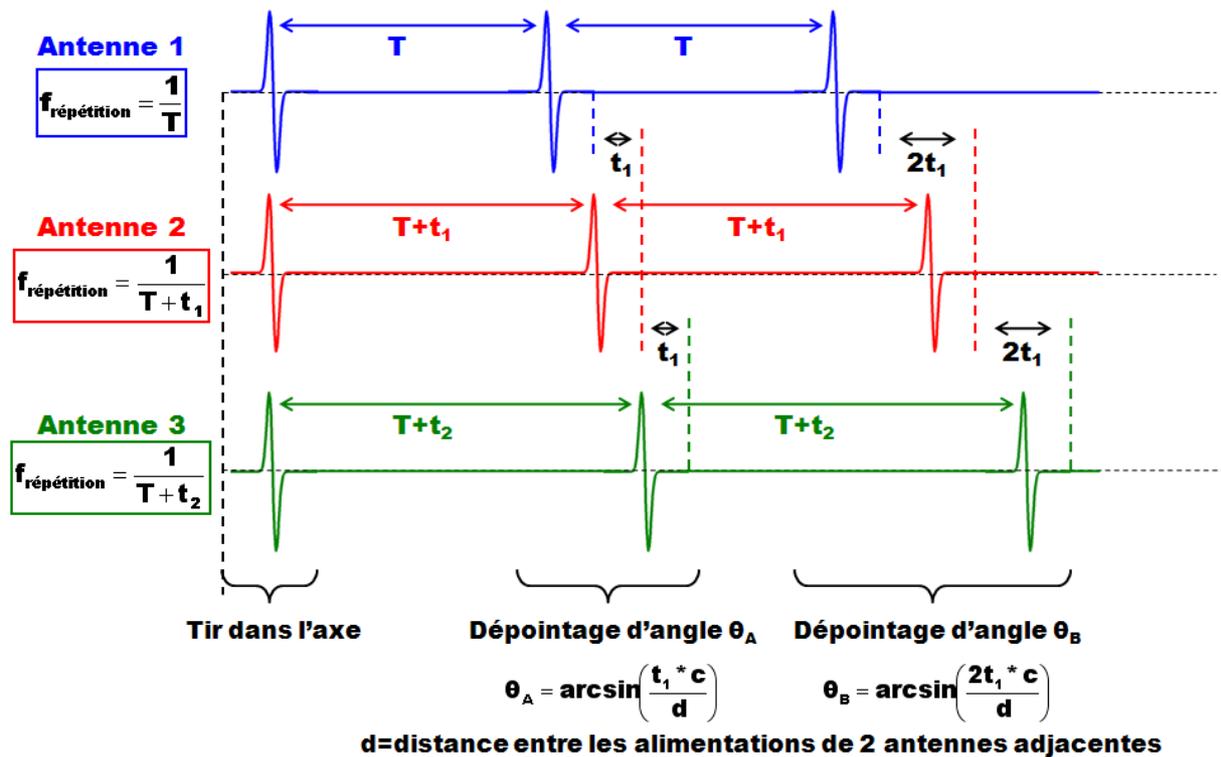


Figure 109 : Trains d'impulsions ayant des fréquences de répétition désaccordées

Avec ce principe, la période P_N des trains d'impulsions alimentant chacune des antennes est donnée par l'équation 23.

$$\text{équation 23 : } P_N = T + t_1(N - 1)$$

où

- N est le numéro de l'antenne,
- P_N est la période du train d'impulsions alimentant l'antenne numéro N (en s),
- T est la période de référence des trains d'impulsions (en s),
- t_1 est le décalage entre les périodes des signaux d'alimentation de deux antennes adjacentes (en s).

Cependant, malgré l'évolution linéaire du décalage entre les impulsions alimentant les antennes i et $i+1$, le pas de dépointage n'est pas tout à fait constant. Comme le montre la Figure 109, si le premier dépointage permet de tirer à un azimut « θ_A », le deuxième entraîne un tir à un azimut θ_B différent de $2\theta_A$. Ce pas non constant, qui augmente légèrement au fur et à mesure des tirs, est simplement dû à la non-linéarité de la fonction arcsinus.

II.2 Caractéristiques du balayage autonome

II.2.1 Tirs dans différentes directions successives

Afin de valider ce principe de balayage autonome, le comportement d'un réseau de 5 antennes Shark, alimentées par des trains d'impulsions de périodicités désaccordées, a été simulé avec le logiciel CST Microwave Studio™ (Figure 110) :

- chaque signal d'alimentation comprend ici 4 impulsions et la période T de référence a été fixée arbitrairement à 1,8ns, ce qui correspond a une durée 6 fois supérieure à la durée d'une impulsion (300ps),
- le décalage t_1 entre les périodes des signaux alimentant deux antennes adjacentes a été fixé à 23,24ps afin que le pas de balayage d'un tir à un autre soit proche de 5°.

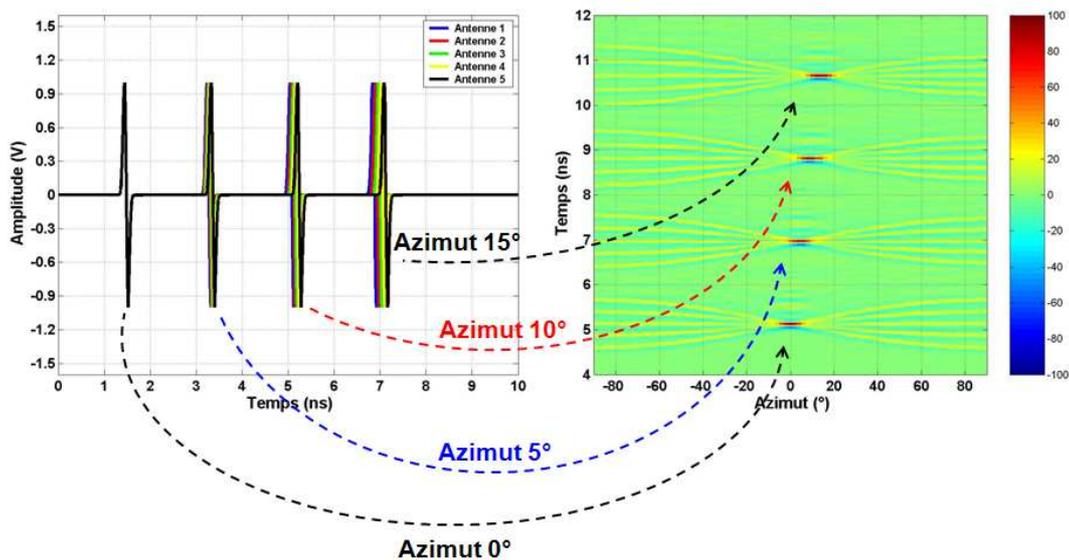


Figure 110 : Balayage discret de 0° à 15° par pas de 5°

Dans cette configuration, une telle architecture de réseau permet de réaliser un balayage de 0° à environ 15° par pas approximatif de 5°. En effet, le Tableau 15 présente les azimuts souhaités et réellement atteints en fonction du temps, la différence de direction étant liée à la non-linéarité de la fonction arcsinus, comme évoqué précédemment (Figure 109).

N° du tir effectué	Azimut théoriquement souhaité	Azimut réellement atteint
1	0°	0°
2	5°	5°
3	10°	10,04°
4	15°	15,16°

Tableau 15 : Impact de la non linéarité de la fonction arcsinus sur le balayage autonome

II.2.2 Pas d'avancement du balayage

A partir de cette constatation, concernant la différence d'azimut entre les directions visées et réellement atteintes, il est intéressant de comparer l'allure du rayonnement transitoire consécutif à un balayage autonome en fonction du pas d'avancement de ce balayage.

Dans cette optique, le Tableau 16 présente les différentes directions atteintes au cours du temps, pour balayer une zone allant de 0° à 45°, dans trois configurations comprenant chacune un pas d'avancement différent. Les pas de dépointage considérés ici sont de 3°, 5°, et 7°, et correspondent respectivement à des décalages t_1 entre les périodes des trains d'impulsions alimentant deux antennes adjacentes de 13,96ps, 23,24ps, et 32,50ps.

Dans ce tableau, les valeurs indiquées en rouge (première parenthèse) correspondent aux azimuts visés (qui auraient été atteints si le pas avait été constant) et les valeurs indiquées en vert (seconde parenthèse) correspondent à l'écart entre l'azimut atteint et l'azimut visé.

N° du tir effectué	Pas d'avancement : 3°	Pas d'avancement : 5°	Pas d'avancement : 7°
	Azimut atteint (azimut visé) (écart en pourcentage)	Azimut atteint (azimut visé) (écart en pourcentage)	Azimut atteint (azimut visé) (écart en pourcentage)
1	0	0	0
2	03,00 (03) (0,00%)	05,00 (05) (0,00%)	07,00 (07) (0,00%)
3	06,01 (06) (0,17%)	10,04 (10) (0,40%)	14,11 (14) (0,79%)
4	09,04 (09) (0,44%)	15,16 (15) (1,07%)	21,45 (21) (2,14%)
5	12,09 (12) (0,75%)	20,40 (20) (2,00%)	29,18 (28) (4,21%)
6	15,17 (15) (1,13%)	25,83 (25) (3,32%)	37,54 (35) (7,26%)
7	18,31 (18) (1,72%)	31,53 (30) (5,10%)	46,99 (42) (11,88%)
8	21,50 (21) (2,38%)	37,60 (35) (7,43%)	
9	24,76 (24) (3,17%)	44,20 (40) (10,50%)	
10	28,11 (27) (4,11%)		
11	31,57 (30) (5,23%)		
12	35,16 (33) (6,55%)		
13	38,92 (36) (8,11%)		
14	42,89 (39) (9,97%)		
15	47,13 (42) (12,21%)		

Tableau 16 : Comparaison de 3 configurations de balayage (pas de 3°, 5°, et 7°)

Les informations données par ce tableau permettent de faire les analyses suivantes :

- Plus le pas de dépointage est faible, plus le nombre de tirs nécessaires pour atteindre un azimut donné est élevé, comme cela était prévisible. Il en résulte un allongement du temps de balayage pour une zone donnée.
- Comme évoqué dans le point précédent, le pas de dépointage n'est pas tout à fait constant. En ce qui concerne les azimuts atteints, les valeurs indiquées montrent clairement que plus le pas de dépointage est élevé, moins les écarts entre les azimuts visés et atteints sont grands (Figure 111).

En effet, lorsque l'azimut visé est de 15° , l'écart est de 1,13% avec un pas d'avancement de 3° contre 1,07% avec un pas d'avancement de 5° . De la même manière, lorsque l'azimut visé est de 35° , l'écart est de 7,43% avec un pas d'avancement de 5° contre 7,26% avec un pas d'avancement de 7° . Ainsi, pour un même azimut visé, l'écart est plus fort lorsque le pas d'avancement diminue.

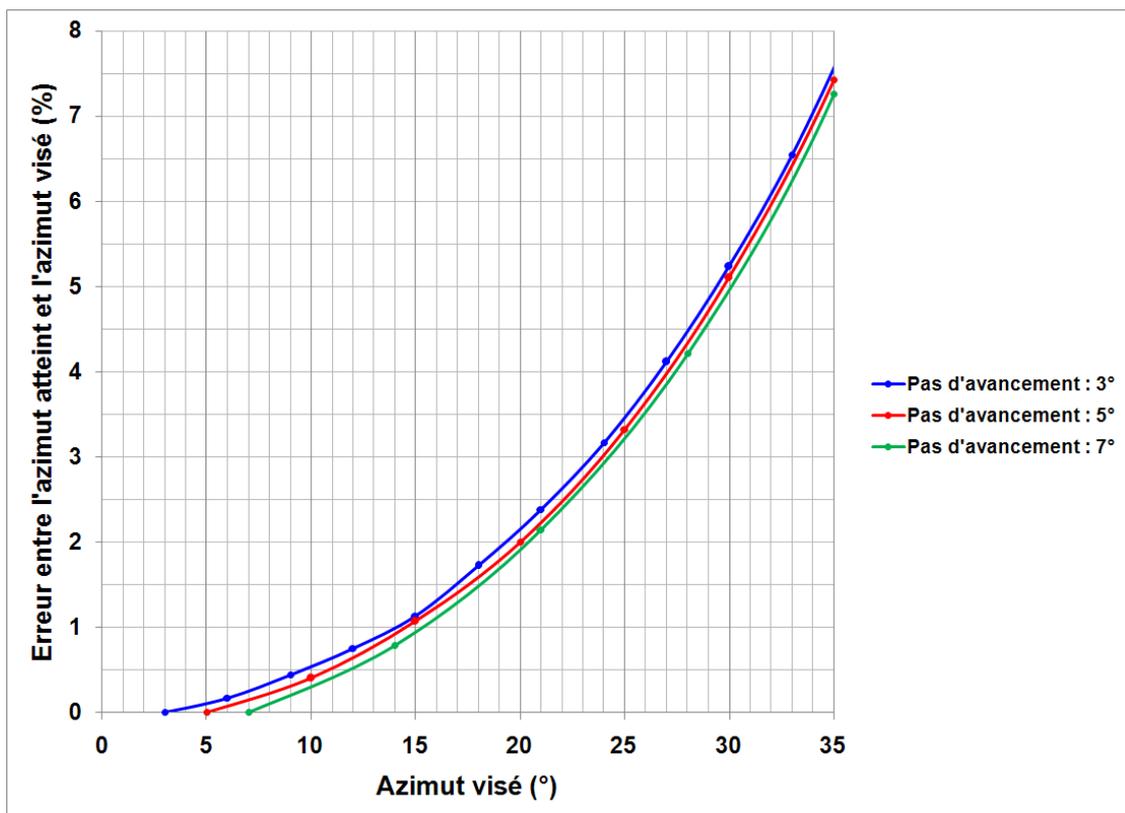


Figure 111 : Erreur entre azimuts visé et atteint en fonction du pas d'avancement

Il convient donc d'avoir recours à un pas d'avancement suffisamment grand pour affaiblir cet écart. En revanche, toujours dans un souci de précision, il convient de balayer une zone avec le plus d'échantillons possibles afin de ne pas passer au travers d'informations capitales.

En somme, un balayage autonome avec un pas d'avancement de 5° semble être un bon compromis dans le but :

- de réaliser un échantillonnage satisfaisant d'une scène,
- de balayer une scène dans un laps de temps le plus faible possible ($<1\mu\text{s}$ par exemple),
- d'atteindre les azimuts souhaités avec une précision satisfaisante.

II.2.3 Dissociation de deux tirs successifs

En plus du pas d'avancement du balayage discret autonome, la dissociation de deux tirs successifs est également un point important à prendre en considération : une trop grande distance entre alimentations d'antennes et/ou un écart temporel trop faible entre impulsions au sein d'un même train peuvent mettre en avant des chevauchements sur la tâche de rayonnement transitoire, non pas au niveau du cœur mais au niveau des branches extérieures, comme le montre la Figure 112.

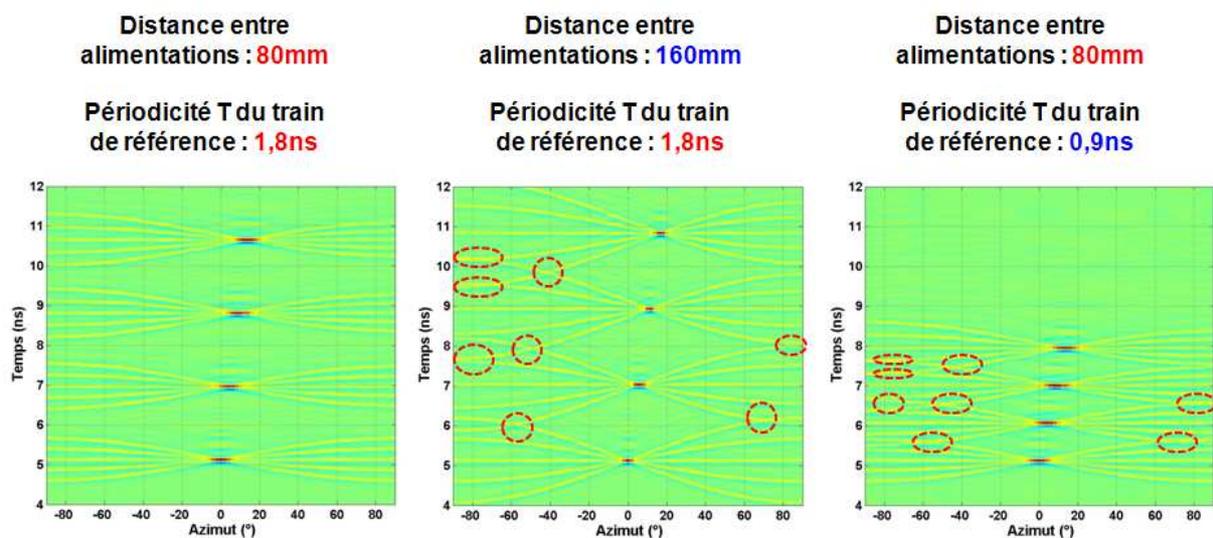


Figure 112 : Phénomène de collisions entre les contributions des antennes extérieures

Ainsi, les potentielles intersections entre contributions extérieures peuvent avoir pour conséquence, non souhaitée, d'intensifier le niveau de champ dans des directions non visées.

Pour limiter ces phénomènes de chevauchements, la solution choisie consiste à disposer les antennes de façon à ce qu'elles soient toutes en contact les unes aux autres (ce qui correspond à une distance entre alimentations de 80mm). Le point mis en avant avec une telle architecture est ainsi la compacité du système. Au niveau de la périodicité des trains d'impulsions d'alimentation, l'accent doit être mis sur la création d'un espacement relativement grand entre tirs par rapport à la largeur d'une impulsion. D'ailleurs, il est à noter que plus cette périodicité est grande, plus la zone couverte par le Radar est profonde car l'impulsion émise a le temps d'aller le plus loin possible avant l'émission d'une nouvelle impulsion.

II.2.4 Etendue du balayage

Grâce à son diagramme de rayonnement transitoire sectoriel dans les deux plans principaux, l'antenne Shark offre la possibilité de réalisation d'un très large balayage angulaire.

Afin de connaître les limites de cette agilité, chacune des 5 antennes du réseau a été alimentée avec un signal comprenant 16 impulsions dans le but de parcourir une zone s'étendant de 0° à 75° par pas de 5° . Dans cette configuration, la période T de référence des trains d'impulsions a été fixée à 4,5ns pour que la distinction entre deux tirs successifs soit la plus claire possible. La Figure 113 présente donc 16 taches de rayonnement, chacune de ces taches étant centrée sur un des azimuts visés.

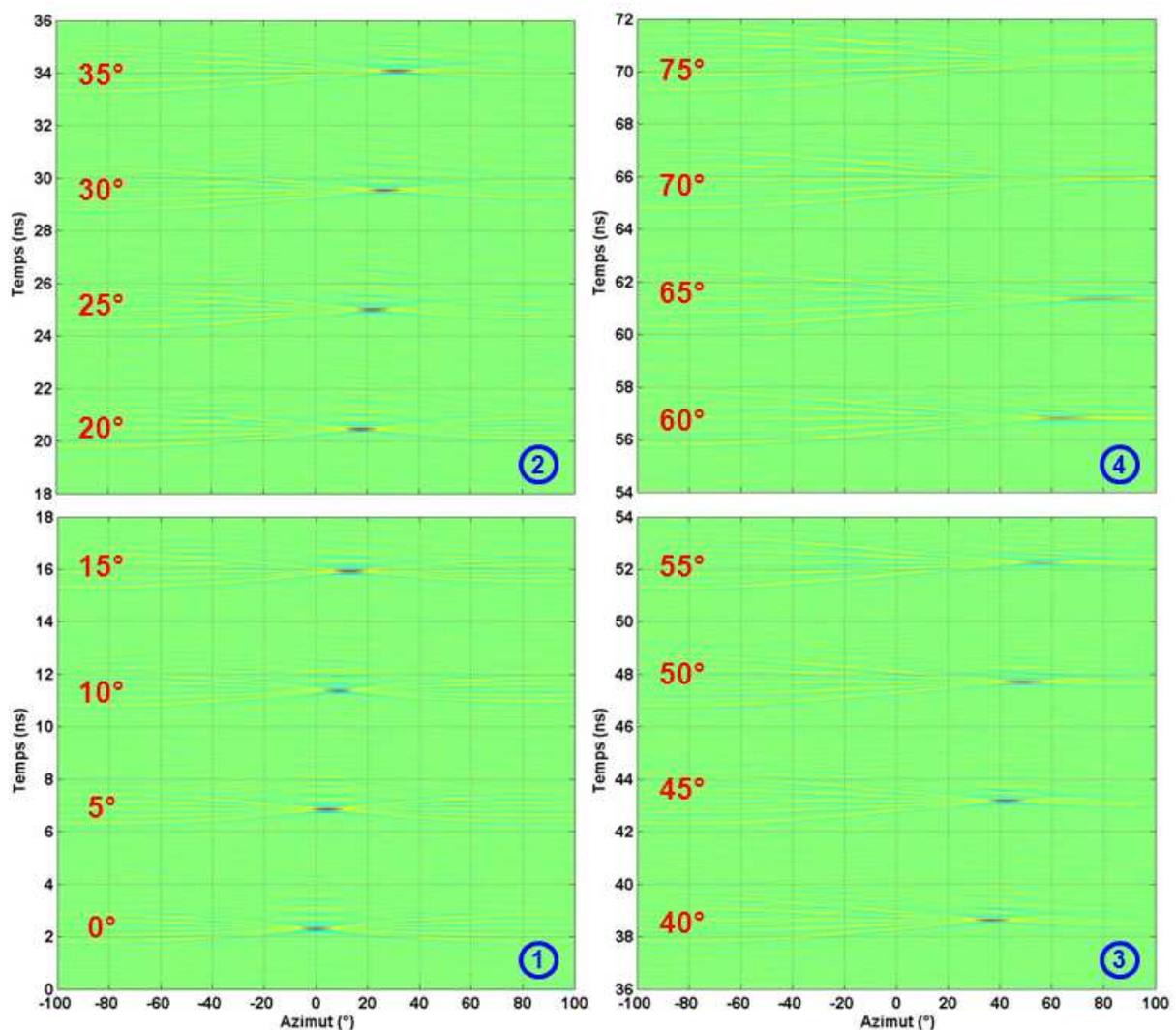


Figure 113 : Balayage discret de 0° à 75° par pas de 5°

En dehors de la création de taches de rayonnement azimuth après azimuth au cours du temps, cette figure met en avant le fait que lorsque l'azimut considéré est très éloigné de l'axe du réseau, la tache de rayonnement correspondante a tendance à s'étaler.

Cet étalement de la tache temporelle s'explique par le fait que lorsque les décalages entre impulsions d'alimentation sont réglés pour réaliser un tir à un azimut θ , ils sont également réglés pour effectuer un tir à l'azimut $180^\circ - \theta$ (Figure 114). Ainsi, au fur et à mesure de l'éloignement de l'azimut θ par rapport à l'axe du réseau, les tirs réalisés aux azimuts θ et $180^\circ - \theta$ se rapprochent l'un de l'autre.

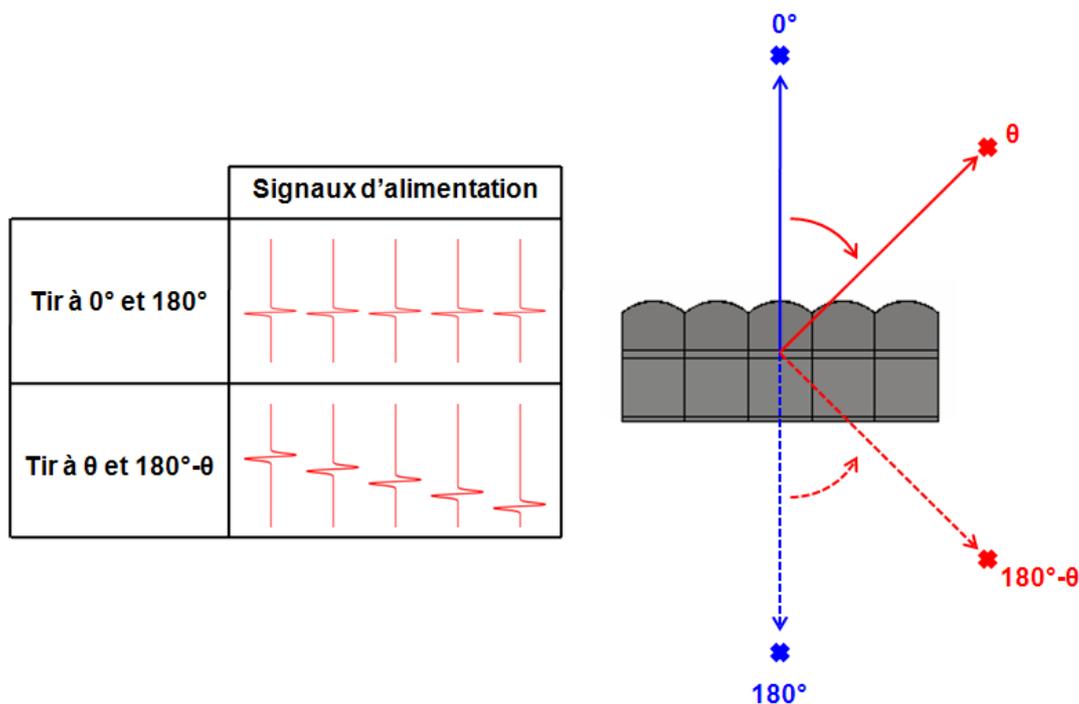


Figure 114 : Création d'un second tir dans le demi-plan opposé

De plus, comme évoqué dans la partie précédente (Figure 108), les branches de la pieuvre ne sont plus réparties symétriquement autour du cœur, en raison d'une différence de marche plus importante dans le demi-plan opposé à la direction visée que dans le demi-plan d'appartenance de cette dernière. Il en résulte donc que, dans le demi-plan d'appartenance des deux tirs réalisés aux azimuts θ et $180^\circ - \theta$, la distance séparant les branches les plus éloignées l'une de l'autre diminue, ce qui a pour effet d'élargir la tache temporelle, comme illustré sur la Figure 115.

Il est toutefois à préciser que la visibilité du second tir réalisé à l'azimut $180^\circ - \theta$ dépend du diagramme de rayonnement du réseau. Dans le cas du réseau constitué de 5 antennes Shark, ce second tir n'est pas visible en raison d'un rayonnement favorisé dans le demi-plan avant. Cependant, lorsque l'azimut visé s'éloigne de l'axe, le phénomène de rétrécissement de la distance séparant les branches les plus éloignées l'une de l'autre est quant à lui bien visible.

Afin de bien visualiser ce phénomène, et notamment d'observer le rapprochement des tirs effectués aux azimuts θ et $180^\circ - \theta$, la Figure 115 présente les taches de rayonnement résultantes de tirs effectués tous les 15° , à l'aide de 2 réseaux différents :

- un réseau de 5 antennes omnidirectionnelles,
- un réseau de 5 antennes Shark.

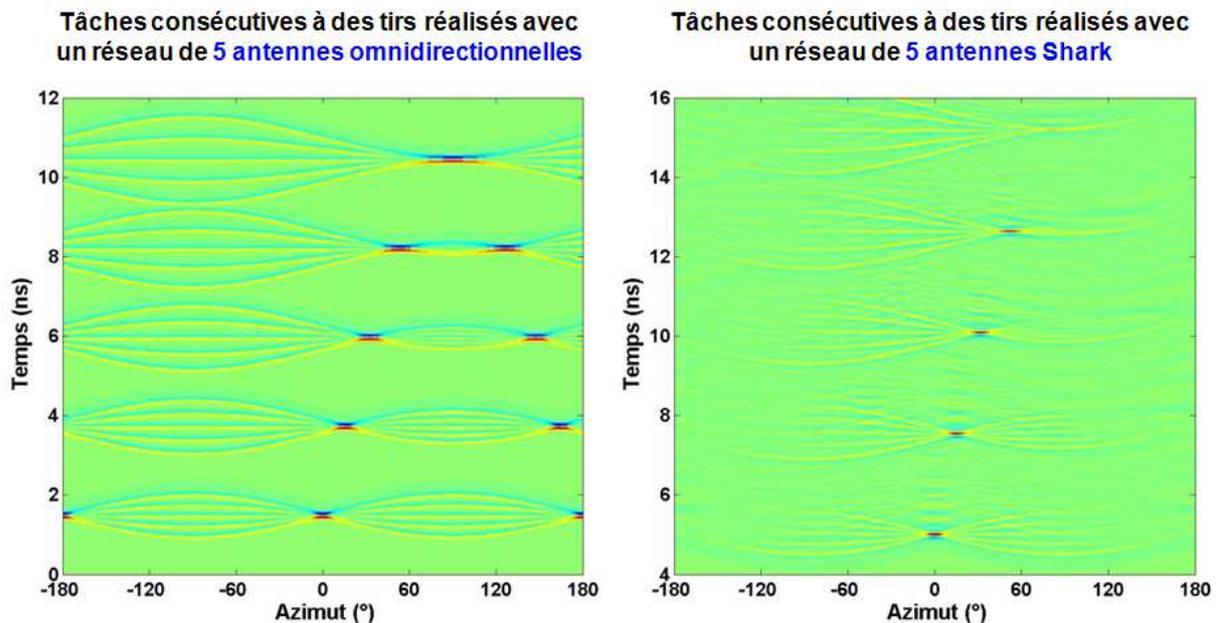


Figure 115 : Elargissement des taches de rayonnement pour $\theta \gg 0^\circ$

Par ailleurs, le diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire est tel que la focalisation de la somme des champs rayonnés diminue lorsque l'azimut visé s'éloigne de l'axe. Par rapport au niveau de champ maximal rayonné (obtenu à l'azimut 0°), la perte de niveau va de 3,85% lorsque l'azimut visé est de $\pm 5^\circ$ à plus de 60% lorsque cet azimut est de $\pm 70^\circ$ (Figure 116). De la même manière, on observe une augmentation exponentielle de l'étalement de la tache de rayonnement, définie comme l'ouverture à mi-niveau, au fur et à mesure de l'éloignement de l'azimut 0° . A partir des azimuts $\pm 60^\circ$, les taches de rayonnement subissent un étalement d'un facteur supérieur à 2,5 alors qu'il n'est que de 1,11 pour les azimuts $\pm 5^\circ$.

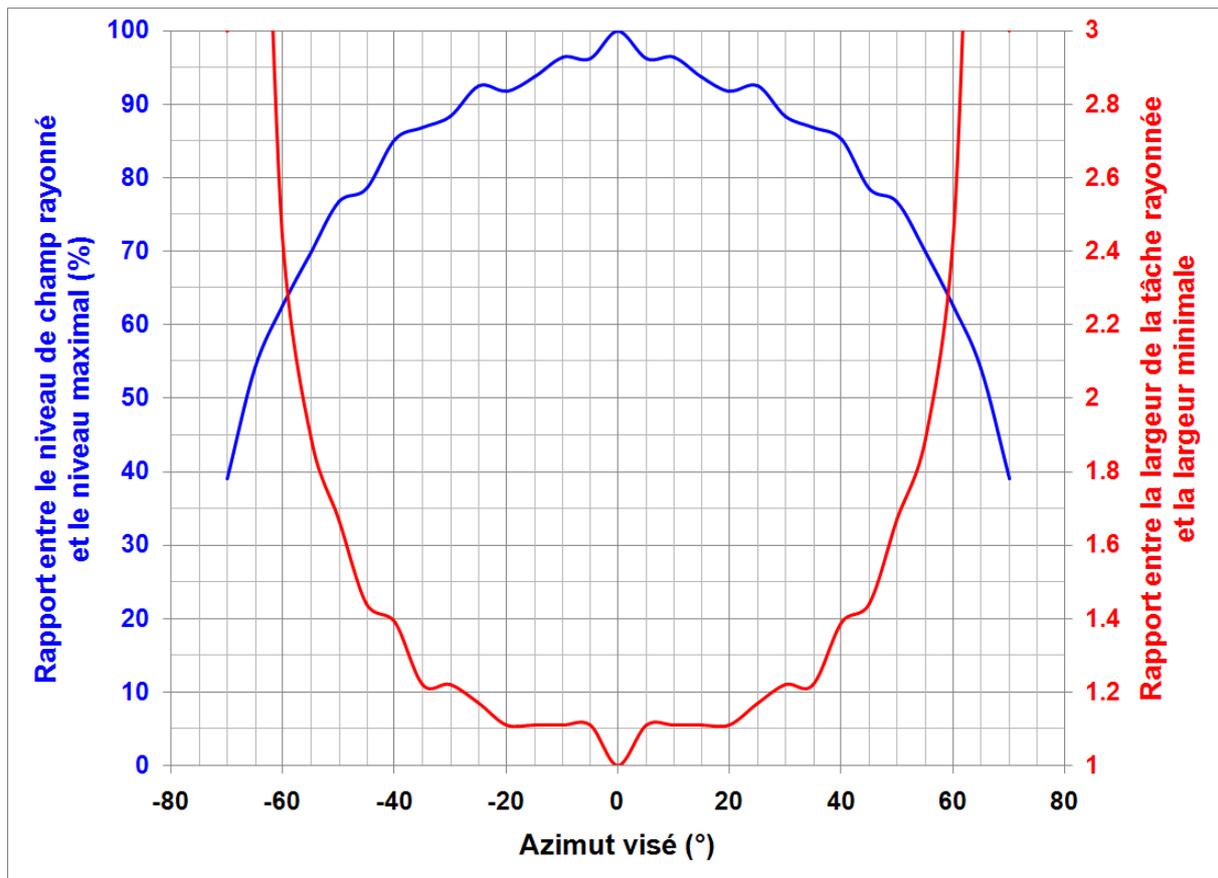


Figure 116 : Dispersion de l'énergie au fur et à mesure de l'éloignement de l'azimut 0°

Dans ces conditions, afin de focaliser un maximum d'énergie dans les différentes directions successives visées, le balayage autonome de ce réseau de 5 antennes Shark se doit d'être limité à une zone s'étendant de -55° à $+55^\circ$. En effet, ces directions correspondent à un bon compromis entre :

- une plage de balayage la plus grande possible,
- une perte maximale de niveau suffisamment faible pour que la tâche de rayonnement correspondante puisse être considérée comme un tir (aux azimuts $\pm 55^\circ$, la perte n'est «que» de 30% par rapport au niveau rayonné dans l'axe),
- un étalement de la tâche transitoire le plus faible possible (aux azimuts $\pm 55^\circ$, elle subit un étalement d'un facteur inférieur à 2 par rapport à la largeur de la tâche rayonnée dans l'axe).

Ces grandeurs (perte maximale de niveau de 30% et étalement d'un facteur inférieur à 2) paraissent être raisonnables dans le sens où la dispersion d'énergie est grandissante avec l'éloignement de l'azimut visé. Il est à noter que si l'antenne élémentaire avait été plus directive que l'antenne Shark, la plage de balayage aurait été plus faible en raison d'une perte de niveau plus forte au fur et à mesure des tirs.

II.3 Mise en œuvre du balayage autonome

Etant donné que la faisabilité d'un balayage de zone autonome repose sur la création de décalages très précis entre les signaux alimentant deux antennes adjacentes, le recours à un générateur optoélectronique est opportun. L'idée envisagée pour mettre en œuvre ce concept novateur est présentée sur la Figure 117 :

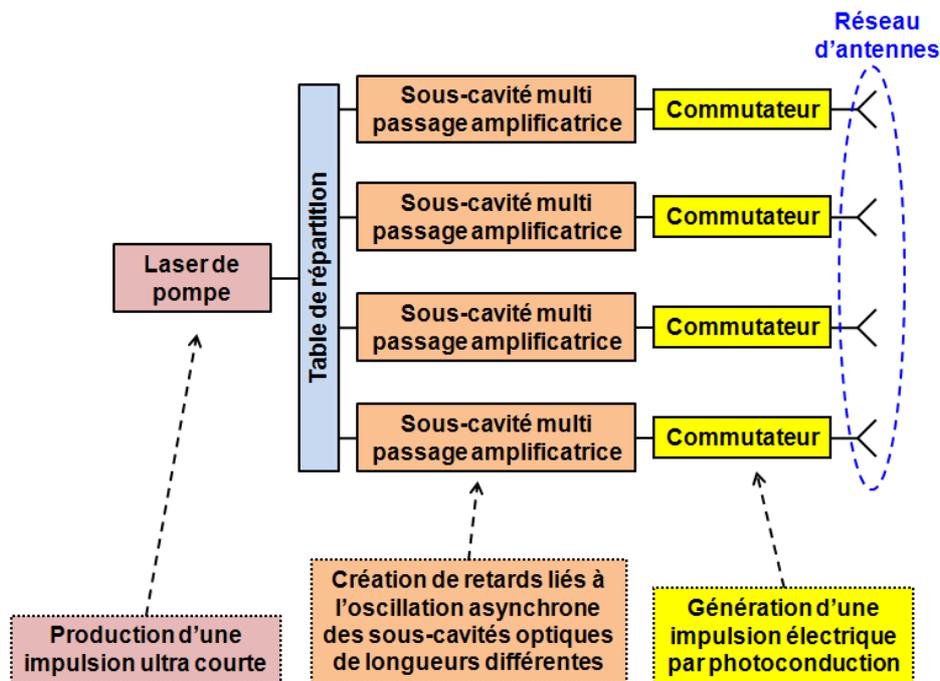


Figure 117 : Description du mode de réalisation du balayage autonome

- Une source laser élémentaire produit une seule impulsion ultra courte, de l'ordre de quelques dizaines de picosecondes.
- Cette source laser alimente plusieurs sous-cavités multi passage amplificatrices, de longueurs différentes, permettant de générer des impulsions optiques avec des fréquences de répétition différentes. Les impulsions optiques subdivisées ont en effet des temps d'aller-retour différents dans ces cavités, et c'est leur association qui est à la base du balayage autonome.
- En sortie de chacune des sous-cavités, un commutateur optoélectronique permet de générer un train d'impulsions électroniques, chargé d'alimenter l'antenne associée sans gigue temporelle significative. L'énergie de l'impulsion optique obtenue en sortie des sous-cavités est ici suffisamment forte pour pouvoir commuter un semi-conducteur optoélectronique (typiquement de l'ordre de $10\mu\text{J}$).
- Chaque antenne étant alimentée par une source qui lui est propre, un réglage adéquat des retards (via une longueur de sous-cavité) permet donc de définir les directions d'émission des ondes électromagnétiques, de façon discrète, azimut par azimut.

Afin de générer les impulsions optiques avec des fréquences de répétition différentes, les différentes sous-cavités utilisées peuvent être assimilées à des boucles optiques de longueurs différentes, comme le montre la Figure 118 :

- L'unique impulsion générée par le laser est divisée en autant de sous-impulsions que d'antennes au sein du réseau.
- Ces sous impulsions peuvent être acheminées par des lignes à retards dont les longueurs dépendent de l'azimut de départ souhaité pour réaliser le balayage autonome. En effet, dans l'exemple de la Figure 110, la première direction visée était celle correspondant à l'azimut 0° et les autres directions étaient définies avec un pas d'avancement de 5° . Grâce à l'utilisation de lignes à retards adéquates, il est possible de modifier la première direction visée afin que le balayage autonome se fasse de manière symétrique, de -55° à $+55^\circ$ par exemple.
- Après avoir été retardée pour définir la première direction visée, chacune des sous-impulsions optiques entre dans une boucle amplificatrice, dont la longueur permet de contrôler la période du train d'impulsions. En fin de boucle, l'impulsion optique est divisée en deux parties égales : l'une sort de la boucle pour alimenter l'antenne associée tandis que la seconde reste dans la boucle pour créer une nouvelle impulsion d'alimentation. Pour compenser cette division, une amplification de l'impulsion est nécessaire dans la boucle afin que les signaux générés soient de même niveau.

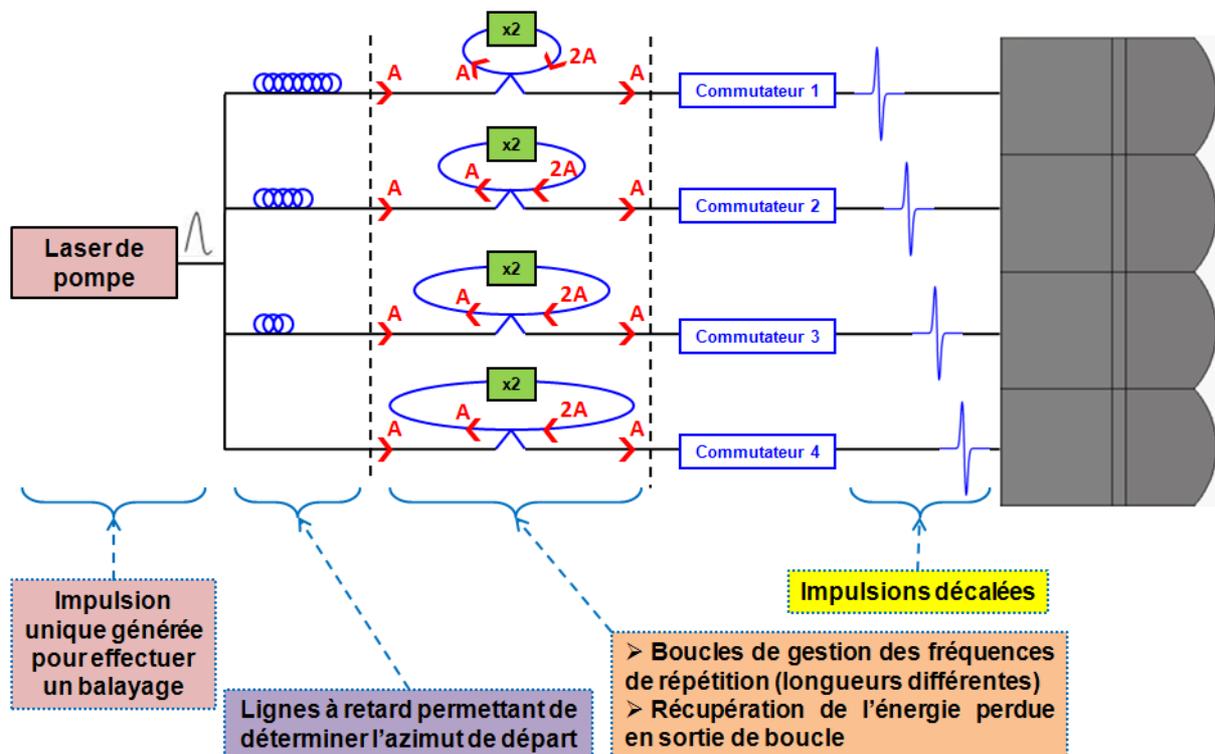


Figure 118 : Assimilation des sous-cavités à des boucles

La création de fréquences de répétition différentes à l'aide d'un système de boucles n'est qu'une «image» relativement simple permettant de bien comprendre le principe de génération d'impulsions désaccordées. La Figure 119 présente de façon plus rigoureuse le fonctionnement d'une sous-cavité multi passage amplificatrice [46][47]. Une telle cavité intègre un milieu amplificateur pour régénérer l'onde optique subdivisée en sous-impulsions ainsi qu'une porte optique pour extraire le signal de balayage. Ainsi, deux miroirs réfléchissants encadrent un milieu amplificateur et un modulateur acousto-optique (MAO).

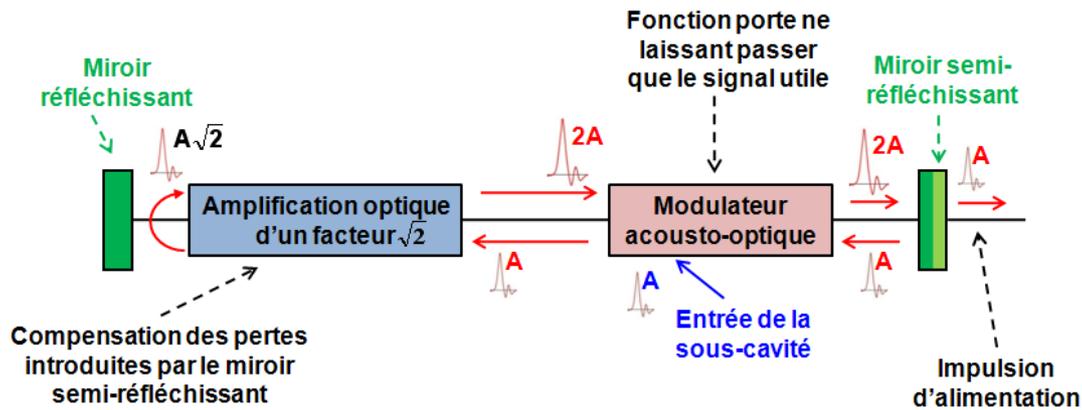


Figure 119 : Description d'une sous-cavité multi passage amplificatrice

À son entrée dans la sous-cavité, via le modulateur acousto-optique, une impulsion optique de niveau A est amplifiée deux fois d'un facteur $\sqrt{2}$, en raison d'une réflexion sur un miroir 100% réfléchissant. Il en résulte une amplification par 2 sur un aller-retour dans la sous-cavité. Cette impulsion amplifiée est ensuite acheminée vers le MAO, dont le comportement est analogue à celui d'un interrupteur. En effet, le rôle du MAO est ici d'introduire l'impulsion optique dans la sous-cavité, de laisser osciller cette impulsion autant de fois que nécessaire, et d'interrompre le phénomène oscillatoire lorsque le nombre d'impulsions générées est satisfaisant.

Classiquement utilisé pour traduire une fréquence porteuse laser, le fonctionnement d'un MAO est basé sur l'interaction entre une onde optique et une onde acoustique qui se propage dans un cristal présentant des propriétés photo-élastiques (Figure 120) [48][49]. En fonction d'une tension périodique appliquée aux bornes de ce cristal, une onde ultrasonore se propage à l'intérieur du milieu d'interaction et en modifie les propriétés. Il se crée alors un réseau d'indice de réfraction sinusoïdal qui a pour effet de dévier le faisceau laser. Ainsi, quand un signal radiofréquence est appliqué aux bornes du cristal d'un MAO, des ordres de diffraction apparaissent. Ces derniers n'étant pas alignés avec l'axe de la cavité, ils agissent comme des pertes et le MAO se comporte comme un interrupteur ouvert.

De plus, un modulateur acousto-optique étant un élément symétrique, l'entrée d'une sous-impulsion dans la cavité peut se faire par la même voie que celle empruntée par la sortie diffractée (en bleue). Ainsi, une fois entrée dans la cavité, une sous-impulsion optique y fait des allers-retours en empruntant les mêmes voies que celles empruntées respectivement par les faisceaux incident (en rouge) et non diffracté (en vert).

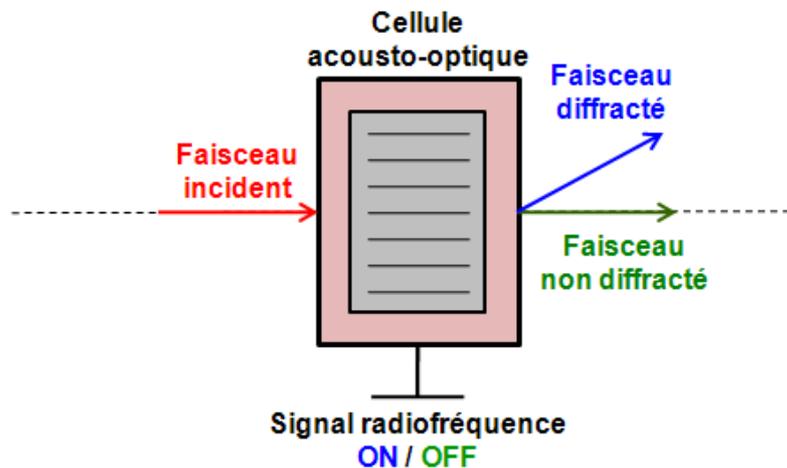


Figure 120 : Principe de fonctionnement d'un MAO

Enfin, à la sortie non diffractée de ce MAO, un miroir semi-réfléchissant divise l'impulsion en deux parties égales :

- l'une est dirigée vers le commutateur pour alimenter l'antenne,
- l'autre retourne dans la sous-cavité (délimitée par les deux miroirs) pour créer un nouveau signal, qui sera divisé en deux parties égales après y avoir fait un aller-retour.

Au sein de cette sous-cavité multi passage amplificatrice, la valeur de la fréquence de répétition du train d'impulsions alimentant l'antenne est liée à la distance séparant le miroir semi-réfléchissant et le MAO. En effet, la création d'un décalage t_1 (Figure 109) entre les périodes des signaux alimentant deux antennes adjacentes peut être réalisée avec une très grande précision puisqu'un déplacement de ce miroir sur une distance de 1mm par exemple correspond à un décalage temporel de 6ps, après un aller-retour dans la sous-cavité.

Cependant, il est important de noter que l'amplification optique, permettant de garder un niveau de sortie constant d'une impulsion à une autre, ne doit pas être supérieure aux pertes engendrées au niveau du miroir semi-réfléchissant. En effet, la sous-cavité optique ne serait dans ce cas rien d'autre qu'un milieu amplificateur, délimité par deux miroirs, dans lequel les rayons lumineux resteraient confinés. Une telle configuration aurait pour conséquence de rendre la cavité autonome et de faire fonctionner l'amplificateur en régime laser.

Pour s'affranchir d'un tel comportement, il est nécessaire que l'amplification optique soit à peine inférieure aux pertes engendrées, c'est-à-dire que la compensation des pertes doit être suffisante sans toutefois être excessive. Comme le montre la Figure 121, le phénomène résultant de cette contrainte est une légère décroissance, maîtrisée, du niveau des impulsions optiques dirigées vers le commutateur, au fur et à mesure des allers-retours dans la sous-cavité.

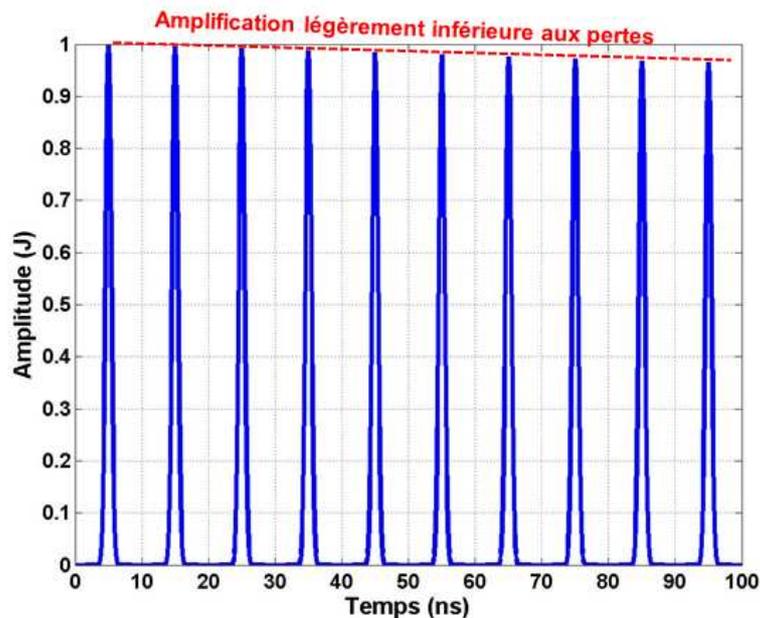


Figure 121 : Décroissance du niveau des impulsions en sortie de la sous-cavité

Finalement, la génération d'une seule impulsion optique en sortie du laser est suffisante pour balayer automatiquement une zone, en raison de la création de multiples impulsions désaccordées dans les sous-cavités régénératrices. C'est ce principe qui rend cette méthode de balayage autonome. En ce qui concerne le nombre d'impulsions générées par chacune des sous-cavités, il peut-être contrôlé en modulant le signal radiofréquence du modulateur acousto-optique, par un signal rectangle par exemple. Ainsi, en ayant recours à un signal de modulation adéquat, un nombre maîtrisé d'allers-retours peut être autorisé.

III Application à la détection électromagnétique

A partir de ce concept innovant de balayage discret, autonome, et rapide, il s'agit de s'intéresser à l'obtention de l'image électromagnétique de la scène balayée. Pour ce faire, une scène a été simulée sous le logiciel CST Microwave StudioTM et deux traitements de signaux adaptés ont été élaborés sous Matlab, chacun de ces traitements étant associé à une configuration de réception particulière.

III.1 Analyse d'une scène en simulation

Pour être le plus efficace possible, un balayage de zone à l'aide d'un réseau de 5 antennes Shark doit s'étendre de -55° à $+55^\circ$ par pas de 5° , comme évoqué dans la partie précédente. En effet, dans ces conditions, la perte de niveau au fur et à mesure des tirs est moindre et l'étalement de la tache relative à chacun des tirs est limité. De plus, un pas de 5° est un bon compromis entre une discrétisation suffisante de la scène et une minimisation de l'écart entre l'azimut visé et l'azimut réellement atteint.

La Figure 122 présente la constitution de la scène analysée et la configuration du système en émission :

- Le réseau d'émission est constituée de 5 antennes Shark.
- 3 cibles sphériques identiques, de 60mm de diamètre, sont positionnées aux coordonnées $(-35^\circ; 1300\text{mm})$, $(30^\circ; 900\text{mm})$, et $(30^\circ; 1300\text{mm})$. Ainsi, deux cibles ont un azimut en commun et deux cibles sont situées à une profondeur de champ identique.
- Le motif élémentaire d'alimentation utilisé est une impulsion à valeur moyenne nulle couvrant une décade de bande à -10dB et contenant la bande $[800\text{MHz} - 8\text{GHz}]$. Son temps de montée est de l'ordre de 56ps et sa durée est de l'ordre de 300ps (Figure 97).
- Afin que la réponse de la cible la plus éloignée ait le temps d'être entièrement reçue avant d'émettre l'impulsion suivante, la période T de référence des trains d'impulsions alimentant chacune des 5 antennes a été fixée à 10ns , ce qui correspond à une propagation sur une distance de 3m .

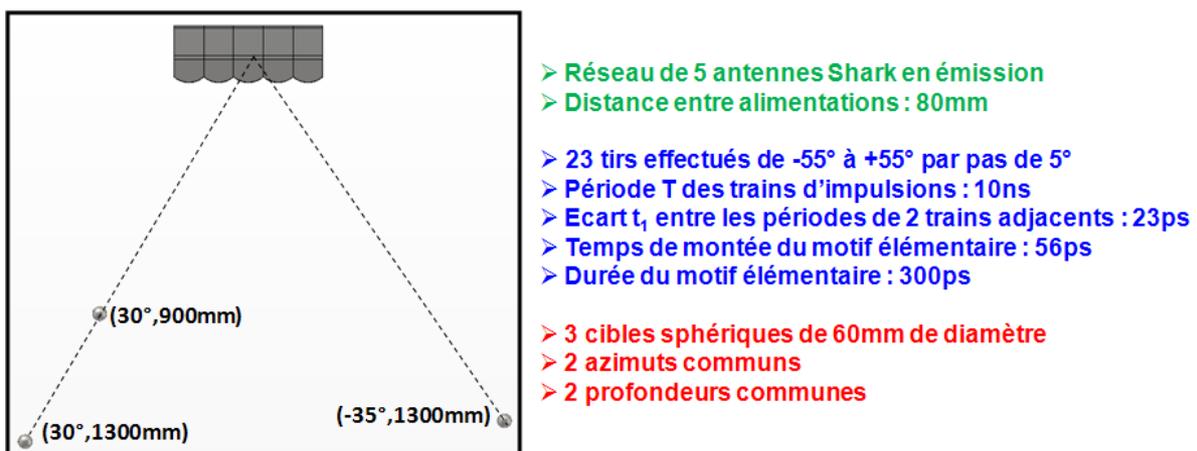


Figure 122 : Configuration de la scène analysée

III.2 Traitement adapté à un seul récepteur

Afin de remonter à une image électromagnétique de cette scène, le premier traitement numérique mis en œuvre est adapté à une configuration ne comprenant qu'une seule antenne de réception.

III.2.1 Configuration de réception

Comme l'indique la Figure 123, cette antenne de réception (représentée par une sonde idéale omnidirectionnelle dans le logiciel CST) a été placée au dessus du réseau d'émission, à une hauteur de 150mm par rapport à l'axe d'alimentation des antennes du réseau, dans l'axe vertical de l'antenne centrale. Pour ce traitement, le balayage autonome étant symétrique, il est en effet indispensable que la réception soit centrée par rapport à l'espace balayé et synchronisée avec le signal d'alimentation de l'antenne centrale du réseau.

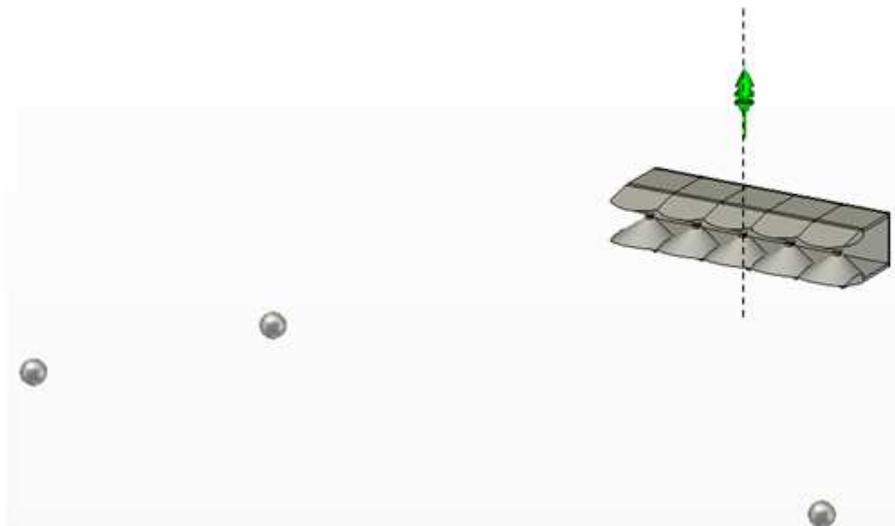


Figure 123 : Configuration à 5 émetteurs et 1 récepteur

Dans cette configuration, la scène à analyser est balayée deux fois (avec et sans cibles) pour s'affranchir des échos fixes, principalement liés aux couplages variables entre antennes. En effet, ces couplages sont variables dans le sens où la direction visée évolue avec le temps, ce qui implique des signaux de couplage différents entre antennes d'un tir à un autre. Contrairement à une configuration de type SAR, où les signaux de couplage entre antennes sont identiques pour toutes les positions du Radar au cours de son déplacement, les signaux de couplage variables engendrés par un balayage autonome ne peuvent pas être supprimés a posteriori dans la configuration où un seul récepteur est utilisé. Dans une situation opérationnelle, on peut imaginer que ces signaux de couplages aient été mesurés au préalable pour une configuration Radar identique.

III.2.2 Découpage des signaux de réception

La scène étant balayée deux fois, une fois à vide et une fois en présence des cibles, la sonde de réception enregistre deux signaux différents, au sein desquels prédominent les échos fixes. Une fois le signal enregistré après balayage à vide soustrait du signal enregistré après balayage en présence des cibles, le signal à la base du traitement numérique est celui présenté sur la Figure 124. Cette figure présente également le train d'alimentation de l'antenne centrale du réseau, qui sert d'étalon pour découper le signal utile en plusieurs fenêtres, afin d'associer chacune des contributions à une des directions visées au cours du balayage.

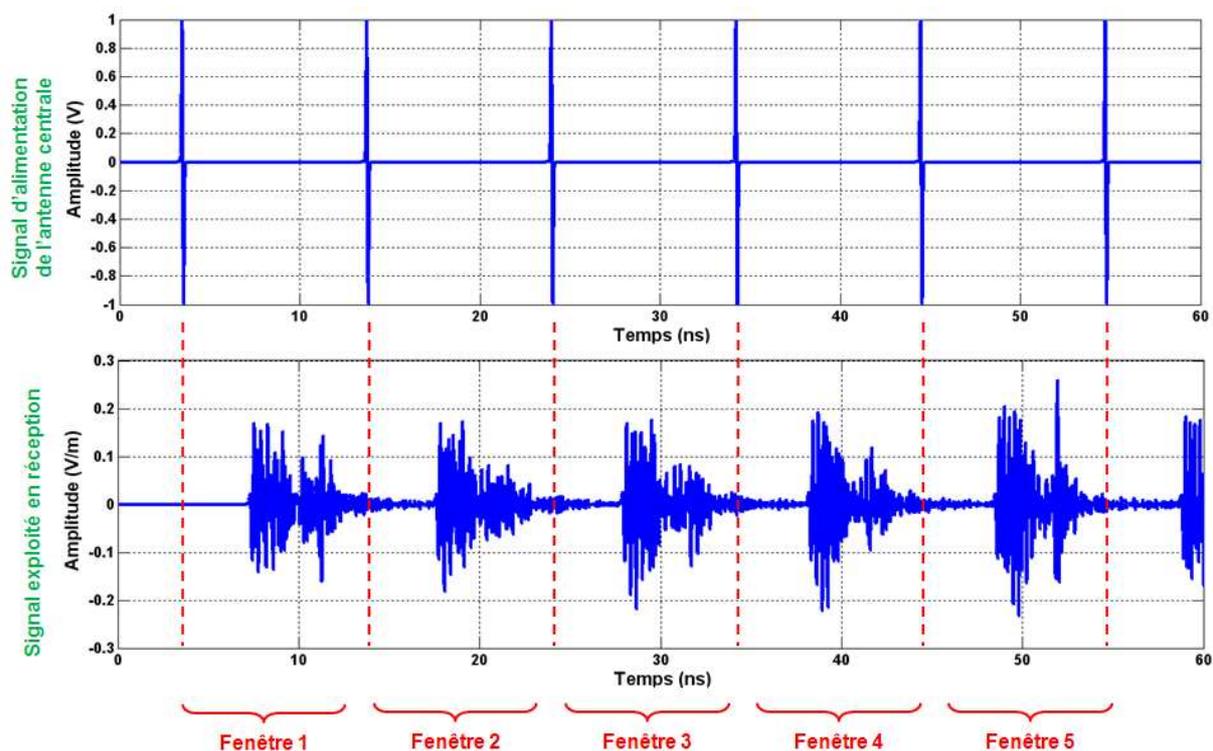


Figure 124 : Découpage du signal utile en plusieurs fenêtres

Suite à ce découpage, une «matrice de réponses des cibles», contenant la réponse à chacun des 23 tirs effectués en fonction du temps, est obtenue. La Figure 125 présente cette matrice, en valeur absolue et normalisée, pour laquelle la compensation de la décroissance du champ en $1/r$ a été effectuée. Dans un souci de visibilité, cette figure présente également le résultat d'une interpolation des réponses, permettant le passage d'une discrétisation spatiale de 5° à une discrétisation spatiale de 1° .

Cette matrice de réponses des cibles met en évidence 3 taches de rayonnement, chacune d'elles étant représentative d'une des 3 cibles sphériques. Chacune de ces taches s'apparente à une pieuvre constituée d'un cœur et de 5 branches, le nombre de branches étant lié au nombre d'antennes dans le plan horizontal de balayage.

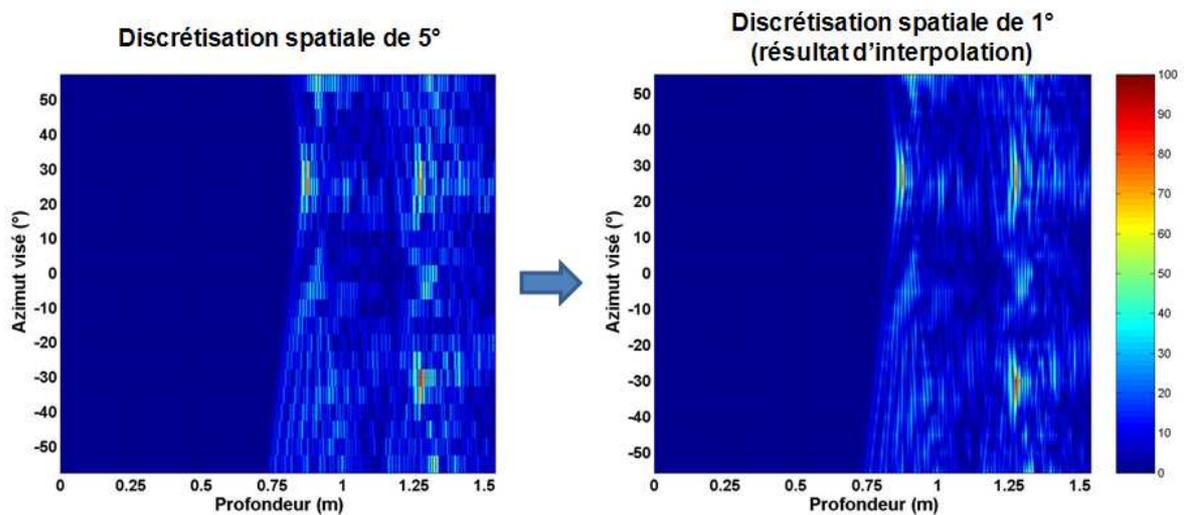


Figure 125 : Réponses des cibles en fonction de l'azimut visé et du temps

III.2.3 Création d'une matrice de pondération

Pour remonter à une image électromagnétique de la scène à partir de cette matrice de réponses, l'idée est de s'inspirer de la méthode développée dans le premier chapitre avec l'algorithme de sommation cohérente. Dans le cadre de cette méthode, l'objectif était de chercher les valeurs appartenant à une hyperbole de migration, consécutive à un déplacement de type SAR, et à les sommer au niveau du sommet de cette dernière. Par analogie, l'idée est ici de chercher les valeurs appartenant à une pieuvre et de les sommer au niveau du cœur de cette dernière.

Pour ce faire, il est nécessaire d'appliquer des coefficients de pondérations afin de prendre en considération les deux points suivants :

- Comme évoqué dans la partie précédente, le niveau de champ rayonné est maximal dans l'axe du réseau et décroît quand l'azimut de dépointage s'éloigne de l'azimut 0° . Cette décroissance doit donc être compensée pour renforcer l'amplitude des signaux enregistrés en dehors de l'azimut central.
- Au sein d'une pieuvre, le niveau de champ sur les tentacules est plus faible que le niveau de champ au niveau du cœur, en raison d'une dispersion d'énergie. Globalement, le niveau diminue au fur et à mesure que l'azimut considéré s'éloigne du cœur de la pieuvre. L'application d'un coefficient de pondération doit donc permettre de prendre en compte cette évolution de niveau de champ au sein d'une pieuvre.

A l'aide de 23 simulations (une simulation par direction visée), les niveaux de champs rayonnés tout autour du réseau de 5 antennes Shark ont été évalués (Figure 126) et ont permis de construire la matrice de pondération de la Figure 127. Toujours dans un souci de visibilité, cette figure présente la matrice de pondération pour des discrétisations spatiales de 5° et de 1° .

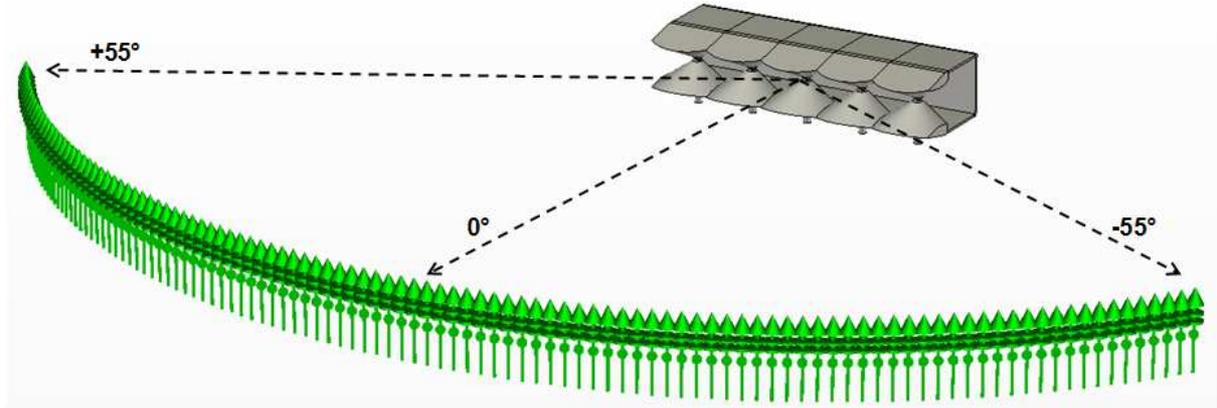


Figure 126 : Relevé des niveaux de champ autour du réseau de 5 antennes Shark

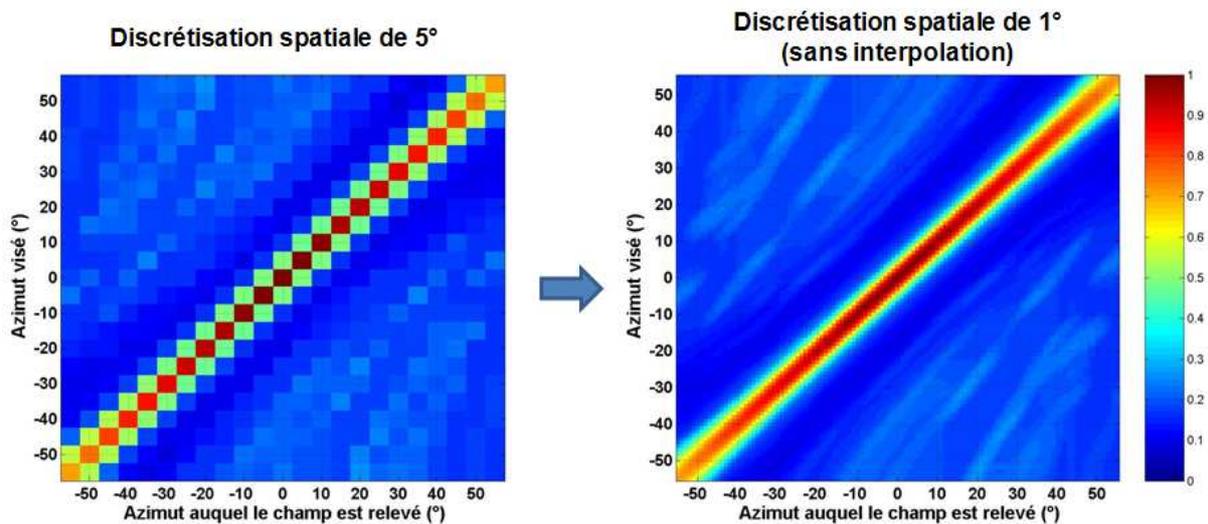


Figure 127 : Matrice de pondération relative au réseau de 5 antennes Shark

Avec un coefficient de pondération égal à 1, cette matrice de pondération montre bien que le niveau de champ maximal est relevé dans l'axe lorsque l'azimut visé est 0° (centre de la matrice de pondération). De la même manière, la diagonale illustre bien le fait que le niveau de champ décroît au fur et à mesure que l'azimut de dépointage s'éloigne de l'azimut 0° .

III.2.4 Elaboration de l'algorithme de traitement

En ayant recours à cette matrice de pondération, le traitement de signal est basé sur l'isolement des différents cœurs de pieuvres, et se déroule comme suit :

- 1) Dans un premier temps, le point correspondant à la valeur maximale de la matrice de réponses des cibles (Figure 125) est recherché. Une fois identifié, tous les niveaux de champ appartenant aux branches de la pieuvre (Figure 128) dont ce point est le cœur sont déduits et sommés, grâce à la matrice de pondération.

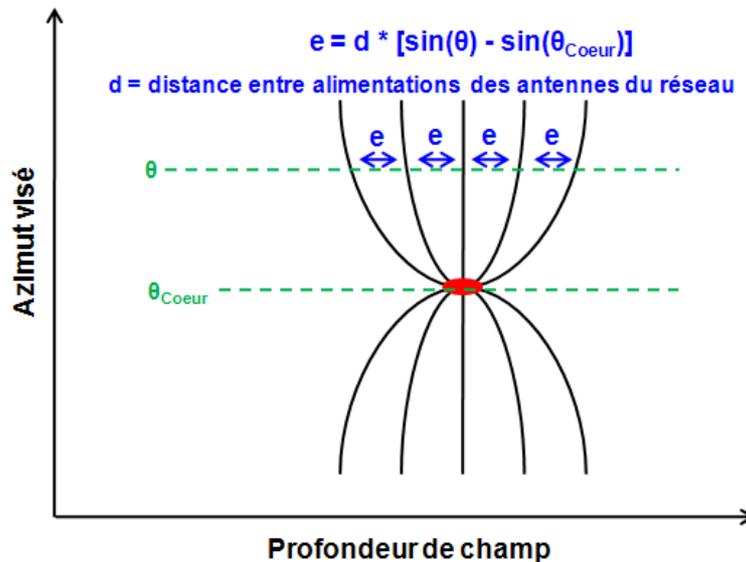


Figure 128 : Recherche des valeurs appartenant à une pieuvre

En effet, à la valeur maximale identifiée sur la matrice de réponses correspond un azimut visé, dénommé θ_{Coeur} . A partir de cette information, la représentation de la figure précédente et la matrice de pondération permettent d'évaluer le niveau de champ à un azimut θ (équation 24) et donc d'en déduire l'ensemble des niveaux de champ sur la pieuvre.

$$\text{équation 24 : } E(\theta) = E(\theta_{\text{Coeur}}) \cdot \frac{\text{Coeff}(\theta, \theta_{\text{Coeur}})}{\text{Coeff}(\theta_{\text{Coeur}}, \theta_{\text{Coeur}})}$$

où

- $E(\theta)$ est le niveau de champ déduit à l'azimut θ (en V/m),
- $E(\theta_{\text{Coeur}})$ est le niveau de champ relevé à l'azimut θ_{Coeur} (en V/m),
- $\text{Coeff}(\theta, \theta_{\text{Coeur}})$ est le coefficient de pondération relatif à un niveau relevé à l'azimut θ lorsque l'azimut θ_{Coeur} est visé,
- $\text{Coeff}(\theta_{\text{Coeur}}, \theta_{\text{Coeur}})$ est le coefficient de pondération relatif à un niveau relevé à l'azimut θ_{Coeur} lorsque l'azimut θ_{Coeur} est visé. Il permet de compenser la décroissance de niveau rayonné engendrée par l'éloignement de l'azimut 0° .

- 2) Après avoir enregistré en un point la somme des champs appartenant à cette pieuvre (énergie totale sur les tentacules) dans une matrice Image (Figure 129), l'ensemble de la pieuvre considérée est soustraite de la matrice de réponses des cibles (Figure 130). En effet, une fois un cœur de pieuvre isolé, il n'est plus nécessaire de conserver les données qui appartiennent à la pieuvre traitée puisqu'elles viennent d'être sommées. Ces informations déjà exploitées ne présentent donc plus d'intérêt. Sur la Figure 130, on peut constater que le nouveau niveau maximal des réponses (sur la matrice «allégée») est passé de 100 à environ 80, et qu'il est relatif à un autre cœur de pieuvre. Cette différence de niveau est due à la suppression de la pieuvre de la Figure 129.

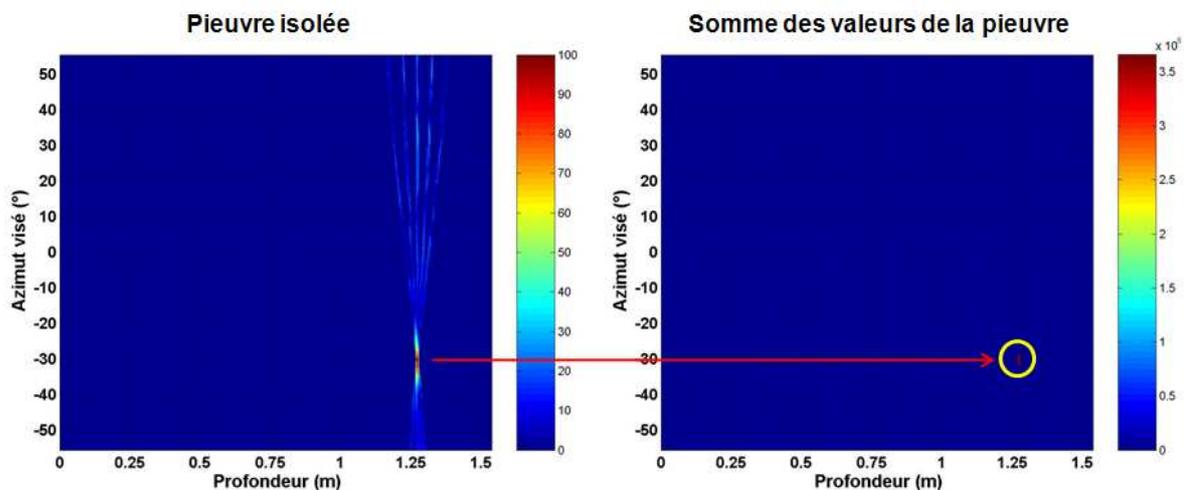


Figure 129 : Pieuvre isolée relative à la valeur maximale des réponses

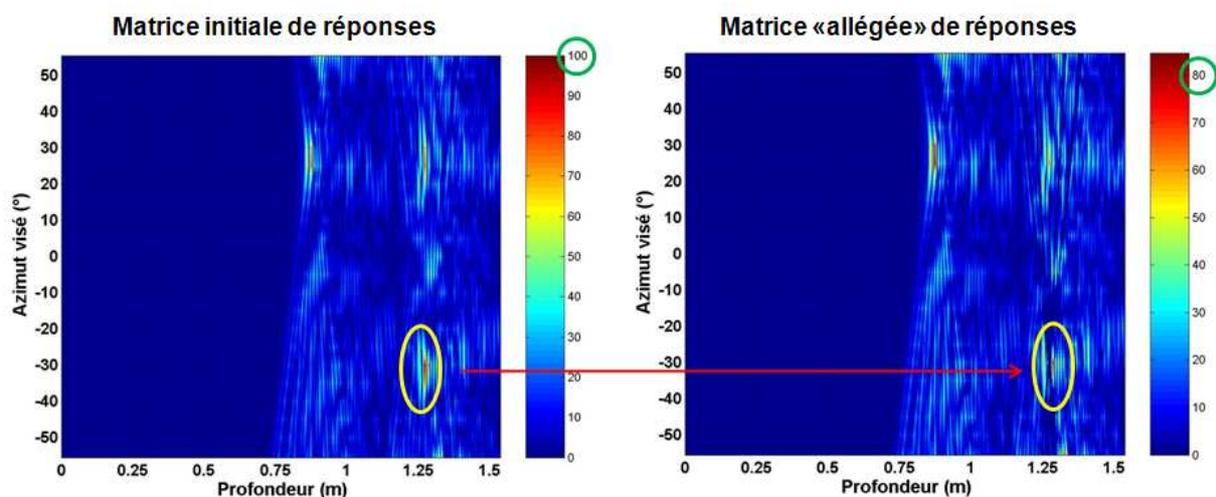


Figure 130 : Suppression de la pieuvre isolée

- 3) A partir de cette matrice allégée, les points précédents sont répétés (Figure 131 et Figure 132) jusqu'à ce que la matrice de réponses devienne vierge : la nouvelle valeur maximale est recherchée et est assimilée à un cœur de pieuvre, les énergies de la pieuvre correspondante sont sommées en un point, et cette pieuvre est soustraite.

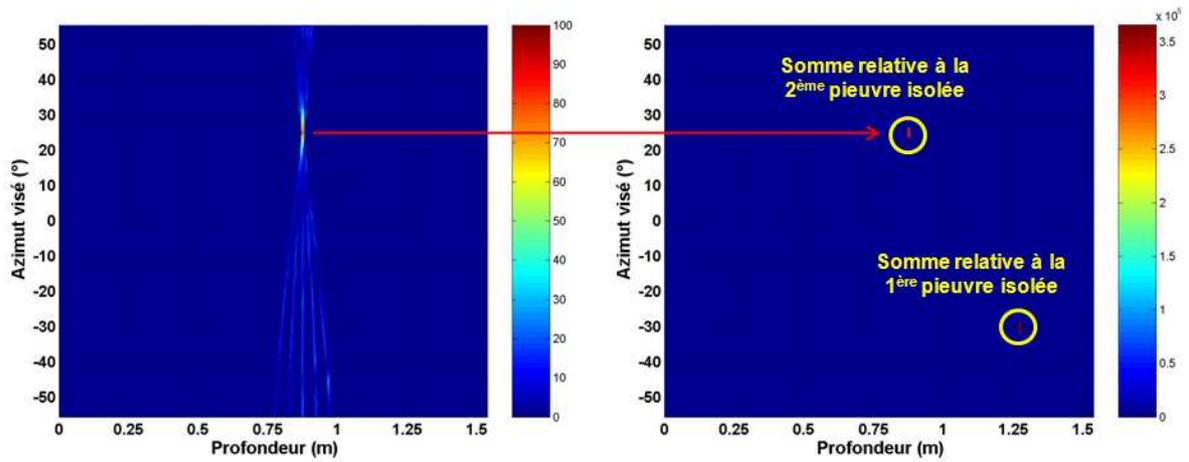


Figure 131 : Pieuvre isolée relative à la nouvelle valeur maximale des réponses

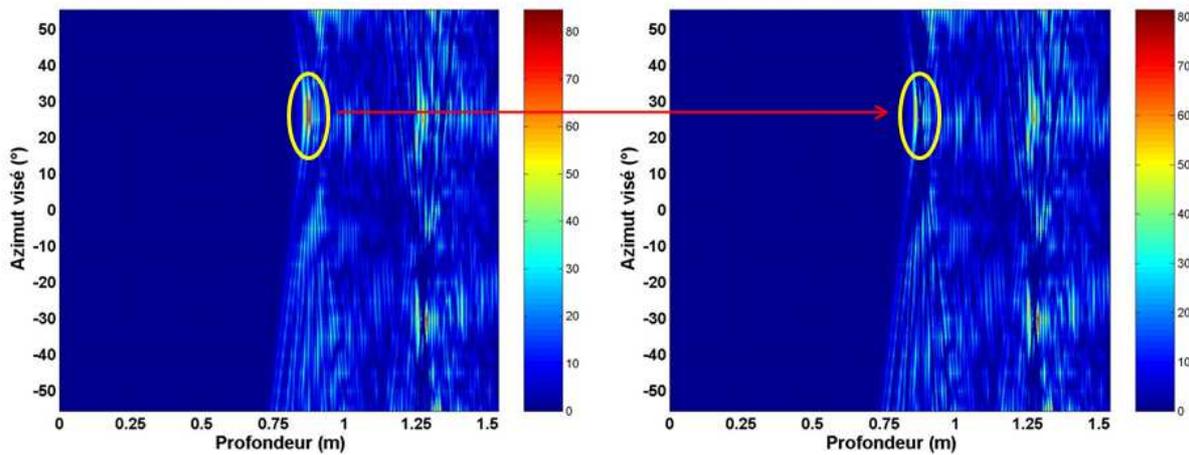


Figure 132 : Suppression de la nouvelle pieuvre isolée

Au cours de ces différentes opérations, l'importance du recours à une matrice de pondération est illustrée sur la Figure 133.

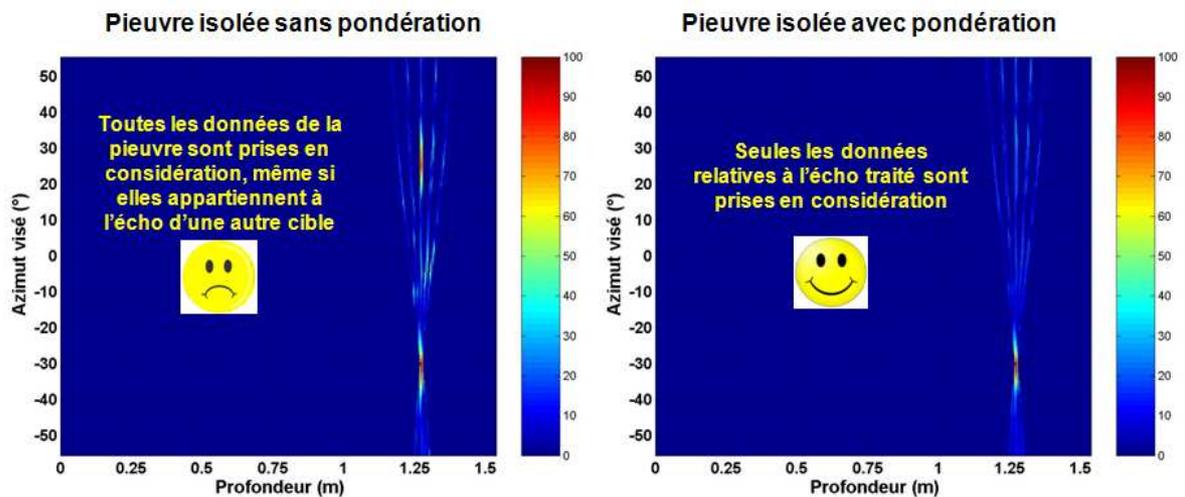


Figure 133 : Impact de la matrice de pondération sur l'isolement des pieuvres

Une fois un cœur de pieuvre identifié, il s'agit en effet de récupérer les valeurs appartenant à la pieuvre correspondante, et de soustraire cette pieuvre pour ensuite s'intéresser aux autres. Cependant, il se peut très bien qu'une (voire plusieurs) tentacules de cette pieuvre recouvre l'écho d'une cible située à une profondeur similaire. Sans utilisation de la matrice de pondération, la soustraction de cette pieuvre conduirait à la suppression de données utiles pour la localisation d'une autre cible. En revanche, grâce à la matrice de pondération, seuls les niveaux «nécessaires» appartenant à la pieuvre sont pris en considération, sommés en un point sur la matrice Image, puis soustraits. Dans ces conditions, malgré la soustraction de la pieuvre, les informations utiles à la localisation d'autres cibles ne sont pas supprimées.

Par ailleurs, bien qu'une des étapes de ce traitement consiste à rechercher le niveau le plus élevé au sein de la matrice contenant les réponses des cibles, la méthodologie mise en place est très différente d'une «simple» recherche de maxima, pour laquelle une position de cible serait associée à un maxima rencontré. Les raisons en sont les suivantes :

- Le fait de localiser des cibles sur la seule base de l'existence de 3 maxima ne permet pas de résoudre le problème de détection car le nombre de cibles sur la scène est inconnu. Il faudrait par exemple savoir à l'avance que 3 cibles sont à localiser sur la scène, pour ensuite rechercher les 3 maxima associés, ce qui n'est pas le cas.
- La raison majeure pour laquelle on ne peut pas se baser sur les échos les plus forts de la scène pour localiser des cibles est que, lorsque ces dernières sont relativement proches les unes des autres, les interactions entre cibles créent des échos parasites. Dans le cas où ces échos parasites sont relativement élevés, ils peuvent être considérés à tort comme étant lié à une cible. Un exemple d'une telle tache parasite est visible sur la Figure 125, entre les deux échos des cibles situées à une profondeur de 1300mm. Avec une méthode consistant à ne rechercher que de «simples» maxima, cette tache parasite pourrait être considérée comme étant un 4^{ème} écho lié à une 4^{ème} cible, alors qu'elle n'est rien d'autre qu'une intersection entre les branches de deux échos différents. Grâce à la matrice de pondération et aux soustractions progressives des différentes pieuvres isolées, cette tache disparaît au fur et à mesure des itérations et peut plus difficilement être considérée comme étant l'écho d'une cible.

En conséquence, l'image finale de la scène analysée, qui n'est rien d'autre que la matrice Image regroupant les sommes des énergies sur les pieuvres isolées, est représentée sur la Figure 134, avec deux types de coordonnées différents.

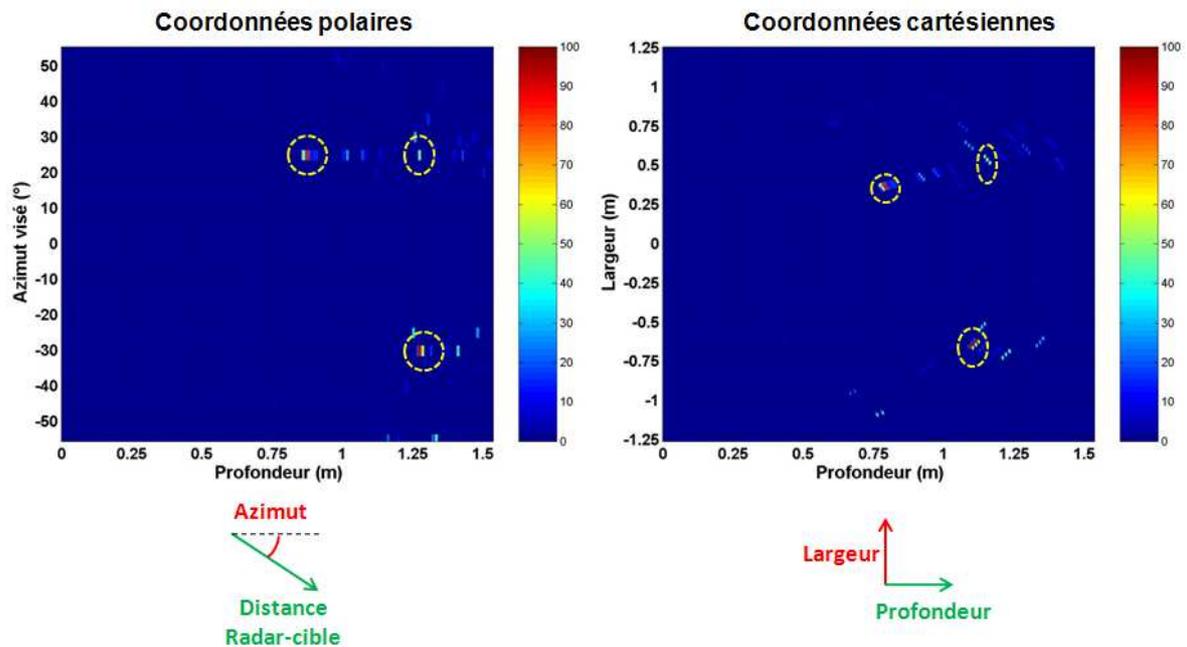


Figure 134 : Image finale de la scène analysée

Les localisations des différentes cibles de la scène sont représentées par les sommes les plus élevées, entourées en jaune. Grâce à l'utilisation de la matrice de pondération, les contributions de chacune des cibles ont été correctement identifiées. Si elle n'avait pas été utilisée, une des deux cibles situées à une profondeur de 1300mm n'aurait pas été visible sur cette image, en raison de la suppression de sa contribution, illustrée sur la Figure 133.

Il peut toutefois être noté que quelques échos parasites apparaissent sur l'image finale de la scène, avec des niveaux bien plus faibles que les niveaux relatifs aux cibles réelles. Ces échos, qui ne sont pas suffisamment élevés pour être considérés comme étant des contributions de cibles, sont liés aux interférences entre cibles qui n'ont pas été soustraites lors des toutes premières itérations. En effet, bien que la tache parasite entre les deux cibles situées à une profondeur de 1300mm ait été supprimée dès les premières itérations, ce n'est pas le cas pour toutes les interférences. Une fois les principaux cœurs de cibles et leurs pieuvres associées soustraits, la recherche de maxima ne peut que se focaliser sur les éléments parasites restants. En réalité, la recherche de maxima s'apparente à une sélection de cœurs de pieuvres potentiels, qui est renforcée ou non par la somme des énergies contenues sur les tentacules correspondantes.

Dans la quatrième partie de ce chapitre, une comparaison sera effectuée entre le concept de balayage autonome associé à cet algorithme d'imagerie et le balayage de type SAR associé aux traitements de sommation cohérente et de retournement temporel.

III.3 Traitement adapté à de multiples récepteurs

Le second traitement numérique mis en œuvre pour remonter à une image électromagnétique d'une scène est adapté à une configuration comprenant de multiples récepteurs. En dehors de la modification du nombre de récepteurs, la scène analysée est identique à celle considérée dans la partie précédente.

III.3.1 Configuration de réception

Toujours avec des sondes idéales omnidirectionnelles, la Figure 135 présente la configuration de réception simulée sous le logiciel CST :

- 5 sondes sont positionnées au dessus du réseau d'émission, à une hauteur de 150mm par rapport à l'axe horizontal d'alimentation des antennes de ce dernier,
- la sonde centrale du réseau de réception est alignée verticalement avec l'antenne centrale du réseau d'émission,
- la distance entre les sondes de réception est de 80mm, c'est-à-dire qu'elle est identique à celle séparant les alimentations de deux antennes adjacentes au sein du réseau d'émission.

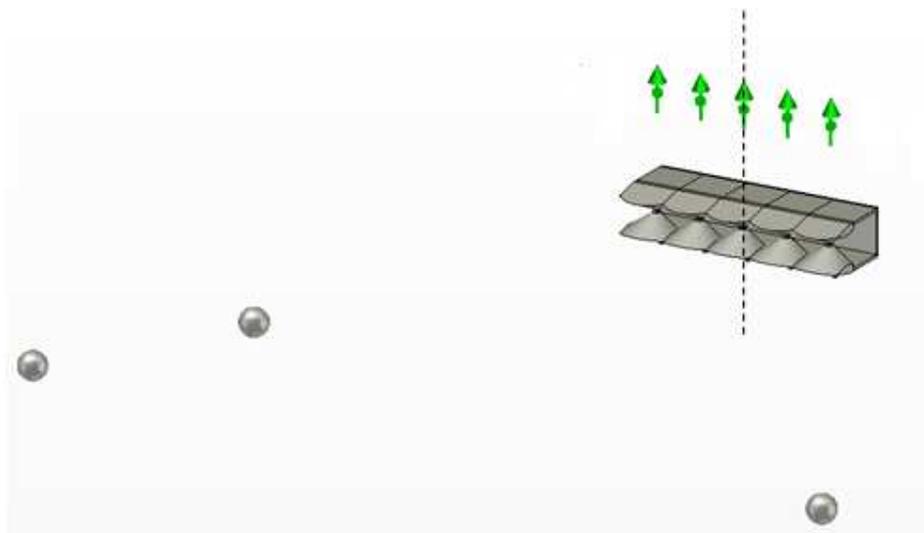


Figure 135 : Configuration à 5 émetteurs et 5 récepteurs (scène analysée)

III.3.2 Réponses enregistrées sur les sondes

Comme dans l'étude précédente, la scène à analyser est balayée deux fois (avec et sans cibles) pour s'affranchir des échos fixes, principalement liés aux couplages variables entre les antennes d'émission. Dans le cadre de la présentation de cet algorithme de traitement, seules 5 sondes ont été considérées en réception par souci de lisibilité (Figure 135 et Figure 136), le principe pouvant s'appliquer à n'importe quelle quantité de sondes réceptrices.

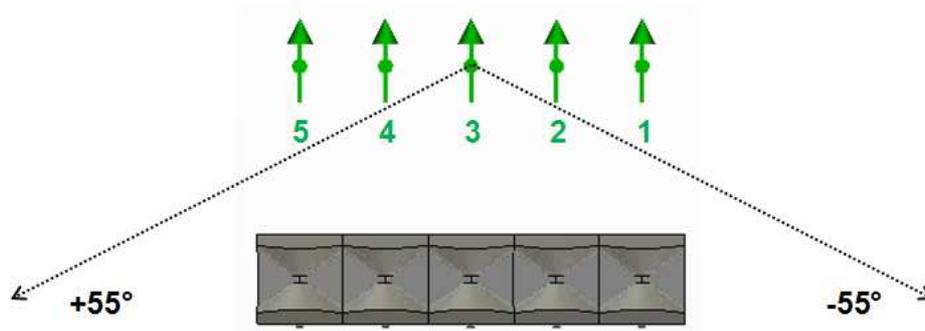


Figure 136 : Configuration à 5 émetteurs et 5 récepteurs (numérotation des sondes)

En raison du double balayage de la scène, chacune des sondes de réception enregistre deux signaux. La Figure 137 présente le signal enregistré sur chacune de ces sondes, après soustraction du signal reçu après un balayage à vide. 23 tirs ayant été effectués pour balayer la scène de -55° à 55° par pas de 5° , cette figure se focalise sur les réponses aux tirs n°5 et n°18, respectivement relatifs aux azimuts -35° et 30° . En effet, deux cibles sont présentes à 900mm et 1300mm de profondeur à l'azimut 30° et une cible se situe à une profondeur de 1300mm à l'azimut -35° . Les contributions de ces cibles sont mises en avant à l'aide de cercles rouges.

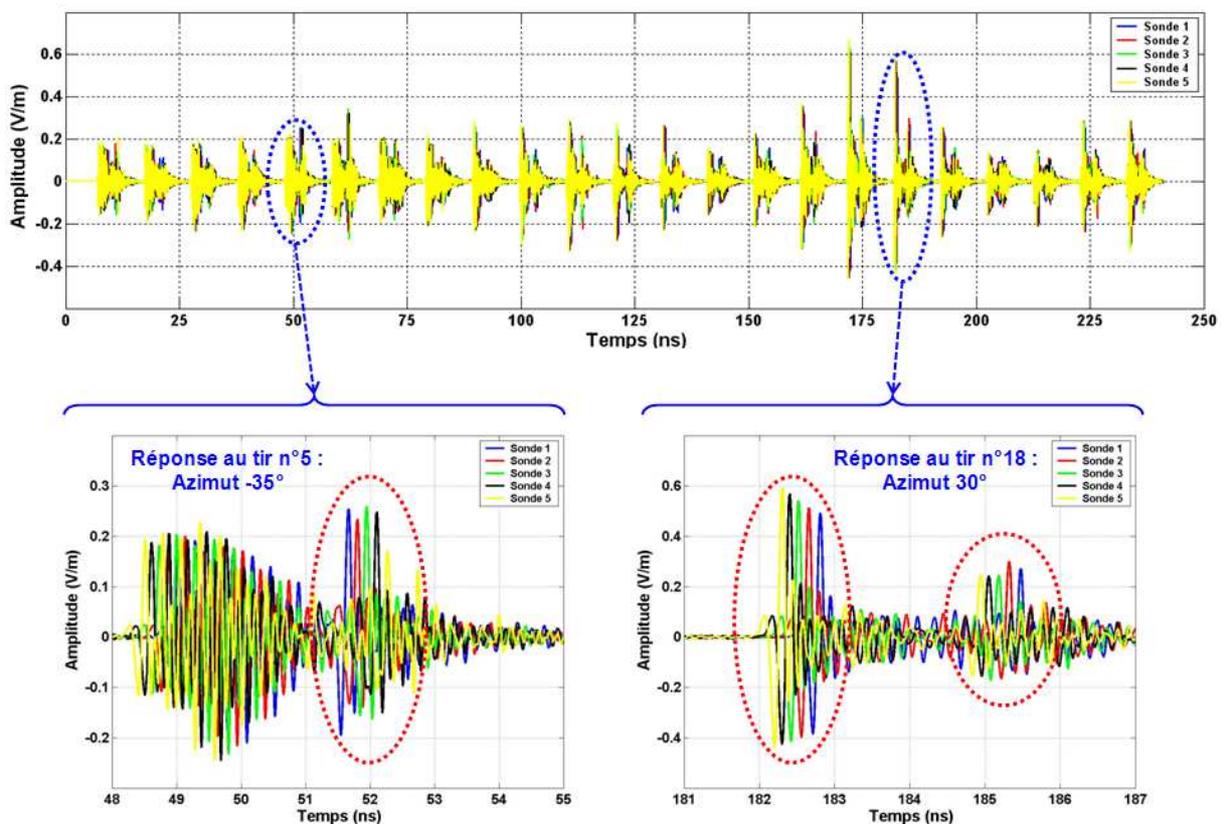


Figure 137 : Signaux enregistrés sur les sondes de réception

Cette figure met bien en avant le fait que la sonde n°1 (signal bleu) est la première à enregistrer la contribution de la cible située à l'azimut -35° alors que la sonde n°5 (signal jaune) est la dernière à recevoir cette contribution.

A l'inverse, la sonde n°5 est la première à enregistrer les contributions des cibles localisées à l'azimut 30° alors que la sonde n°1 est cette fois-ci la dernière à recevoir ces contributions.

III.3.3 Découpage des signaux de réception

De la même manière que lors de l'élaboration de l'algorithme précédent, le signal enregistré sur chacune des sondes est découpé en plusieurs fenêtres afin d'associer une direction visée à chaque tir. Pour cela, le signal étalon permettant de fixer les instants de découpage est le train d'alimentation de l'antenne centrale du réseau d'émission, en raison d'un balayage effectué de façon symétrique. De plus, cette dernière est au centre du repère spatial. Parallèlement à ce découpage (Figure 138), une opération consistant à compenser la décroissance du champ en $1/r$ est également effectuée.

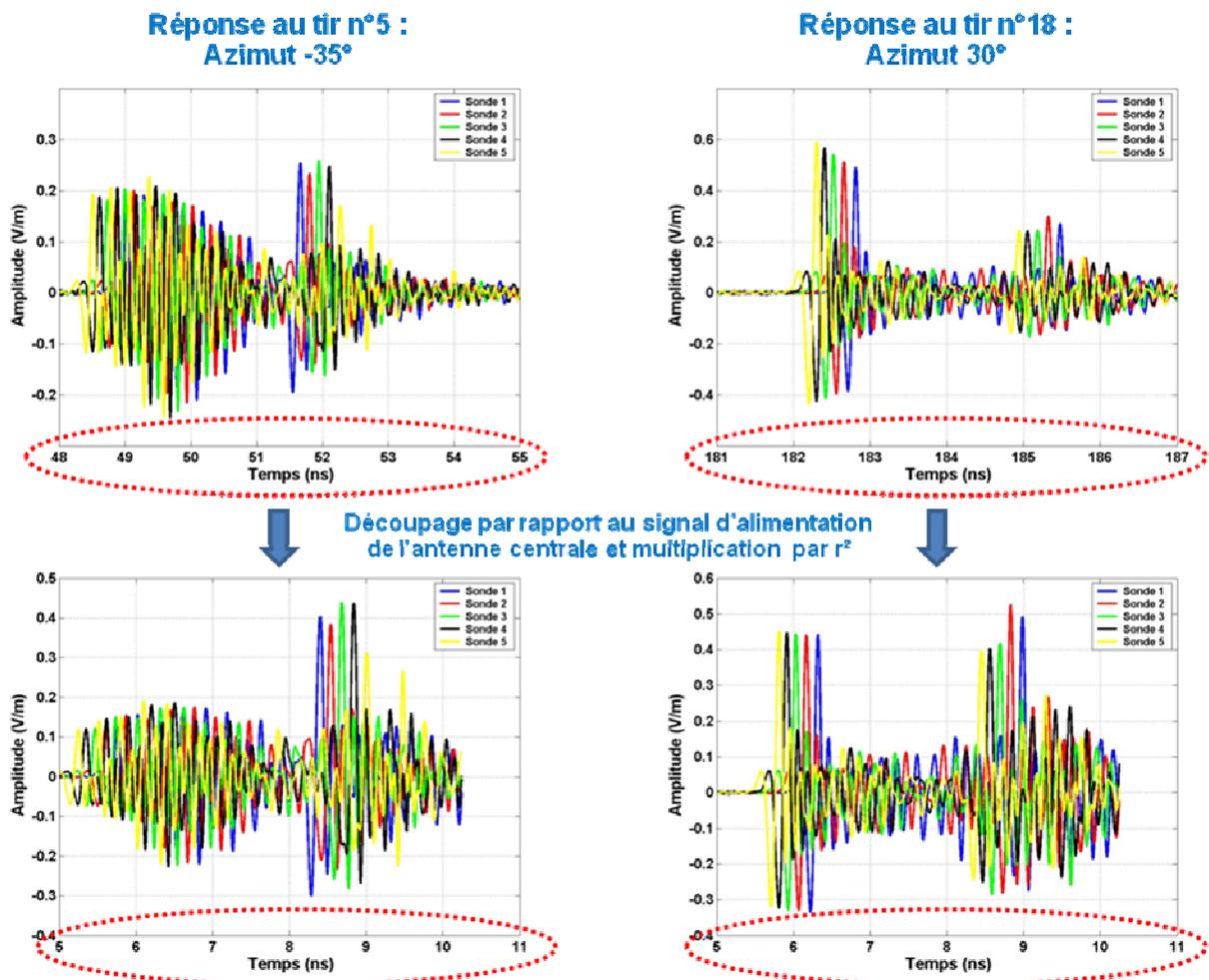


Figure 138 : Découpage du signal utile en plusieurs fenêtres

Suite à cette opération, les signaux relatifs à chacune des directions visées possèdent le même repère temporel. De plus, les réponses des cibles situées à des profondeurs différentes pour un même azimut possèdent désormais un niveau relativement similaire.

III.3.4 Balayage numérique

Chaque fenêtre de découpage étant associée à une direction visée, il s'agit à présent de réaliser des traitements sur les différentes fenêtres pour obtenir une image électromagnétique de la scène analysée.

Dans ce but, une idée consiste à utiliser le «Digital Beam-Forming» (DBF), qui est une méthode couramment employée aussi bien dans les communications pour réduire le taux d'erreur binaire que dans les applications Radar pour intensifier la réponse d'une cible [50][51]. Son principe repose sur l'utilisation de multiples chaînes de réception collectant des signaux simultanément et permettant de focaliser les signaux reçus sur leur direction de provenance.

Dans le cadre du balayage autonome mis en œuvre dans ce chapitre, des signaux sont émis dans différentes directions successives, clairement identifiées. En ce qui concerne la réception, les échos d'une cible arrivent avec un retard plus ou moins important sur chacune des sondes en fonction de leur position par rapport à la cible (Figure 137). Afin de synchroniser ces échos, pour les mettre en valeur, des retards numériques leur sont affectés pour viser numériquement la direction dont ils proviennent. Ainsi, lorsque le décalage entre les signaux d'émission implique un tir à un azimut θ , les signaux reçus sur les sondes sont retardés avec ce même décalage, de sorte que la réception pointe à ce même azimut θ . Cela revient à fixer en réception des retards identiques à ceux ayant permis le balayage en émission.

La sonde n°3 (Figure 136) étant située au centre du réseau de réception et dans l'axe vertical de l'antenne centrale du réseau d'émission, elle se trouve au centre du repère spatial. De ce fait, c'est le signal associé à cette sonde qui va servir de référence lors du balayage en réception. En conséquence, les décalages numériques en réception vont être réalisés comme suit (Figure 139) :

- lorsque les azimuts négatifs sont visés, les signaux associés aux sondes 1 et 2 sont retardés par rapport au signal de la sonde 3, tandis que les signaux associés aux sondes 4 et 5 sont avancés.
- de la même manière, lorsque les azimuts positifs sont visés, les signaux associés aux sondes 1 et 2 sont avancés par rapport au signal de la sonde 3, tandis que les signaux associés aux sondes 4 et 5 sont retardés.

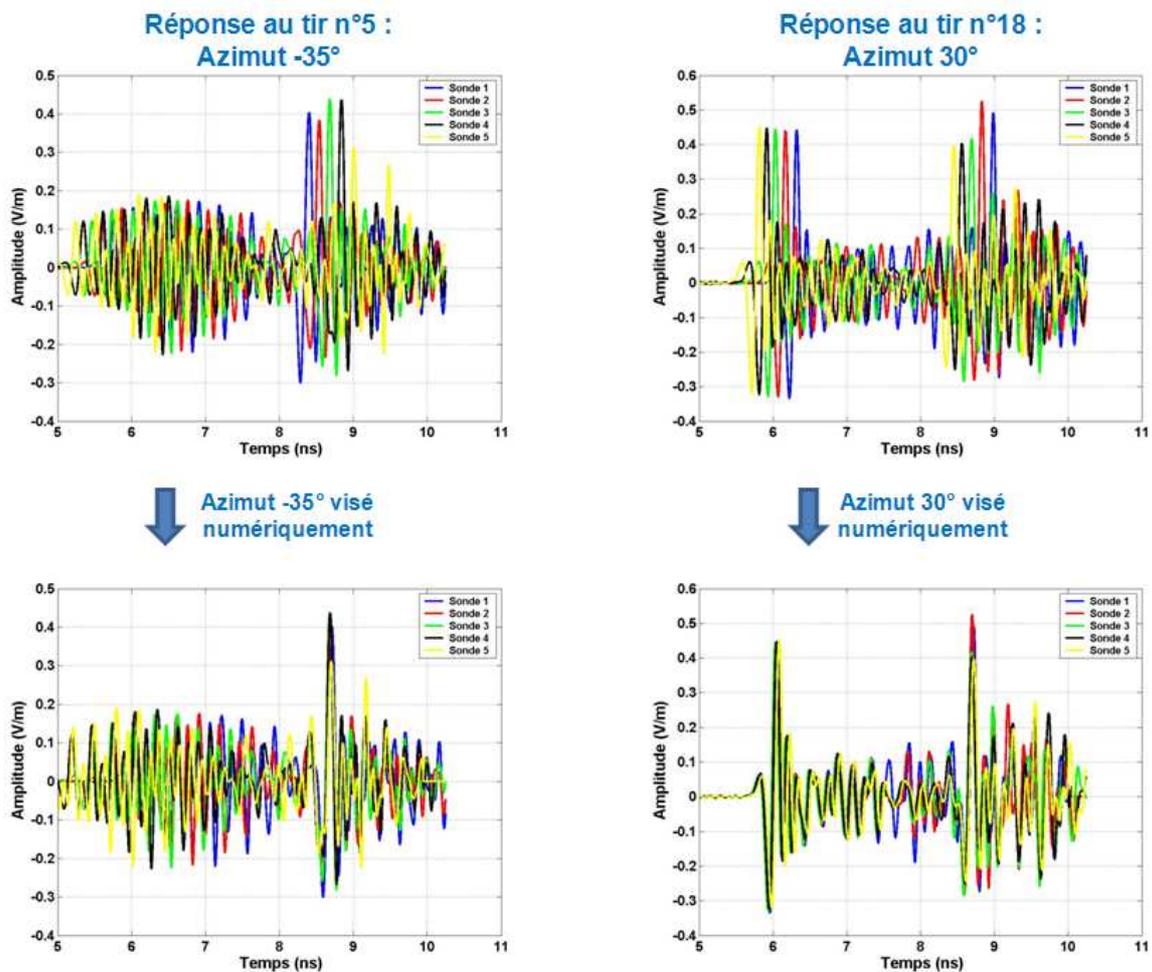


Figure 139 : Balayage numérique en réception

La Figure 139 illustre bien le fait que l'ensemble des signaux reçus après un tir à l'azimut θ se retrouve en phase lorsque cet azimut est visé numériquement. Cet ajustement au niveau des signaux de réception permet, après avoir sommé les réponses sur l'ensemble des sondes (Figure 140), d'augmenter le rapport signal à bruit, ce qui entraîne une mise en valeur plus significative des échos liés aux cibles.

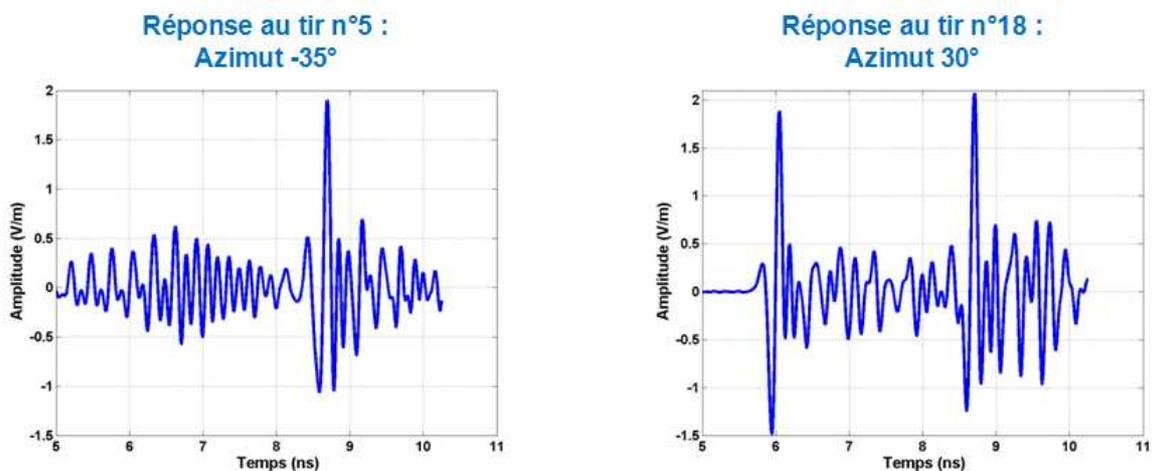


Figure 140 : Somme des réponses sur les sondes après balayage numérique

L'image résultante de la scène analysée, en ayant recours à ces 5 sondes de réception, est présentée sur la Figure 141, dans deux domaines de représentation différents. Pour chacune des directions visées, le coefficient associé de la matrice de pondération (Figure 127) a été appliqué afin de compenser la perte de niveau au fur et à mesure de l'éloignement de l'azimut central. C'est-à-dire que lorsque l'azimut considéré est l'azimut θ , le coefficient appliqué à la somme des signaux dans cette direction est celui relevé à l'azimut θ lorsque l'azimut θ est visé, sur la diagonale de la matrice de pondération.

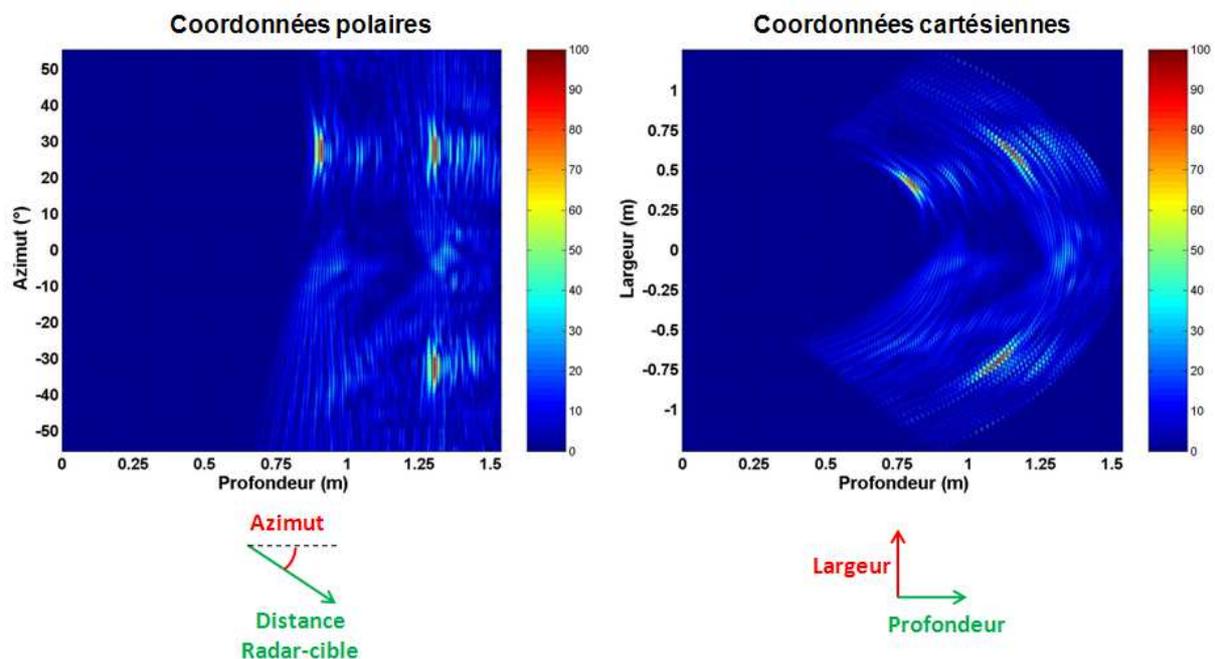


Figure 141 : Image finale de la scène analysée (5 émetteurs / 5 récepteurs)

Les positions des cibles sont clairement identifiables en raison de leurs échos qui ressortent distinctement des échos parasites. En effet, il n'est pas nécessaire ici de réaliser des traitements de signaux supplémentaires, similaires à ceux de l'étude précédente, car le fait de recourir à de nombreuses chaînes de réception a permis de disperser les interférences entre cibles.

Par ailleurs, on peut remarquer que, contrairement à ce qui était visible sur la matrice de réponses obtenue en ne considérant qu'une seule sonde de réception (Figure 125), le nombre de tentacules sur chacune des pieuvres est supérieur à 5. Cette augmentation s'explique par le fait que, pour une direction visée particulière lors du balayage numérique, les réponses d'une cible située dans cette direction se synchronisent alors que les contributions (tentacules) d'une cible située dans une autre direction sont étalées. Ce phénomène est illustré sur la Figure 142, dans une situation ne comprenant que 2 antennes par souci de lisibilité.

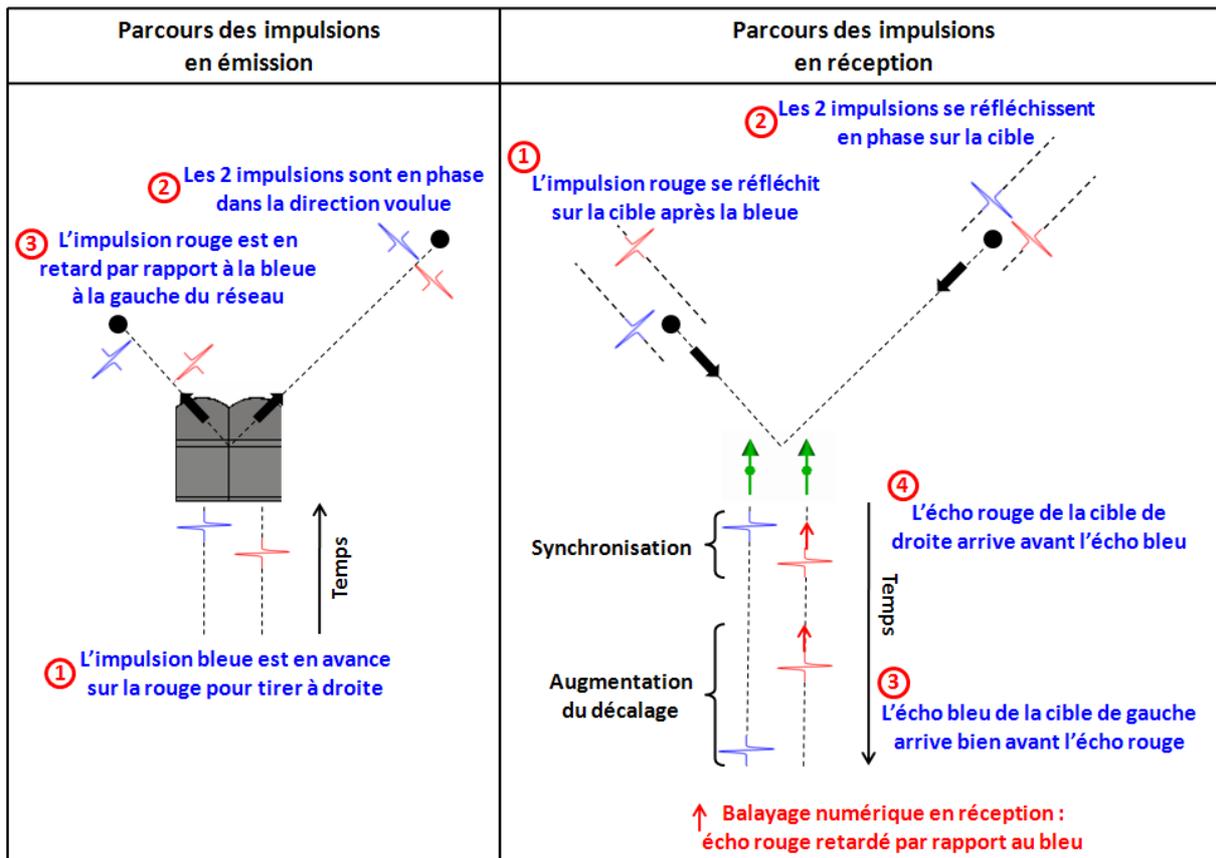


Figure 142 : Etalement des tentacules sur chacune des pieuvres

- En émission, un décalage est créé entre les impulsions d'alimentation des deux antennes afin d'effectuer un tir en direction de la cible située à la droite du réseau. En revanche, ces impulsions arrivent avec un décalage un peu plus important sur la cible située à la gauche du réseau.
- En réception, après enregistrement des contributions de chacune des deux cibles, un balayage numérique est effectué afin de synchroniser les réponses relatives à la cible visée (située à la droite du réseau). Pour cela, de la même manière que lors de l'émission, l'impulsion rouge est retardée par rapport à la bleue. Il résulte de ce décalage que les réponses correspondantes à la cible de droite sont synchronisées et que celles correspondantes à la cible de gauche sont éloignées.

III.3.5 Impact du nombre de sondes

Afin d'évaluer dans quelle mesure la multiplicité du nombre de chaînes de réception est un atout pour remonter à une image électromagnétique d'une scène balayée suite à un balayage autonome, la Figure 143 présente les résultats obtenus dans 3 configurations Radar différentes.

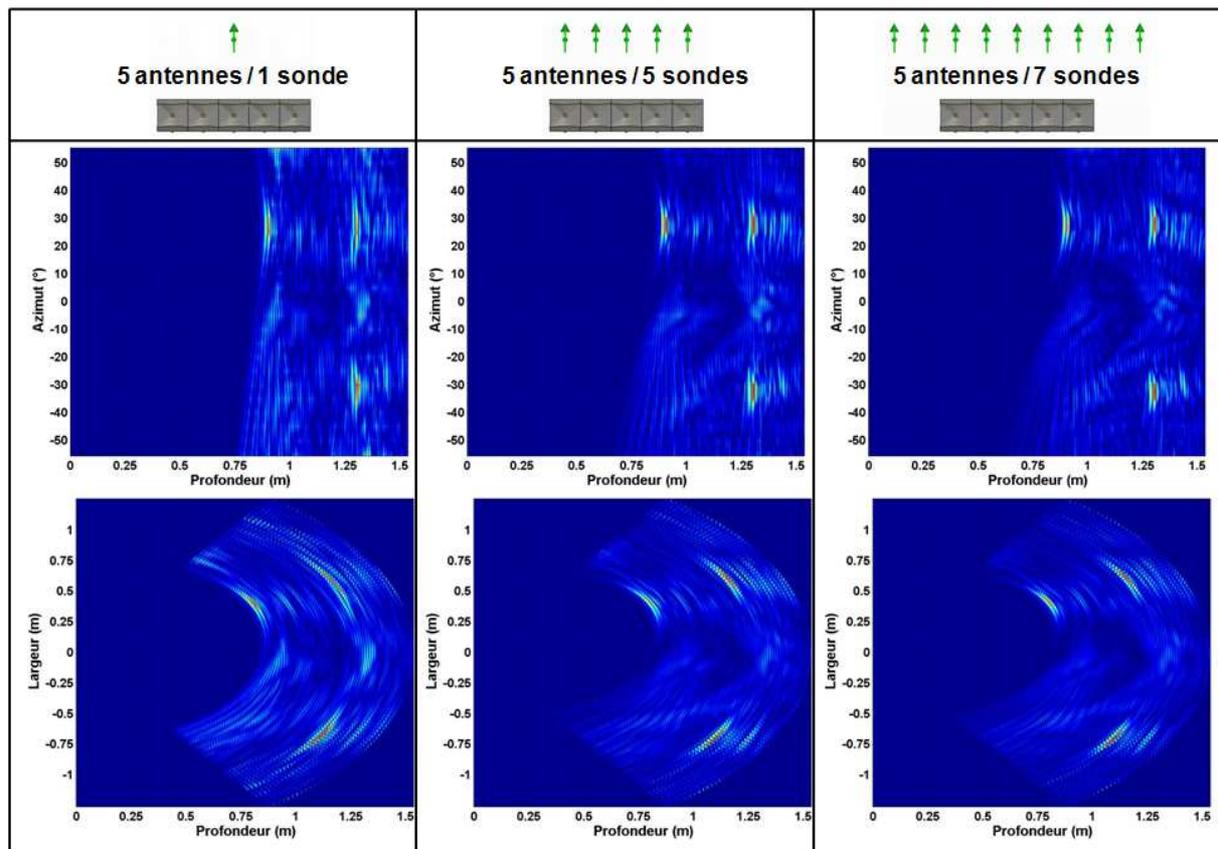


Figure 143 : Impact du nombre de récepteurs sur l'image de la scène balayée

Les conclusions qui peuvent être tirées de ces images sont les suivantes :

- Le fait de multiplier le nombre de récepteurs accroît la focalisation des signaux traités sur les échos relatifs aux positions des différentes cibles, ce qui se traduit par l'affinement de leurs taches correspondantes.
- En présence d'une seule sonde de réception, l'image obtenue n'est en réalité rien d'autre que la matrice de réponses qui est le point de départ du traitement de signal développé dans la partie précédente. Cette image présente donc des interférences entre cibles relativement importantes.
- Ces interférences entre cibles sont annihilées lorsque la quantité de sondes augmente. Cela s'explique par le fait que, lorsque leurs directions correspondantes sont visées (tentative de focalisation dans une direction où il n'y a pas de cible), les signaux traités sont décalés au lieu d'être synchronisés.
- Les performances étant accrues avec la multiplication du nombre de sondes de réception, il s'agit de trouver un compromis entre la qualité de localisation des cibles et la compacité du système de réception.

III.3.6 Performances sans balayage à vide

Etant donné la qualité des résultats engendrés par cette méthode de balayage numérique en réception, il est intéressant de voir si la suppression du balayage à vide (permettant de s'affranchir des échos fixes) peut conduire à des résultats exploitables. Dans ce cadre, la Figure 144 présente les résultats obtenus dans les mêmes configurations que dans le point précédent, à une seule différence près : les échos fixes n'ont pas été soustraits.

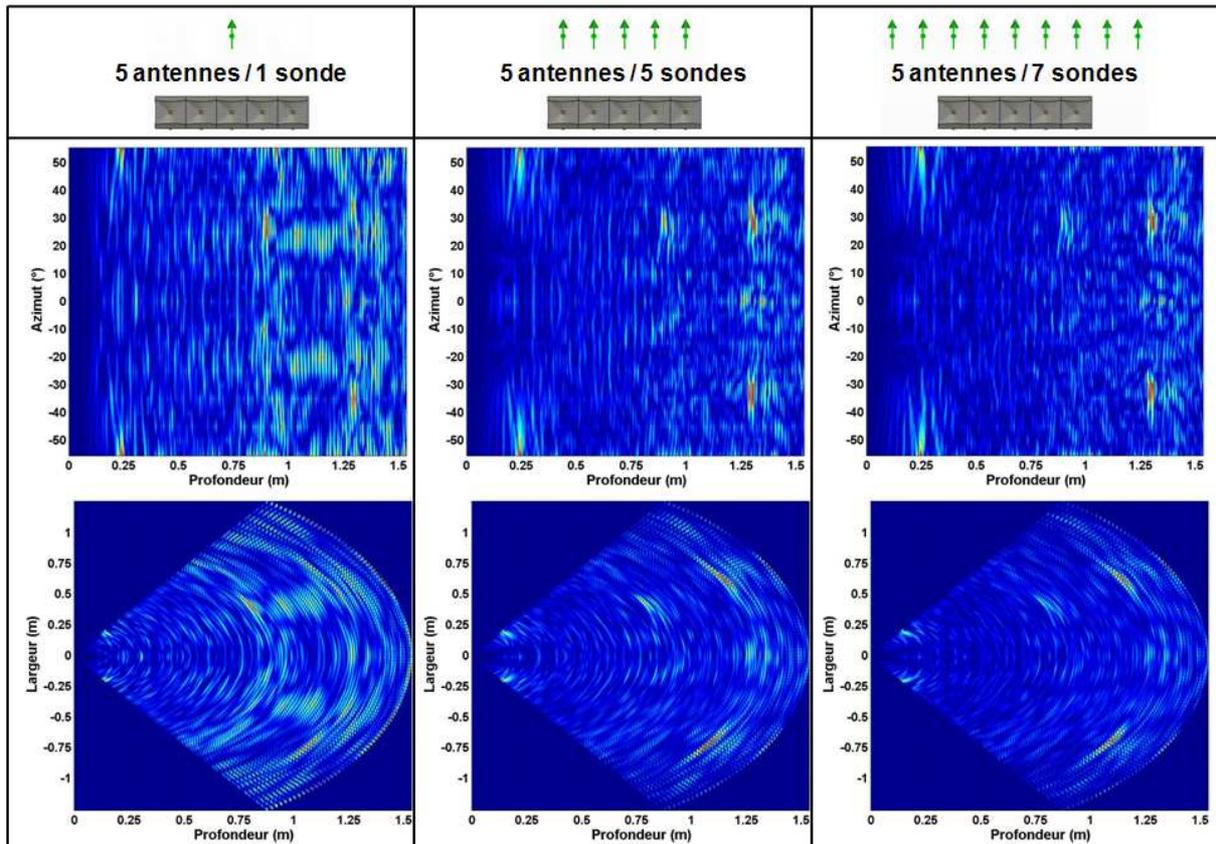


Figure 144 : Impact du nombre de récepteurs sur l'image (sans balayage à vide)

Les conséquences de cet unique balayage en émission sont les suivantes :

- L'image résultante d'un balayage autonome associé à une configuration ne comprenant qu'une seule sonde de réception est inexploitable si un double balayage n'est pas réalisé. C'est pour cette raison que ce dernier s'est avéré indispensable avant l'élaboration du traitement de signal de la partie précédente.
- Malgré le fort niveau des échos fixes, le fait de multiplier le nombre de sondes en réception permet de faire sortir les réponses des cibles du bruit et donc d'atténuer l'importance de ce dernier. En effet, dans une moindre mesure par rapport aux résultats engendrés par un double balayage en émission, les images relatives aux configurations comprenant 5 et 7 sondes de réception mettent en avant des taches permettant de localiser les cibles constituant la scène.

- La représentation cartésienne des images électromagnétiques est plus "lisible" que la représentation polaire, en raison d'un affinement des réponses en début de scène et d'un étalement en fond de scène. Ces effets ont pour conséquence de limiter l'impact des bruits dans la lecture d'une image.

Ce concept de balayage numérique en réception, qu'il soit consécutif à un balayage autonome double ou unique en émission, est comparé dans la quatrième partie de ce chapitre aux concepts suivants, pour une même scène analysée, avec un plus grand nombre de cibles :

- Balayage SAR associé à l'algorithme de sommation cohérente,
- Balayage SAR associé à l'algorithme de retournement temporel,
- Balayage autonome associé aux isolements successifs des cœurs de pieuvres.

III.4 Comparaison des traitements abordés

III.4.1 Scène analysée

Dans le cadre de cette comparaison, une même scène constituée de 5 cibles sphériques de 60mm de diamètre a été analysée, avec deux types de balayage différents :

- un balayage de type SAR (Figure 145),
- un balayage autonome (Figure 146).

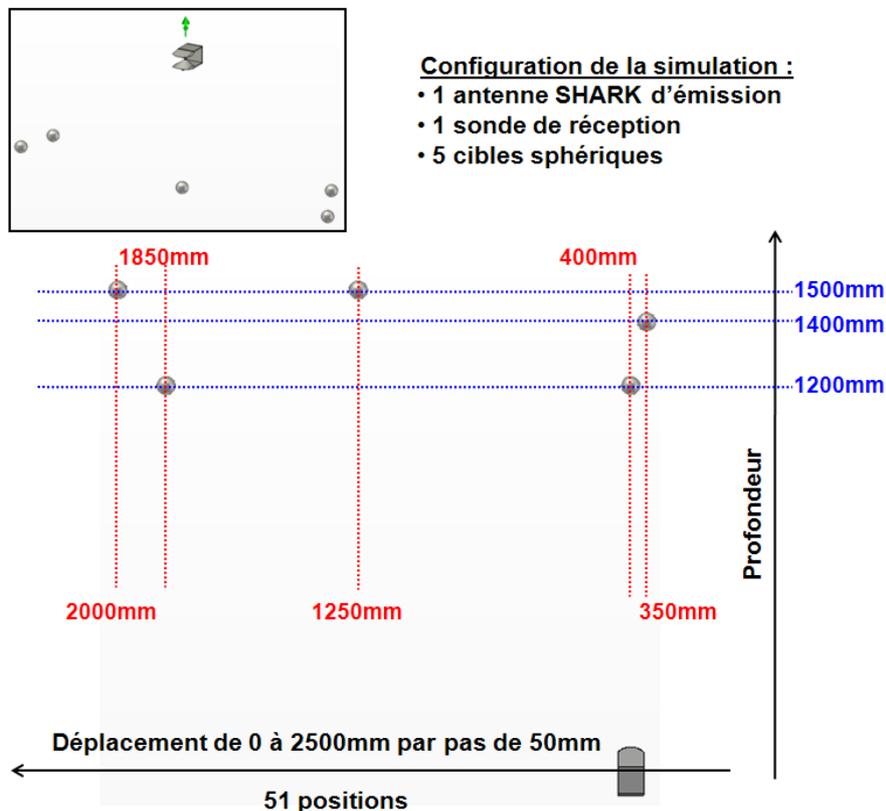


Figure 145 : Configuration du balayage SAR

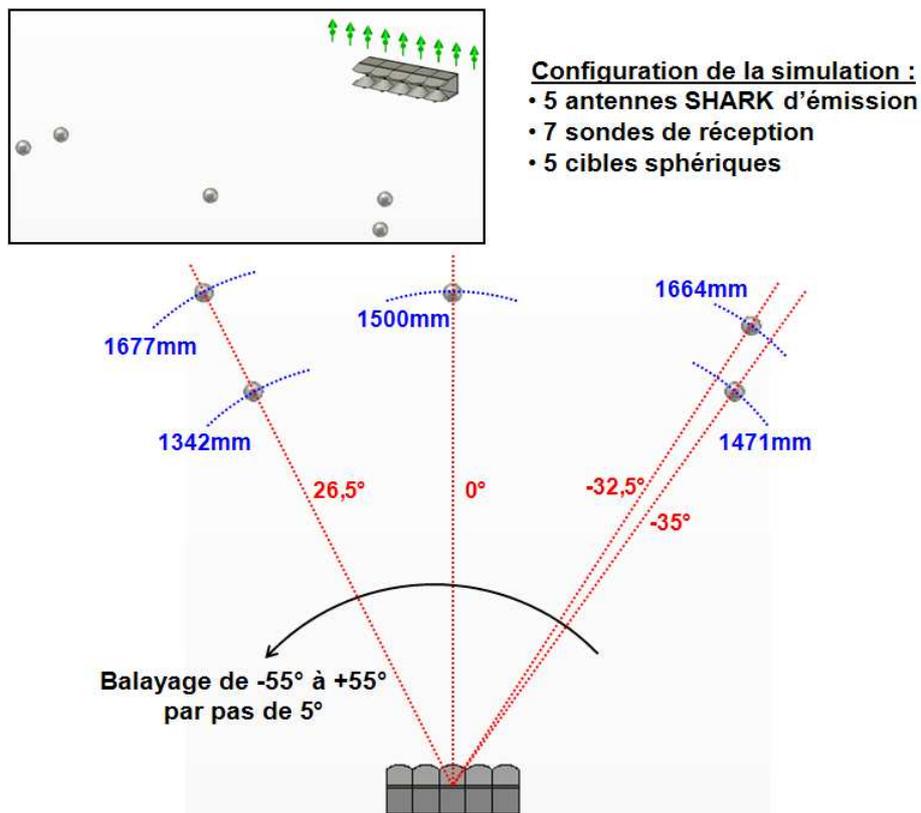


Figure 146 : Configuration du balayage autonome

En ce qui concerne le balayage autonome, cette scène a été balayée avec des impulsions suffisamment espacées les unes des autres pour permettre une analyse sur une profondeur de 2m. En d'autres termes, la période de chacun des trains d'impulsions a été fixée à un peu plus de 13ns.

III.4.2 Comparaison des modes de balayage

Dans un premier temps, avant de s'intéresser aux résultats obtenus en termes d'images électromagnétiques, il convient de comparer les deux types de balayage abordés :

- Avec un déplacement du Radar de 0 à 2500mm par pas de 50mm, le balayage de type SAR s'effectue sur 51 positions. Pour analyser la même scène, le balayage autonome nécessite 23 tirs de -55° à 55° par pas de 5° . En faisant une analogie avec un balayage de type SAR, la discrétisation engendrée par le balayage autonome est de 105mm, 122mm, et 131mm pour des profondeurs respectives de champ de 1200mm, 1400mm, et 1500mm, comme l'indique la Figure 147. Dans le cadre de ce balayage autonome, un premier point à souligner est que la discrétisation qu'il engendre est moins fine que celle du balayage de type SAR auquel il est comparé. En effet, pour les profondeurs de champ considérées, auxquelles sont localisées les cibles, le rapport entre les discrétisations est supérieur à 2.

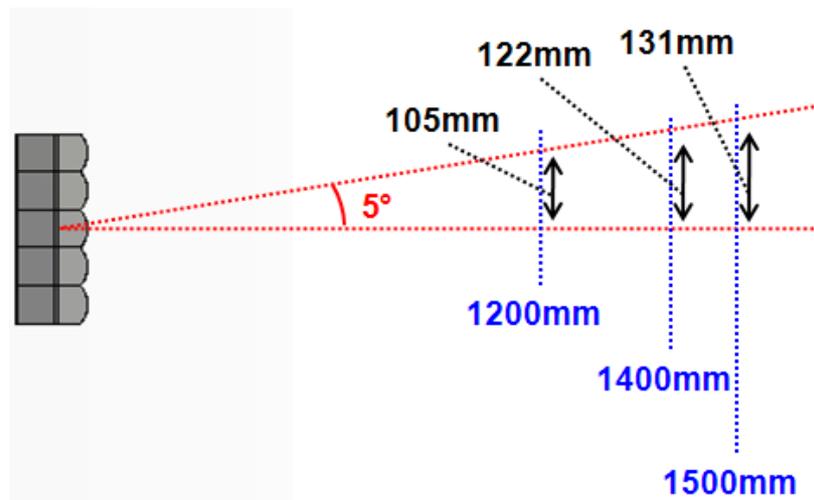


Figure 147 : Discrétisation du balayage autonome

- Le balayage de type SAR étant réalisé grâce à l'occupation de 51 positions Radar successives, le temps global d'analyse de la scène serait en réalité de plusieurs dizaines de secondes, liées au déplacement du Radar. En effet, en considérant un cas dans lequel le Radar se déplacerait sur une distance de 50mm en une seconde (à la vitesse de 0,18km/h), une durée globale proche d'une minute serait nécessaire pour parcourir la scène à étudier. En revanche, le balayage autonome repose sur la capacité à réaliser divers dépointages électroniques et ne nécessite donc pas de déplacement du système. En considérant 23 tirs, dont la durée de chacun est proche de 14ns afin d'analyser cette même scène sur une profondeur de 2m, le temps global nécessaire pour effectuer un balayage autonome serait de l'ordre de 320ns. Finalement, même en intégrant un second balayage, servant de référence, le temps global d'analyse de la scène n'excéderait pas 1 μ s.
- Concernant les contraintes de mise en œuvre, le balayage de type SAR nécessite la faisabilité d'un déplacement Radar. Il faut en effet que le sol soit le plus régulier possible ou tout du moins qu'il ne soit pas trop cahotique, afin de pouvoir prendre en compte les différences de niveaux du sol à l'aide d'un altimètre. De plus, en fonction de l'application visée (visualisation d'un champ de bataille, antiterrorisme, combat urbain), un tel déplacement doit pouvoir se faire le plus discrètement possible, dans un souci de sécurité. Le balayage autonome repose quant à lui sur le recours à un réseau d'antennes en émission, dont les trains d'alimentations associés sont parfaitement ajustés. La qualité d'un ou de plusieurs balayages dépend en effet de la précision du décalage t_1 entre les périodes des trains d'impulsions alimentant deux antennes adjacentes. Le Tableau 17 regroupe quelques éléments comparatifs de ces deux méthodes de balayage.

	Balayage SAR	Balayage autonome
Discrétisation	50mm	105mm à 1200mm 122mm à 1400mm 131mm à 1500mm
Temps de balayage	~ 1mn	< 1µs
Contraintes de mise en œuvre	Déplacement régulier pour lequel les différentes positions du Radar sont maîtrisées	Précision de l'ajustement des décalages entre périodes des trains d'impulsions
Discrétion	Faible (dépend de l'application visée)	Grande - système fixe - impulsions courtes

Tableau 17 : Comparaison des deux types de balayage

III.4.3 Comparaison des différents traitements mis en œuvre

A présent, les différents traitements de signaux mis en place pour obtenir une image électromagnétique peuvent être comparés. La même scène ayant été étudiée à travers deux types de balayage (Figure 145 et Figure 146), différents traitements de signaux ont été exécutés pour obtenir une image électromagnétique.

En conséquence, le Tableau 18 regroupe les images obtenues à l'aide des différents moyens mis en œuvre et leur traitement de signal associé :

- Balayage de type SAR associé à l'algorithme de sommation cohérente. Dans ce cas, les post-traitements que sont le renforcement et le lissage n'ont pas été appliqués dans le but de ne comparer que les algorithmes «bruts».
- Balayage de type SAR associé à l'algorithme de retournement temporel.
- Balayage autonome associé à l'isolement des cœurs de pieuvres. Dans ce cas, une seule sonde de réception a été considérée et deux balayages ont été nécessaires (avec et sans cibles) pour s'affranchir des échos liés au couplages entre antennes.
- Balayage autonome associé au balayage numérique en réception, à l'aide de 7 sondes. Lors de cette association, deux configurations d'émission ont été envisagées :
 - un double balayage (avec et sans cibles) pour s'affranchir des effets de couplages,
 - un balayage unique, malgré les échos fixes engendrés.
- Les différents traitements ont été exécutés dans les conditions suivantes :
 - Processeur Intel Xeon X5450, technologie Quad Core à 3GHz
 - 16Go de RAM, système Windows XP 64bits

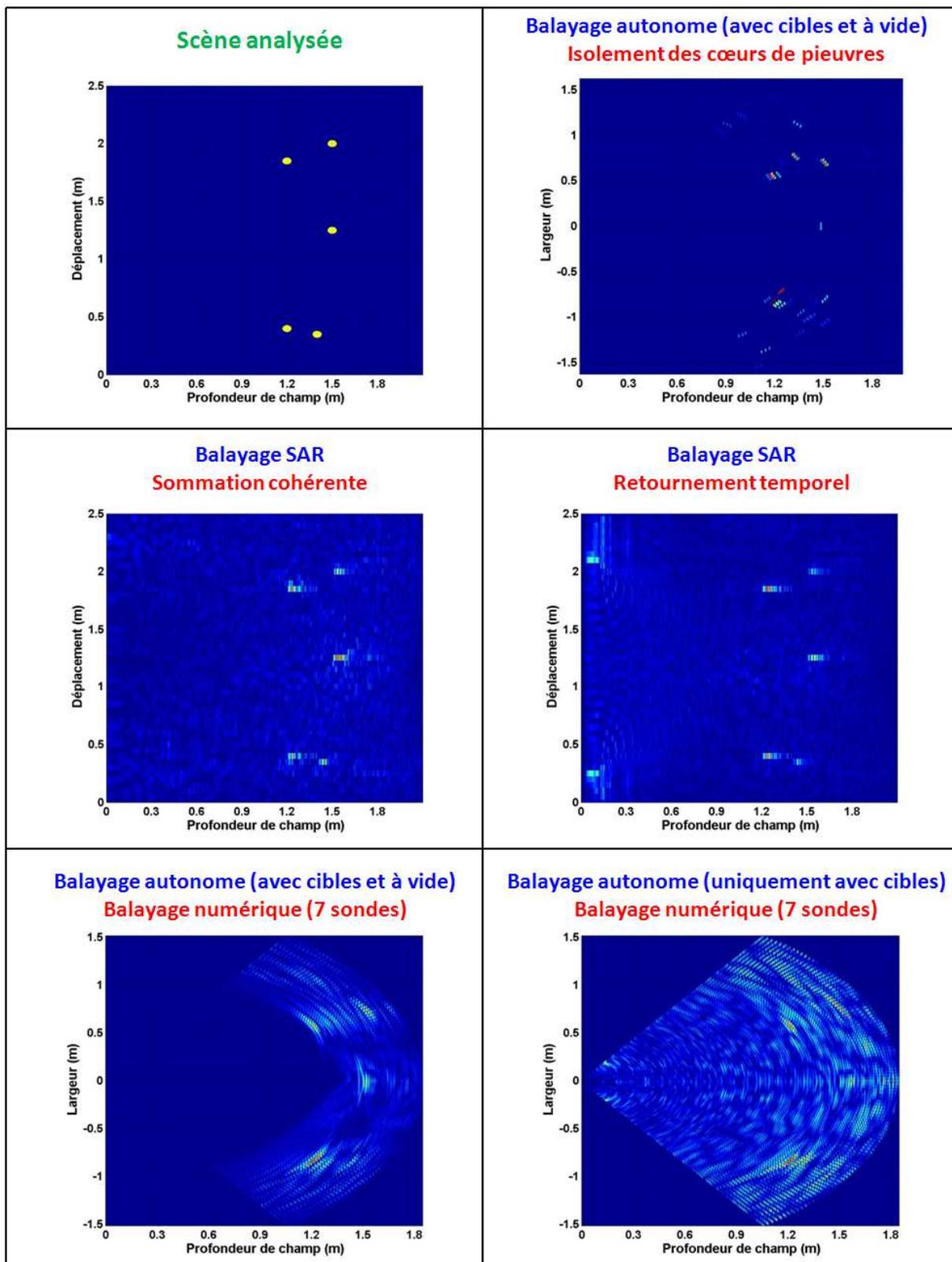


Tableau 18 : Comparaison des méthodes d'imagerie abordées

Dans ce tableau, la représentation à l'échelle de la scène analysée permet de comparer la taille réelle des cibles avec leurs échos sur les différentes images électromagnétiques.

Afin de pouvoir comparer de la meilleure des façons les différentes images obtenues, ces dernières ont toutes été représentées en coordonnées cartésiennes. Lors d'un balayage de type SAR, le Radar constitué d'une antenne Shark d'émission et d'une sonde de réception se déplace d'un bout à l'autre de la scène. Ainsi, l'axe vertical indique le parcours du Radar de 0 à 2500mm par pas de 50mm. En revanche, lors d'un balayage autonome, le Radar est positionné au centre de cet axe et celui-ci indique donc l'éloignement des cibles par rapport au radar, dans le sens de la largeur.

Du Tableau 18, les conclusions suivantes peuvent en être données :

- Plus ou moins clairement, l'ensemble des traitements mis en œuvre permettent d'aboutir à une image contenant les échos relatifs aux positions des 5 cibles constituant la scène analysée.
- Comme évoqué dans le premier chapitre, l'algorithme de sommation cohérente associé à un balayage de type SAR est simple et efficace. De plus, son temps d'exécution est très rapide (environ 9s). Par ailleurs, comme le montre l'image électromagnétique résultante de ce traitement, la localisation des cibles est très claire et peu d'erreurs sont possibles en terme de détection. En effet, en raison de l'exploitation des hyperboles de migration dessinées au cours du déplacement du Radar, les contributions des différentes cibles sont clairement identifiées, et les interférences entre les échos de deux cibles différentes ont une influence quasi-nulle. Cela s'explique par le fait que les niveaux relevés sur une hyperbole sont sensiblement identiques et que la somme de ces niveaux est prépondérante vis-à-vis du niveau engendré par l'intersection de deux hyperboles en un même point (Figure 148). Le point faible de ce traitement réside dans le fait qu'il est associé à un balayage SAR, nécessitant soit un déplacement du Radar soit l'utilisation d'un très grand nombre de capteurs.

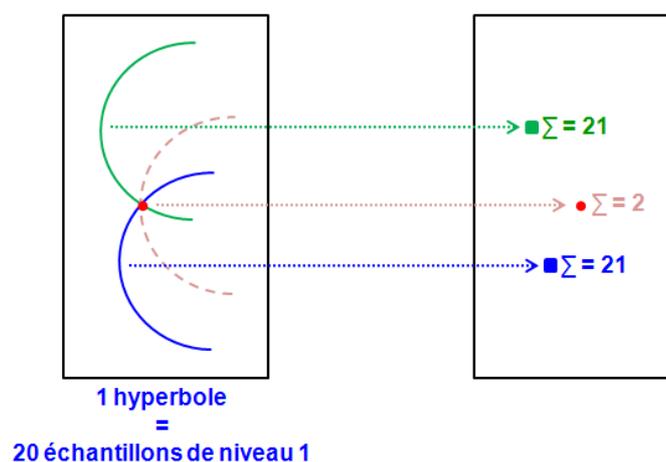


Figure 148 : Influence quasi nulle des interférences entre les hyperboles liées à 2 cibles

- Dans le cadre de la mise en œuvre du retournement temporel, le balayage SAR de cette scène a permis de faire une analogie avec la dissémination d'un très grand nombre de capteurs dans le sens de la largeur. L'image électromagnétique obtenue met en avant le fait que ce traitement offre une très grande précision sur la position des cibles. En revanche, comme cela a été mentionné dans le premier chapitre, cet algorithme est complexe et relativement lent (environ 43mn). De plus, comme dans le cas de l'algorithme de sommation cohérente, un de ses inconvénients est la nécessité du recours à un nombre élevé de capteurs.
- Le premier traitement développé suite à un balayage autonome de la scène est celui dont le principe est d'isoler les cœurs de pieuvres et de soustraire les pieuvres associées au fur et à mesure. L'avantage de cet algorithme, en dehors du fait qu'il ne nécessite qu'une seule sonde en réception, est qu'il est relativement simple. L'image électromagnétique associée indique que les 5 cibles ont pu être localisées, malgré la présence d'échos parasites. Ces échos parasites, même de faible niveau, nuisent à la qualité de l'image. L'existence de ces perturbations met donc en avant une limitation de ce traitement : lorsque le nombre de cibles est trop élevé et/ou lorsqu'elles sont trop proches entre elles, la localisation devient difficile. En effet, l'exécution de cet algorithme suite à l'analyse d'une scène constituée d'un nombre moins élevé de cibles, distantes d'au moins 400mm, avait permis d'aboutir à une localisation plus claire (Figure 134). Ici, certaines cibles ne sont distantes que de 200mm ou 300mm pour un même azimuth visé, ce qui rend la localisation gênée par les interférences. En conséquence, lorsque les interférences entre cibles sont relativement importantes, certains échos parasites sont à un moment donné considérés comme étant des cœurs de pieuvres potentiels et conduisent à la soustraction de signaux utiles à la localisation de vraies cibles. Il en résulte que ces vraies cibles, bien que localisées, présentent un niveau parfois plus faibles que celui d'un écho parasite sur l'image de la scène.
- En ce qui concerne le balayage numérique en réception, la version relative à un double balayage autonome en émission produit une image relativement claire. Peu d'erreurs sont possibles en ce qui concerne la localisation des cibles en raison d'un fort rapport signal à bruit dans les directions où elles sont présentes. Bien que ce traitement soit simple, il a pour inconvénient de devoir être exécuté après l'enregistrement des échos sur un grand nombre de sondes, pour être le plus efficace possible. Il est important de rappeler ici que les taches représentatives des cibles sont plus larges que les taches consécutives à un balayage de type SAR en raison d'une discrétisation moins fine.

- La version relative à un unique balayage en émission est quant à elle un peu moins «lisible», même si les échos liés aux 5 cibles de la scène sont présents. Elle est en effet très dépendante des échos fixes liés aux couplages variables entre antennes, en fonction de la direction visée, et à l'environnement. Ainsi, pour aboutir à une image claire, il faudrait probablement avoir recours à un nombre encore plus important de sondes en réception, ce qui nuirait à la compacité de l'ensemble. Il peut donc s'avérer préférable de réaliser un double balayage autonome en émission et d'avoir recours à un certain nombre de sondes en réception (par exemple 7) plutôt que de réaliser un unique balayage en émission en ayant recours à une très grande quantité de sondes.
- Le temps nécessaire aux traitements consécutifs au balayage autonome est très court. En effet, il est de l'ordre de 34s pour le traitement consistant à isoler les différents cœurs de pieuvres et d'environ 22s pour le balayage numérique en réception, qu'il soit relatif à un simple ou à un double balayage en émission. Ces temps, légèrement supérieurs au temps d'exécution de l'algorithme de sommation cohérente, sont principalement liés à la durée nécessaire pour interpoler les réponses sur les sondes.

Finalement, le Tableau 19 regroupe les caractéristiques de chacun de ces traitements.

	Avantages	Inconvénients
Sommation cohérente	<ul style="list-style-type: none"> • Efficace, simple • 1 émission / 1 réception • peu d'erreurs possibles • Temps de calcul : 9s 	<ul style="list-style-type: none"> • Traitement lié à un balayage SAR => nécessité de déplacement du Radar ou d'un recours à un grand nombre de capteurs
Retournement temporel	<ul style="list-style-type: none"> • Grande précision 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexe • Nombre élevé de capteurs • Temps de calcul : 43mn
Isolement des cœurs de pieuvres	<ul style="list-style-type: none"> • Simple • 1 seule sonde de réception • Temps de calcul : 34s 	<ul style="list-style-type: none"> • Présence d'échos parasites • Diminution de l'efficacité avec la diminution de la distance entre deux cibles
Balayage numérique en réception (balayage autonome x2)	<ul style="list-style-type: none"> • Efficace, simple • peu d'erreurs possibles • Temps de calcul : 22s 	<ul style="list-style-type: none"> • Amélioration des performances avec l'augmentation du nombre de récepteurs
Balayage numérique en réception (balayage autonome x1)	<ul style="list-style-type: none"> • Balayage de référence absent • simple • Temps de calcul : 22s 	<ul style="list-style-type: none"> • Très grand nombre de capteurs • Dépendant des échos fixes de couplage et de l'environnement

Tableau 19 : Comparaison des traitements de signaux élaborés

De cette comparaison, il ressort donc que dans le cas d'un balayage de type SAR, nécessitant un déplacement du Radar le long de la scène à analyser, il est plus judicieux d'avoir recours à l'algorithme de sommation cohérente, quitte à l'associer à des opérations simples de renforcement et de lissage, comme évoqué dans le chapitre 1.

Dans le cas du choix d'un balayage autonome, pour lequel le système reste fixe, le traitement le plus intéressant reste le balayage numérique, malgré la nécessité du recours à de multiples chaînes de réception. En effet, ce traitement est bien moins sensible aux interférences entre cibles et aux échos parasites que l'algorithme consistant à isoler les différents cœurs de pieuvres potentiels les uns après les autres. En revanche, le fait de réaliser au préalable un balayage autonome de référence apparaît indispensable dans la mesure où les échos liés au couplages entre antennes d'émission sont importants et variables d'une direction à une autre. Il est toutefois possible de s'affranchir de ce balayage de référence, à condition d'avoir recours à un nombre de capteurs suffisamment élevé pour augmenter de façon significative le rapport signal à bruit dans les directions de localisation des cibles.

IV Conclusion

Ce chapitre avait pour vocation la présentation d'un nouveau concept de balayage rapide et autonome, associé à divers traitements de signaux permettant d'obtenir l'image électromagnétique d'une scène analysée.

Dans un premier temps, le concept de balayage autonome, basé sur la création de trains d'impulsions de fréquence de répétition différentes, a été énoncé. Grâce à la création d'un décalage adéquat t_1 entre les périodes des signaux alimentant deux antennes adjacentes au sein d'un réseau, des tirs électromagnétiques peuvent être réalisés dans différentes directions successives, azimut par azimut, avec un pas d'avancement lié à cet écart t_1 et à l'espacement entre antennes. Ainsi, un réseau constitué de 5 antennes Shark permet de balayer une zone de -55° à 55° par pas de 5° . En effet, le fait de se restreindre à une telle zone n'engendre pas de pertes de niveaux trop importantes en ce qui concerne les impulsions rayonnées en dehors de l'azimut central, et permet aux taches résultantes dans chaque direction de ne pas être trop dispersées. Par ailleurs, en fonction de la période T de référence choisie pour les trains d'impulsions, une scène peut être analysée sur une certaine profondeur, liée au temps d'aller-retour d'une onde rayonnée sur cette scène, entre l'émission de deux impulsions.

Concernant la mise en œuvre de ce balayage, elle est rendue possible grâce à l'utilisation de plusieurs sous-cavités optiques multi passage amplificatrice (une par antenne du réseau) de longueurs différentes. Au sein de ces cavités, c'est le déplacement très précis d'un miroir semi-réfléchissant qui permet d'ajuster la longueur de chacune des sous-cavités et de générer des trains d'impulsions de périodes plus ou moins longues. La création de retards est donc due à l'oscillation asynchrone des sous-cavités optiques de longueurs différentes. Parallèlement à l'ajustement de cette longueur, un milieu amplificateur permet de compenser les pertes de niveaux introduites en bordure de sous-cavité, lorsque l'impulsion optique est divisée en deux, une moitié étant dirigée vers l'antenne associée et l'autre moitié étant redirigée dans la sous-cavité pour générer une nouvelle impulsion d'alimentation.

Les problèmes majeurs résolus par un tel concept sont donc l'autonomie du système (les retards sont réglés automatiquement en fonction de la direction à viser) et la vitesse de balayage. Pour des applications de détection électromagnétique, le balayage ultra-rapide d'une zone à scanner est très intéressant car c'est une opération discrète et dynamique. Pour remonter à l'image électromagnétique d'une scène, deux traitements de signaux ont été développés :

- Un premier traitement, inspiré de l'algorithme de sommation cohérente présenté dans le premier chapitre, pour lequel il ne s'agit pas de sommer les contributions d'une cible le long d'une hyperbole de migration, suite à un balayage de type SAR, mais de sommer les contributions relevées sur une tache de rayonnement, assimilable à une pieuvre, constituée d'autant de tentacules que d'antennes au sein du réseau d'émission. Suite à un double balayage en émission (avec et sans cibles), afin de s'affranchir des échos parasites liés au couplage variable entre antennes et à l'environnement, ce traitement est basé sur l'enregistrement d'un signal sur une seule sonde de réception.
- Le seconde traitement consiste à avoir recours à plusieurs chaînes de réception afin de réaliser un balayage numérique et d'augmenter le rapport signal à bruit au niveau de la position des cibles.

Ces traitements, en plus de ne nécessiter qu'un temps de calcul plutôt court, sont relativement simples. Finalement, le choix de l'un ou de l'autre des algorithmes est un compromis entre le nombre de sondes en réception et l'efficacité du traitement pour la suppression des échos parasites.

Conclusion générale

L'objet de l'étude menée et présentée dans ce mémoire était, dans un premier temps, la conception et la réalisation d'une antenne Ultra Large Bande, de dimensions minimales, dédiée au rayonnement d'impulsions ultra courtes (inférieures à une nanoseconde) dans une bande de travail comprise entre 800MHz et 8GHz. La réalisation de cette antenne innovante, baptisée antenne Shark, associée à des mesures de rayonnement impulsionnel, a conduit au dimensionnement en puissance d'un réseau constitué d'autant de générateurs que d'antennes. Grâce à un dispositif optoélectronique d'alimentation, la meilleure synchronisation possible entre les différentes sources du système global a pu être garantie. De plus, un tel dispositif a permis le contrôle de la forme de l'impulsion générée et donc de son spectre couvert.

De ce dimensionnement en puissance, il ressort l'évaluation du nombre d'antennes nécessaire au sein du réseau pour rayonner une certaine densité de puissance ($1\text{W}/\text{cm}^2$ dans le cadre de cette étude) à une distance de 1km, en fonction du niveau crête du signal alimentant chacune des antennes. Des performances en termes de rapport de rayonnement avant/arrière transitoire et d'encombrement surfacique ont également été déduites de ce dimensionnement. Par ailleurs, un compromis devant être trouvé entre la génération d'une impulsion couvrant un spectre fréquentiel le plus large possible et la génération d'une impulsion ayant un niveau crête le plus élevé possible, le choix s'est porté sur la couverture de la bande la plus large possible, adaptée à la très large bande passante de l'antenne Shark.

Initialement dédiée à des applications de guerre électronique, l'antenne Shark a été dans un second temps utilisée pour des applications de détection électromagnétique. Toujours dans une configuration constituée de N générateurs et de N antennes, cette antenne a été le point de départ du développement d'un nouveau concept Radar, consistant à rayonner des impulsions dans différentes directions successives, azimuth par azimuth, de manière autonome et ultra rapide. Ce nouveau concept Radar, avec lequel une zone peut-être balayée en moins d'une microseconde, a été rendu possible grâce au diagramme de rayonnement sectoriel de l'antenne Shark et à la mise en place d'un dispositif optique d'alimentation particulier, reposant sur la parallélisation de sous-cavités de longueurs différentes. En effet, le temps d'aller-retour d'une impulsion optique étant différent d'une sous-cavité à une autre, les fréquences de répétition des trains d'impulsions générés pour alimenter les antennes du réseau sont différentes. Ainsi, au cours du temps, le décalage entre impulsions s'agrandit et le balayage d'une zone s'étendant de -55° à $+55^\circ$ par pas de 5° est engendré.

Pour remonter à l'image électromagnétique d'une scène balayée avec ce principe, deux traitements de signaux simples ont été développés. Chacun étant propre à une configuration de réception particulière, ces traitements ont été comparés aux algorithmes existants que sont la sommation cohérente et le retournement temporel. Ces traitements, qui ne nécessitent pas des temps de calcul élevés, permettent d'obtenir une image significative de la zone analysée. Lors de cette comparaison, le type de balayage associé (balayage SAR ou balayage autonome) a également été pris en considération. Il ressort de cette étude que l'algorithme de sommation cohérente est le mieux approprié pour un balayage de type SAR et que le balayage numérique en réception, malgré la nécessité du recours à de multiples chaînes de réception, est le mieux approprié au balayage autonome. En effet, ces deux combinaisons permettent de remonter à une image exploitable d'une zone, de façon simple et rapide.

La dernière partie de ce mémoire ayant été consacrée aux énoncés du principe et du développement du concept de balayage autonome, ainsi qu'à l'élaboration d'un traitement de signal adapté, les résultats présentés sont consécutifs à l'exploitation de signaux issus de simulations. En conséquence, l'originalité de ce nouveau système Radar et les premiers résultats qui en découlent, en terme de détection électromagnétique, devraient conduire à une étude plus approfondie et permettre des essais expérimentaux dans un avenir relativement proche.

Ce concept pourrait très bien être mis en œuvre dans le cadre de la détection de personnes à travers des cloisons, en ayant recours à une bande de travail comprise entre 300MHz et 3GHz. Ainsi, il serait tout à fait envisageable de réaliser de multiples balayages autonomes successifs, afin de suivre quasi instantanément des déplacements, dans une configuration de combat urbain par exemple.

Références

- [1] J. F. Naviner, "Génération d'impulsions, Fondamentaux et applications", *Ecole d'automne du GDR Ondes Ultra Large Bande, Valence, Octobre 2006*
- [2] J. Baud, Encyclopédie du renseignement et des services secrets, Editions Lavauzelle
- [3] <http://www.rt44.terre.defense.gouv.fr> et <http://www.rt54.terre.defense.gouv.fr>
- [4] P. Baratault, "La recherche en guerre électronique depuis 1960 et ses retombées", *La Guerre Electronique en France au XXème siècle, Colloque organisé à l'Ecole militaire, Avril 2000*
- [5] Défense et Sécurité nationale - Le Livre blanc, *Editions Odile Jacob / La Documentation Française, Juin 2008*
- [6] B. Juhel, G. Vezzosi, E. Legros, M. Le Goff, "Traitements SAR Ultra Large Bande", *16ème colloque GRETSI, Grenoble, Septembre 1997*
- [7] J. C. Diot, P. Delmote, J. Andrieu, M. Lalande, V. Bertrand, B. Jecko, S. Colson, R. Guillerey, M. Brishoual, "A novel antenna for transient applications in the frequency band 300MHz - 3GHz : the Valentine antenna", *IEEE transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, n°3, pp. 987-990, march 2007*
- [8] P. Delmote, C. Dubois, J. Andrieu, M. Lalande, V. Bertrand, B. Beillard, B. Jecko, T. Largeau, R. Guillerey, S. Colson, "Two original UWB antennas : the Dragonfly antenna and the Valentine antenna", *IEEE Radar conference RADAR 2004, Toulouse, France, October 2004*
- [9] A. M. Mayordomo, A. Yarovoy, "Optimal background subtraction in GPR for gumanitarian demining", *European radar conference EURAD 2008, Amsterdam, The Netherlands, October 2008*
- [10] C. Lei, S. Ouyang, "Through-wall surveillance using Ultra-wideband short pulse radar : numerical simulation", *2nd IEEE conference on industrial electronics and applications ICIEA 2007, Harbin, China, May 2007*
- [11] S. Gauthier, E. Hung, W. Chamma, "Surveillance through concrete walls", *Technical memorandum, Defence R&D Canada, Ottawa, December 2003*
- [12] http://runphym.free.fr/NewFiles/img_traitement.html

- [13] D. C. Munson, "A note on Lena", *IEEE transactions on image processing*, Vol. 5, n°1, 2 pages, January 1996
- [14] B. Monnier, R. Youssefi, "ASDE : Traitement des données des radars d'aéroport", *15ème colloque GRETSI, Juan-Les-Pins, Septembre 1995*
- [15] M. Fink, C. Prada, D. Cassereau, E. Kerbrat, "Time reversal techniques in non destructive testing", *Europ. Cong. Acoust.*, 2002
- [16] G. Lerosey, "Retournement temporel d'ondes électromagnétiques et application à la télécommunication en milieux complexes", *Thèse de Doctorat de l'Université Paris 7 - Denis Diderot*, 2006
- [17] M. Neyrat, "Contribution à l'étude de radars de type GPR (Ground Penetrating Radar) multicapteurs. Méthodes directes et inverses en temporel", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, 2009
- [18] M. Neyrat, C. Guiffaut, A. Reineix, "Reverse time migration algorithm for detection of buried objects in time domain", *Antennas and Propagations society international symposium, San Diego, July 2008*
- [19] N. Maaref, "Etude d'un concept de Radar de détection de personnes à travers les murs et les obstacles", *Thèse de Doctorat de l'Université de Nice-Sophia Antipolis*, 2009
- [20] C. E. Baum, W. L. Baker, W. D. Prather, J. M. Lehr, J. P. O'Loughlin, D. V. Giri, I. D. Smith, R. Altes, J. Fockler, D. McLemore, M. D. Abdalla, M. C. Skipper, "JOLT : A highly directive, very intensive, impulse-like radiator", *proceedings of the IEEE*, Vol. 92, n°7, July 2004
- [21] V. I. Koshelev, V. P. Gubanov, A. M. Efremov, S. D. Korovin, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko, A. S. Stepchenko, K. N. Sukhushin, "High-power ultrawideband radiation source with multielement array antenna", *13th International Symposium on high current electronics, Tomsk, Russia, July 2004*
- [22] A. M. Efremov, V. I. Koshelev, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko, K. N. Sukchushin, "High-power sources of ultrawideband radiation with subnanosecond pulse length", *14th International Symposium on high currents electronics, Tomsk, Russia, September 2006*

- [23] V. I. Koshelev, A. M. Efremov, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko, K. N. Sukhushin, "High-power source of ultrawideband radiation wave beams with high directivity", *15th International Symposium on high currents electronics, Tomsk, Russia, September 2008*
- [24] V. I. Koshelev, V. V. Plisko, K. N. Sukhushin, "Array antenna for directed radiation of high power ultrawideband pulses", *European Electromagnetics EUROEM 2008, Lausanne, Switzerland, July 2008*
- [25] J. C. Diot, "Conception et réalisation d'un Radar Ultra large Bande impulsionnel optoélectronique", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2006*
- [26] A. Godard, L. Desrumaux, V. Bertrand, J. Andrieu, M. Lalande, B. Jecko, M. Brishoual, V. Couderc, R. Guillerey, "A transient UWB antenna array used with complex impedance surfaces", *International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2010, Article ID 243145, 8 pages, 2010*
- [27] A. Godard, "Conception et réalisation d'un Radar Ultra Large Bande impulsionnel agile (300MHz - 3GHz)", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2009*
- [28] M. Lalande, J. C. Diot, S. Vauchamp, J. Andrieu, V. Bertrand, B. Beillard, B. Vergne, V. Couderc, A. Barthélémy, D. Gontier, R. Guillerey, M. Brishoual, "An ultra wideband impulse optoelectronic radar : RUGBI", *PIER B 11, pp. 205-222, 2009*
- [29] R. Williams, "Electric Field Induced Light Absorption in CdS", *Physical Review, Vol. 117, Issue 6, pp. 1487-1490, March 1960*
- [30] H. Schantz, "The art and Science of Ultrawideband antennas", *ch3 Antennas as transformers, pp. 78-79, Artech House, 2005*
- [31] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas, B. L. Smith, "Modern antennas", *ch7 Large antennas and microwave antennas, pp. 193-194, Chapman & Hall, 1998*
- [32] S. Bories, "Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications Ultra Large Bande", *Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-Sud XI, 2006*
- [33] X. Begaud, C. Roblin, S. Bories, A. Sibille, A. C. Lepage, "Antenna design, analysis and numerical modeling for impulse UWB", *WPMC 2004, Italy, September 2004*

- [34] D. Gosh, A. De, M. C. Taylor, T. K. Sarkar, M. C. Wicks, E. L. Mokole, "Transmission and reception by ultra-wideband (UWB) antennas", *IEEE Antennas and Propagation, Vol. 48, n°5, pp. 67-99, October 2006*
- [35] A. Hizal, U. Kazak, "A broadband coaxial ridged horn antenna", *19th European microwave conference, pp. 247-252, London, October 1989*
- [36] Y. Chen, W. T. Joines, Z. Xie, G. Shi, Q. H. Liu, L. Carin, "Double sided exponentially tapered GPR antenna and its transmission line feed structure", *IEEE Antennas and Propagation, Vol. 54, n°9, pp. 2615-2623, September 2006*
- [37] Q. Liu, C. L. Ruan, L. Peng, W. X. Wu, "A novel compact archimedean spiral antenna with gap-loading", *Progress in Electromagnetics Research Letters, Vol. 3, pp. 169-177, 2008*
- [38] J. C. Diot, "Communications et localisation ultra large bande : conception, réalisation, et optimisation de prototype d'antennes ULB", *DEA Electronique, Télécommunications, Hautes Fréquences et Optique, Université de Limoges, 2003*
- [39] H. Ghannoum, "Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain", *Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2006*
- [40] J. Y. Dauvignac, N. Fortino, S. Tourette, G. Kossiavas, P. Ciaï, "Miniaturisation des antennes UWB planaires", *GDR Ondes, Valence, Octobre 2006*
- [41] P. Lissard, "Etude de l'antenne fil plaque coplanaire. Application au domaine de l'automobile", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2004*
- [42] C. A. Balanis, "Modern antenna handbook", *ch2 Antenna elements, pp. 615-618, John Wiley & sons, Inc., 2008*
- [43] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, "Antennas : for all applications, third edition", *Published by McGraw-Hill, McGraw-Hill Companies, Inc., pp. 61-62, 2002*
- [44] B. S. Jin, Q. Wu, Y. M. Wu, L. Bian, L. W. Li, "An approach to the determination of the phase center of vivaldi-based UWB antenna", *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 8, pp. 69-70, Springer, 2007*

- [45] G. R. Salo, J. S. Gwynne, "UWB antenna characterization and optimization methodologies", *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 6*, pp. 329-336, Edited by Mokole et al., Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2003
- [46] J. T. Kringlebotn, P. R. Morkel, C. N. Pannell, D. N. Payne, R. I. Laming, "Amplified fibre delay line with 27000 recirculations", *Electro. Lett.*, Vol. 28, Issue 2, pp. 201-202, 1992
- [47] A. Jolly, J. F. Gleyze, P. Di Bin, V. Kermène, "Demonstration of a true single-shot 100GHz bandwidth optical oscilloscope at 1053-1064nm", *Opt. Express*, Vol. 17, n°14, 2009
- [48] <http://www.physique.ens-cachan.fr/laboratoire/experiences/fichiers/acousto.pdf>
- [49] D. Bouyge, "Systèmes lasers impulsions compacts et dispositifs hyperfréquences accordables basés sur l'intégration de composants MEMS", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, 2007
- [50] S. V. Hum, H. L. P. A. Madanayake, L. T. Bruton, "UWB beamforming using 2-D beam digital filters", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, n°3, pp. 804-807, March 2009
- [51] K. Schuler, W. Wiesbeck, "Tapering of multitransmit digital beamforming arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, n°7, July 2008

Liste des publications

- Brevet

L. Desrumaux, M. Lalande, V. Bertrand, J. Andrieu, B. Jecko, V. Couderc

«Dispositif de commandes d'émissions électromagnétiques, procédé associé et système de détection associé»

Demande de brevet France n° 11/54893 déposée le 6 juin 2011 (CNRS, Université de Limoges)

- Publications dans une revue internationale avec comité de lecture

L. Desrumaux, A. Godard, M. Lalande, V. Bertrand, J. Andrieu, B. Jecko

«An original antenna for transient high power UWB arrays : the SHARK antenna»

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, n°8, pp. 2515-2522, 2010

A. Godard, L. Desrumaux, V. Bertrand, J. Andrieu, M. Lalande, B. Jecko, M. Brishoual, V. Couderc, R. Guillerey

«A transient UWB antenna array used with complex impedance surfaces»

International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2010, Article ID 243145, 8 pages, 2010

L. Desrumaux, M. Lalande, V. Bertrand, J. Andrieu, B. Jecko

«Increase of the gain of a miniature Ultra Wide Band antenna using short-circuit wires»

International Journal on Communications Antenna and Propagation, Vol. 1, n°1, pp. 2515-2522, 2011

L. Desrumaux, M. Lalande, J. Andrieu, V. Bertrand, B. Jecko

«An innovative Radar imaging system based on the capability of an UWB array to steer successively in different directions»

Journal of Electromagnetic Waves and Applications, PIER B 32, pp. 91-106, 2011

L. Desrumaux, V. Couderc, M. Lalande, V. Bertrand, J. Andrieu, B. Jecko

«Ultrafast autonomous detection and scanning system based on optoelectronic pulse switching»

Soumis à : *IEEE Antennas and wireless propagation letters*

- **Conférences internationales avec comité de lecture**

A. Godard, L. Desrumaux, V. Bertrand, J. Andrieu, M. Lalande, B. Jecko, M. Brishoual, S. Colson, P. Bruguiere

«Examples of multi element array design for UWB systems»

Sensors & Electronics Technology Panel Specialist Meeting SET-120/RSM on Ultra Wide Band Radar Systems, Toulouse, October 2008

L. Desrumaux, A. Godard, V. Bertrand, J. Andrieu, M. Lalande, B. Jecko, P. Bruguiere, M. Brishoual

«Transient UWB radiation with beamforming capacity : multielement array design»

International Radar Conference RADAR 2009, Bordeaux, October 2009

L. Desrumaux, M. Lalande, J. Andrieu, V. Bertrand, B. Jecko

«The SHARK antenna : a miniature antenna for transient Ultra Wide Band applications in the frequency band 800MHz - 8GHz»

European Conference on Antennas and Propagation EUCAP 2010, Barcelona, Spain, April 2010

L. Desrumaux, S. Vauchamp, V. Bertrand, V. Couderc, M. Lalande, J. Andrieu

«Transient measurements of an agile UWB array»

EUMW 2010, Paris, October 2010

L. Desrumaux, M. Lalande, J. Andrieu, V. Bertrand, B. Jecko

«On the use of the Shark antenna for Radar detection techniques»

SPIE Defense, Security, and Sensing, Radar Sensor Technology XV, Orlando, April 2011

- **Conférence nationale avec comité de lecture**

L. Desrumaux, M. Lalande, V. Bertrand, J. Andrieu, B. Jecko, V. Couderc, P. Pouliguen

«Source de puissance rayonnée impulsionnelle optoélectronique»

GDR Ondes, Journées scientifiques 2010 du Club EEA "Communications sans fil : nouvelles normes, nouvelles technologies, nouvelles applications", Rennes, Octobre 2010

- **Conférences nationales sans comité de lecture**

J. Andrieu, A. Godard, L. Desrumaux, V. Bertrand, M. Lalande, B. Jecko

«Systèmes antennaires Ultra Large Bande»

Journées SEE - Antennes non standards, Paris, Janvier 2009

L. Desrumaux, M. Lalande, V. Bertrand, J. Andrieu, B. Jecko, V. Couderc, P. Bruguiere

«Source de puissance rayonnée impulsionnelle optoélectronique»

Journée scientifique de la DGA, Paris, Mai 2009

L. Desrumaux, M. Lalande, V. Bertrand, J. Andrieu, B. Jecko, V. Couderc, P. Pouliguen

«Source de puissance rayonnée impulsionnelle optoélectronique»

Journée scientifique de la DGA, Paris, Mai 2010

L. Desrumaux, M. Lalande, V. Couderc, J. Andrieu, B. Jecko, P. Pouliguen

«Contribution à la conception de sources de rayonnement Ultra large Bande appliquées à l'imagerie Radar et aux rayonnements forte puissance»

Journée scientifique de la DGA, Paris, Mai 2011

Contribution à la conception de sources de rayonnements Ultra Large Bandes appliquées à l'imagerie Radar et aux rayonnements forte puissance

Résumé :

Ce mémoire présente la conception et la réalisation d'une antenne Ultra Large Bande, de dimensions minimales, dédiée au rayonnement d'impulsions ultra courtes dans une bande de travail comprise entre 800MHz et 8GHz. En s'appuyant sur des mesures de rayonnement impulsionnel, l'association de cette antenne à un dispositif optoélectronique d'alimentation, garantissant la meilleure synchronisation possible entre plusieurs sources, a conduit au dimensionnement en puissance d'un système global constitué d'autant de générateurs que d'antennes (évaluation du nombre d'antennes nécessaire pour rayonner une densité de puissance de $1\text{W}/\text{cm}^2$ à une distance de 1km en fonction du niveau crête d'alimentation).

Initialement dédiée à des applications de guerre électronique, cette antenne a également été utilisée pour des applications de détection électromagnétique. Elle a été le point de départ du développement d'un nouveau concept Radar, consistant à rayonner des impulsions dans différentes directions successives, azimut par azimut, de manière autonome et ultra rapide. Ce développement a été rendu possible grâce à la mise en place d'un dispositif optoélectronique d'alimentation particulier, reposant sur la création de trains d'impulsions de fréquences de répétition différentes.

Enfin, pour remonter à l'image électromagnétique d'une scène balayée avec ce principe, deux traitements de signaux ont été développés, chacun étant propre à une configuration de réception particulière. Ces traitements ont été comparés aux algorithmes existants que sont la sommation cohérente et le retournement temporel, ces deux derniers étant associés à une configuration de type SAR.

Contribution to the design of Ultra Wide Band systems dedicated to Radar imaging applications and high power radiations

Abstract :

This document presents the design and the realization of a miniature Ultra Wide Band antenna, dedicated to the radiation of very short pulses in the frequency band [800MHz - 8GHz]. From experimental performances, the association of this antenna with an optoelectronic device, assuring the best synchronization possible between different sources, has lead to the evaluation of the performances of a global system including as many generators as antennas (evaluation of the necessary antenna number in the array to radiate a power density of $1\text{W}/\text{cm}^2$ at a distance of 1km as function of the peak level of the feeding pulses).

Previously dedicated to electronic warfare applications, this antenna has also been used for imaging Radar applications. It has been the starting point in the development of a novel autonomous and ultrafast Radar system, consisting in radiating pulses in different directions successively along time, azimuth per azimuth. This development has been made possible thanks to the use of a particular optoelectronic device, based on the creation of asynchronous optical pulses trains with different repetition rates.

Finally, in order to obtain an electromagnetic image of the analyzed scene with this principle, two imaging algorithms have been developed, each of them being associated with a particular reception configuration. These algorithms have been compared with the time reversal method and the back projection algorithm, in association with a SAR imaging system.

Mots clés :

Antennes	Ultra Large Bande	Impulsionnel	Optoélectronique
Dépointage	Réseau d'antennes	Imagerie Radar	Balayage autonome