

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE des Sciences et Techniques

XLIM – OSA, UMR CNRS 6172

Thèse N° [54-2009]

Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

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

présentée et soutenue par

Adrien GODARD

le 27 octobre 2009

**Conception et Réalisation d'un Radar Ultra
Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz-
3GHz)**

Thèse dirigée par Michèle LALANDE

JURY :

Rapporteurs :

M. Christophe BOURLIER

M. Philippe BESNIER

Examineurs :

M. Joël ANDRIEU

M. Morgan BRISHOUAL

M. Vincent COUDERC

M. Régis GUILLEREY

M. Bernard JECKO

Mme Michèle LALANDE

Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué à la faculté de Sciences de l'Université de Limoges au sein de l'institut de recherche XLIM dirigé par Dominique Cros. Je lui exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je souhaite remercier Monsieur le Professeur B. Jecko, responsable du département Ondes et Systèmes Associés (OSA) et Madame la Professeure M. Lalande pour avoir supervisée mes travaux en tant que directrice de thèse sur le site de Brive la Gaillarde.

J'adresse mes sincères remerciements à V. Couderc, directeur de Recherche CNRS rattaché à l'équipe photonique, pour présider le jury. Je le remercie également pour la conception et la réalisation des générateurs optoélectroniques nécessaires à l'étude.

J'exprime ma profonde gratitude à C. Bourlier, chargé de recherche CNRS à l'IREENA de NANTES, ainsi qu'à P. Besnier, chargé de recherche CNRS à l'IETR de RENNES, qui ont accepté de juger ce travail en tant que rapporteurs.

Je remercie M. Brishoual, ingénieur à la Délégation Générale pour l'Armement (DGA), pour avoir suivi ce projet et R. Guillerey ingénieur au Centre d'Electronique de l'Armement (CELAR) pour le suivit technique du projet.

J'exprime tout ma reconnaissance et remercie vivement J. Andrieu, Maître de conférence à l'IUT de Brive, et V. Bertrand, ingénieur au centre de transfert CISTEME, qui ont suivi et m'ont guidé pour cette étude par leur conseils et disponibilités tout au long de ces 3 années.

Mes remerciements vont aussi vers mes amis présents tout au long de ma thèse : Stéphane, l'éternel thésard ; Laurent (pour ses blagues moisies) et Hamzeh les jeunes thésards. Bon courage également à Rabia, le prochain sur la liste à soutenir. Je remercie aussi l'équipe C2S2 présente et leurs thésards.

Un remerciement particulier pour Hélène, pour son aide lors de mon arrivée à Brive et pendant ces années de thèse pour comprendre et résoudre tous les problèmes administratifs. Un grand merci également à tout le personnel enseignant et technique de l'IUT GEII de Brive que j'ai côtoyé pendant ces trois ans, avec qui j'ai pu m'essayer à l'enseignement.

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Contexte de l'étude : vers un réseau d'antennes Ultra Large Bande impulsionnel.	4
I. Contexte et objectifs de l'étude.....	5
I.1 Radars d'imagerie.....	5
I.1.1 Définition de l'Ultra Large Bande	7
I.1.2. Architecture des Radars à bande synthétique	8
I.1.3 L'intérêt de l'Ultra Large Bande impulsionnelle.....	10
I.2 Exemples de Radars ULB impulsionnels	11
I.2.1 Paramètres de classification.....	11
I.2.2 Radars dont la contrainte majeure est la portée	12
I.2.3 Radars dont la contrainte majeure est la compacité	15
I.2.4 Objectifs majeurs d'un nouveau Radar dans ce contexte.....	16
II. Les antennes ULB	17
II.1 Introduction aux antennes ULB	17
II.1.1 Caractéristiques électriques	17
II.1.2 Caractéristiques de rayonnement.....	19
II.3 Structures d'antennes ULB.....	23
II.4 Conclusion	33
III. Miniaturisation de l'antenne et élargissement de la bande passante.....	33
III.1 Substrat à forte constante diélectrique.....	33
III.2 Le repliement et les méandres [12]	34
III.3 Ajout de courts circuits sur la structure rayonnante [13][14].....	35
III.4 Ajout de résonateurs [12]	38
III.5 Utilisation de fentes.....	38
III.6 Introduction de charges [15].....	39
III.7 Conclusion.....	41
IV. Synthèse de réseau et optimisation.....	42
IV.1 Forme du champ rayonné par le réseau.....	42
IV.2 Optimisation de l'architecture du réseau d'antennes par méthodes directes.....	45
IV.3 Optimisation du rayonnement arrière par méthodes indirectes.....	48
IV.4 Conclusion du chapitre 1	53
Bibliographie du chapitre 1	54

Chapitre 2 : Conception, réalisation et test de l'antenne élémentaire Ultra Large Bande miniature et directive.....	56
I. Introduction	57
II. Conception de l'antenne élémentaire.....	58
II.1 Evolution d'une antenne Vivaldi vers l'application Radar	58
II.1.1 L'antenne Vivaldi simple	58
II.1.2 L'antenne Vivaldi à largeur de rubans variables.....	60
II.1.3 L'antenne Vivaldi à largeur de rubans variables d'alimentation micro-ruban	61
II.2 Géométrie de l'antenne élémentaire	66
II.2.1 Repliage de l'antenne.....	66
II.2.2 Prise en compte de la connectique d'alimentation	69
II.3 L'antenne optimisée et les performances attendues	72
II.3.1 Les dernières étapes d'optimisation	72
II.3.2 Performances théoriques de l'antenne optimisée	74
III. Tests du prototype	80
III.1 Mesure du coefficient de réflexion par une instrumentation harmonique	80
III.2 Mesures des performances de l'antenne par une instrumentation impulsionnelle	82
III.3 Caractérisation du prototype	89
IV. Conclusion.....	95
Bibliographie chapitre 2	96
 Chapitre 3 : Etude et Conception du réseau d'antennes ULB impulsionnelles	 97
I. Introduction	98
II. Interactions entre antennes	99
II.1 Interactions entre antennes horizontales	99
II.1.1 Adaptation des antennes	100
II.1.2 Le champ rayonné suivant l'axe.....	102
II.1.3 Critère sur les lobes de réseau	104
II.2 Interactions entre antennes verticales	105
II.2.1 Adaptation des antennes	105
II.2.2 Le champ rayonné suivant l'axe.....	106
II.2.3 Taches de rayonnement	107
II.2.4 Diagrammes de rayonnement	108
III. Constitution du réseau d'antennes ULB	110
III.1 Le rayonnement sans dépointage	111

III.1.1	Le signal transitoire.....	111
III.1.2	Taches de rayonnement transitoire et harmonique	112
III.1.3	Diagrammes de rayonnement harmoniques.....	113
III.2	Le rayonnement avec dépointage angulaire	115
III.2.1	Le balayage dans le plan horizontal.....	115
III.2.2	Le balayage dans le plan vertical	119
III.2.3	Conclusion sur le dépointage 1D	123
III.2.4	Le balayage 2D	124
IV.	Optimisation du rayonnement	128
IV.1	Diminution du rayonnement arrière	128
IV.1.1	Ajout d'un plan de masse	128
IV.1.2	Ajout de corrugations.....	130
IV.2	Perspectives d'évolution du réseau	139
IV.1.1	Autres paramètres d'optimisation.....	139
IV.1.2	Présentation de l'algorithme PSO.....	139
IV.1.3	Evolution du code	145
	Bibliographie chapitre 3	146

Chapitre 4 : Caractérisation d'un démonstrateur Radar ; réseau d'antennes et générateurs optoélectroniques

	147
I.	Présentation du démonstrateur	148
II.	Le générateur optoélectronique	149
II.1	Principe de génération de l'impulsion à valeur moyenne nulle.....	149
II.2	Gestion des retards.....	153
II.3	Générateur optoélectronique complet	154
II.3.1	Equilibre du monocycle.....	155
II.3.2	Les lignes à retards R1, R2, R3	156
II.3.3	Les lignes à retards L1, L2, L3, L4	157
II.3.4	Illumination des photocommutateurs	159
III.	Caractérisation du démonstrateur complet	160
III.1	Présentation du banc de mesure complet	160
III.2	Mesures préliminaires	162
III.3	Mesures sans dépointage.....	164
III.3.1	Mise en évidence du cumul des puissances	164
III.3.2	Impact des corrugations sur le signal transitoire.....	167
III.3.3	Caractérisation du rayonnement dans le plan horizontal	169

III.3.4	Caractérisation du rayonnement dans le plan vertical	172
III.4	Mesures avec dépointages	175
III.4.1	Dépointage dans le plan horizontal	175
III.4.2	Dépointage dans le plan vertical	179
IV	Conclusion chapitre 4	188
Conclusion générale		189
Annexe 1 : Détails de dernière étapes d'optimisation de l'antenne élémentaire.....		193
A.1.1	Elargissement de la bande d'adaptation par l'ajout d'un court-circuit constituant une deuxième boucle	193
A.1.2	Diminution de la hauteur de l'antenne.....	200
A.1.3	Optimisation de la transition coaxial/antenne	201
Annexe 2 : complément de simulation pour la conception du réseau d'antenne		203
A2.1	: Interactions entre antennes horizontales ; taches et diagrammes de rayonnement	203
Graphe d'intensité		203
Diagrammes de rayonnement.....		205
A2.2	: Interactions entre antennes verticales.....	207
Adaptation des antennes verticales		207
Taches de rayonnement.....		208
A2.3	: Dépointage 2D, simulations complémentaires.....	209

Introduction générale

Le terme Radar vient de l'acronyme anglophone Radio Detection And Ranging, ce qui se traduit en français par détection et estimation par ondes radio. Le principe Radar date du début du 20^{ème} siècle mais les premiers systèmes opérationnels sont apparus vers 1930 et ont connu un essor avec la seconde guerre mondiale. A l'origine, cet instrument est développé pour la surveillance maritime et aérienne mais connaît aujourd'hui de nombreux domaines d'applications tels que le médical, la navigation, les télécommunications, l'astronomie...

La course aux performances comme l'amélioration de l'identification des cibles dites furtives et les besoins modernes de télécommunications (hausse du débit) ont été un moteur pour le développement des technologies dites Ultra Large Bande (ULB).

Les bases de l'ULB ont été posées dans les années 80 mais n'ont connu une progression que plus tard grâce aux progrès technologiques liés à l'arrivée de générateurs impulsionnels capables de délivrer des signaux avec un fort contenu spectral étendu et à l'évolution des moyens de mesures tels que les numériseurs temps réels permettant l'acquisition de ces signaux. Le principe, pour l'émission, est la génération d'une impulsion électromagnétique de très courte durée et d'allure temporelle maîtrisée. La largeur de l'impulsion est de l'ordre de quelques centaines de picosecondes, d'où un spectre associé couvrant une plage de fréquences de plusieurs GHz. En réception, il faut être capable d'échantillonner le signal reçu via une antenne ULB. Le signal ainsi capté en une mesure fournit autant d'information qu'une multitude de mesures harmoniques. L'avantage majeur de ce type d'impulsion, outre son contenu spectral très riche, est sa furtivité puisqu'un signal ultra bref est peu détectable.

Le laboratoire XLIM, une Unité Mixte de Recherche appartenant à l'université de Limoges et au CNRS qui regroupe environ 400 enseignants-chercheurs et doctorants, et plus particulièrement le département OSA (Ondes et Systèmes Associés) ont développé un pôle de compétences autour de la technologie ULB impulsionnelle. Cette activité a débuté au travers d'une collaboration avec le CELAR (Centre d'Electronique de l'Armement) un établissement de la DGA (Délégation Générale pour l'Armement). Ces premières études ont porté sur la conception et la réalisation d'un banc de mesure de signature Radar de petits (missiles) et gros

objets (avions de chasse) dans la bande de fréquence 100Hz à 1GHz, cette recherche a conduit au développement des premières antennes ULB du laboratoire.

La DGA jugeant la technologie ULB impulsionnelle prometteuse, la collaboration avec le laboratoire n'a pas cessé depuis. En 1999 un projet dénommé PULSAR a été lancé ; l'objectif était la détection de mines enfouies dans le sol. Ce projet a été mené en partenariat avec le Laboratoire de Génie Electrique de l'université de Pau et la société Europulse implantée à Cressensac. Puis en 2002, ces études se sont poursuivies dans le cadre du PEA (Projet d'Etude Amont) RUGBI qui a conduit à l'amélioration des performances d'un réseau ULB en y associant un système de génération d'impulsions optoélectroniques. Le laboratoire travaille également dans différents domaines mettant en jeu l'ULB comme la métrologie (caractérisation des connecteurs, antennes et câbles) ou encore la CEM appliquée à l'automobile.

En 2006, une nouvelle REI (Recherche Exploratoire et Innovation) a été lancée dont l'objectif est la réduction en terme d'encombrement de la partie antennaire et un balayage 2D. Dans ce dernier cadre, les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés à la conception d'une antenne ULB miniature impulsionnelle, à la réalisation d'un réseau d'antennes ULB compact ainsi qu'aux tests de ce réseau probatoire.

Le premier chapitre de ce mémoire, replace le contexte de l'étude. Il fait état de quelques exemples d'applications concrètes de l'ULB impulsionnelle et de leurs performances actuelles. Dans un deuxième temps, sont évoqués les techniques d'optimisation d'antennes ainsi que le choix des types de structure d'antennes disponibles et celle retenue. Pour conclure, il est présenté quelques techniques d'optimisations de réseau d'antennes, tant sur le plan structurel (disposition, éléments rajoutés...) que sur les signaux d'alimentations à appliquer (retards / phases, amplitudes...).

Le deuxième chapitre traite de la conception de l'antenne élémentaire ainsi que de l'utilisation de différentes optimisations décrite dans le chapitre 1. Ce chapitre se conclut par la caractérisation de l'antenne élémentaire qui constitue le réseau à l'aide du banc de mesure transitoire développé au sein du département OSA.

Le troisième chapitre est consacré à la mise en réseau des antennes ainsi qu'à l'optimisation apportée au réseau, utilisation des techniques décrites dans le premier chapitre. Le comportement théorique est analysé en vue d'une comparaison avec les mesures présentées dans le chapitre suivant ; il y sera notamment décrit les retards appliqués aux antennes afin de procéder au dépointage du faisceau de rayonnement.

Le quatrième chapitre décrit également le générateur optique conçu et réalisé par l'équipe XLIM-photonique valide les analyses théoriques évoquées lors des chapitres précédents au travers de la caractérisation du démonstrateur complet.

Une conclusion clôture enfin le manuscrit.

Chapitre 1 : Contexte de l'étude : **vers un réseau d'antennes Ultra** **Large Bande impulsional**

I. Contexte et objectifs de l'étude

I.1 Radars d'imagerie

Le Radar est un appareil émettant et recevant une onde électromagnétique, utilisé pour localiser des objets dans l'espace et déterminer leur distance. Le Radar émet des ondes radioélectriques, dont la longueur d'onde varie de quelques centimètres à environ 1m. Les Radars d'imagerie pour des applications de proximité (portée de quelques mètres à quelques dizaines de mètres) sont développés dans le cadre de la sécurité civile et militaire. Sur le plan des menaces militaires, les conflits peuvent avoir lieu dans tous les milieux et tout particulièrement en milieu urbain. Actuellement, le danger présenté par le terrorisme constitue certainement la principale menace. La détection à travers des obstacles (végétation, murs...) est donc un challenge important qui justifie le développement de Radars d'imagerie. Ces Radars présentent également un intérêt pour des applications civiles telles que la détection de personnes à travers des masses opaques, à des fins de secours ou d'interventions suite à une catastrophe naturelle (tremblement de terre, effondrement, avalanche...). Il apparaît indispensable de développer des technologies permettant d'accroître les capacités actuelles de détection afin d'intervenir rapidement et précisément et ainsi de sauver un plus grand nombre de vies humaines.

Les Radars classiques bandes étroites ne peuvent pas répondre à ces nouveaux besoins. Il faut une quantité d'informations importante afin de localiser et d'identifier une cible. Ceci impose au Radar de fonctionner sur un spectre très large.

Un large spectre autorise :

- **Une forte résolution** d'image lorsqu'il est associé à un Radar d'imagerie SAR (Synthetic Aperture Radar ou Radar à synthèse d'ouverture). La résolution distance (capacité à dissocier deux points) étant inversement proportionnelle à la largeur de bande émise ($resolution = \frac{c}{2\Delta f}$) [1]. Le principe de ces Radars repose sur la réalisation d'image par déplacements successifs face à la zone à analyser (figure I-1). Pour balayer une zone, une technique courante consiste à déplacer le radar, mais le radar peut également posséder un mode de balayage mécanique ou électronique.

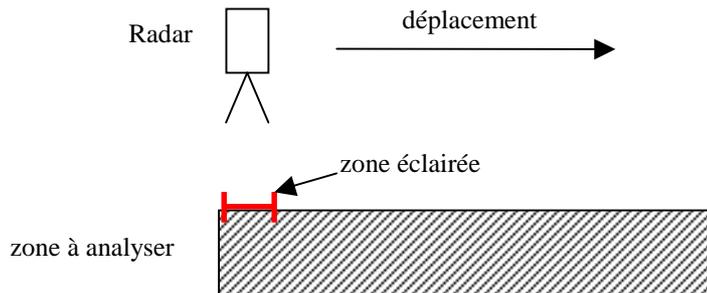


Figure I- 1 : principe SAR

Afin de reconstruire l'image électromagnétique de la zone à analyser, les signaux reçus par le Radar pour les différentes positions subissent un traitement approprié. Il existe un certain nombre de techniques de traitement de signaux pour cette application : la sommation cohérente, le retournement temporel, ...

- **La possibilité de pénétrer les matériaux, le sol, les murs...** grâce au contenu basse fréquence (classiquement inférieure à 1GHz) du spectre mais également grâce à la grande variété de longueurs d'ondes facilitant le passage dans des ouvertures de toutes tailles.
- **L'identification des cibles**, le comportement des cibles étant différent selon la fréquence d'illumination. La Surface Equivalente Radar (SER) de la cible varie, cette évolution permet d'identifier une cible.
- **Un fort pouvoir anti-discrétion**, la furtivité des cibles étant généralement obtenue de deux façons : à partir de matériaux absorbants ou par le choix de la forme géométrique de l'objet à dissimuler (facettes sur un avion furtif). Toutes ces méthodes ne sont efficaces que pour de faibles largeurs de bandes de fréquences.
- **Robustesse face aux perturbations et agressions électromagnétiques**, puisque grâce à la large bande, seule une faible partie du spectre est perturbée.

I.1.1 Définition de l'Ultra Large Bande

Bien qu'il n'existe pas encore de normalisation officielle, la communauté scientifique admet qu'un signal est considéré ULB lorsque le rapport (FB : Fractional Bandwidth) entre la bande passante (BP) et la fréquence centrale (f_c) est supérieur à 0.25 (tableau I-1)[1].

Critère FB	FB	Type de système
$FB = \frac{BP}{f_c}$ $BP = f_2 - f_1$ $f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}$	$0 \leq FB < 0.01$	Bande Etroite
	$0.01 \leq FB < 0.25$	Large Bande
	$0.25 \leq FB$	Ultra Large Bande

Tableau I - 1 : classification fréquentielle des systèmes

Pour un spectre couvrant 300MHz - 3GHz, $FB=1.63$, ce qui correspond bien à un spectre Ultra Large Bande. Ce spectre offre un contenu basse fréquence suffisant pour la pénétration au travers d'écrans végétaux ou de cloisons et une largeur telle qu'il est possible de réaliser une image avec une résolution de 5.5cm.

Les signaux ULB peuvent être de deux natures :

- A **bande synthétique** c'est à dire constitués d'une multitude de signaux de bandes plus étroites. C'est typiquement le cas des signaux "Step Frequency" ou "Frequency Modulated Continuous Wave".
- A **impulsion** de courte durée

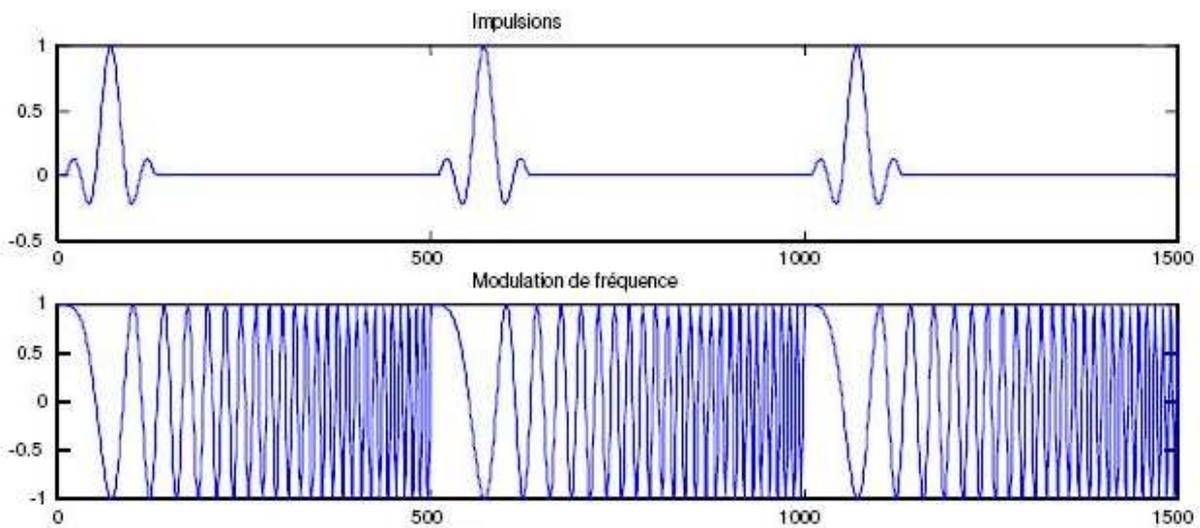


Figure I - 2 : signaux ULB

Ces deux méthodes conduisent sensiblement au même contenu spectral de rayonnement ; cependant les durées des signaux sont différentes (figure I-2), la durée d'un signal à bande synthétique étant beaucoup plus importante voire continue. La suite du paragraphe porte sur la présentation succincte de différents types d'architecture de Radars d'imagerie dont les spectres de rayonnement peuvent couvrir la bande 300MHz - 3GHz.

I.1.2. Architecture des Radars à bande synthétique

- Le Radar FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)

Le signal d'alimentation est composé d'une fréquence qui évolue linéairement dans le temps (figure I-3).

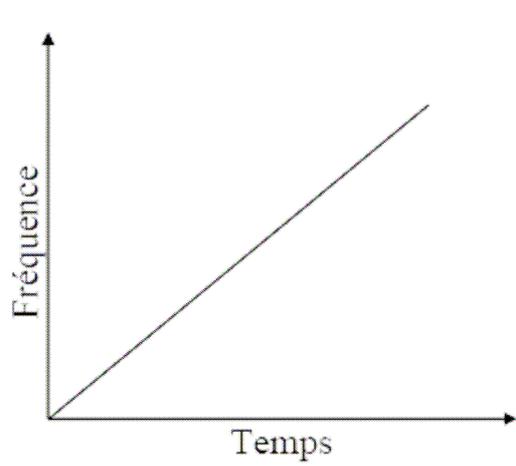


Figure I- 3 : évolution de la fréquence

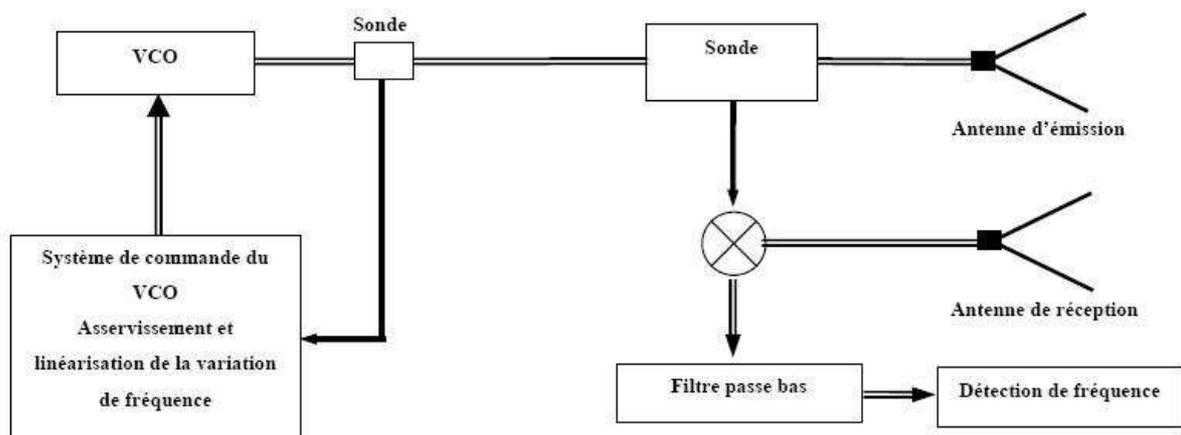


Figure I- 4 : synoptique FMCW

La fréquence est générée par un VCO (Voltage Control Oscillator), un système d'asservissement est rajouté afin de contrôler la tension et rendre l'évolution de la fréquence linéaire avec le temps. Le signal est ensuite transmis à l'antenne d'émission puis la réponse de

la cible est captée par l'antenne de réception. Le signal reçu est mélangé au signal d'émission puis filtré, le signal ainsi obtenu est ensuite traité pour déduire une image.

- Le principe Step Frequency

Le signal est transmis à une fréquence qui évolue par palier en fonction du temps.

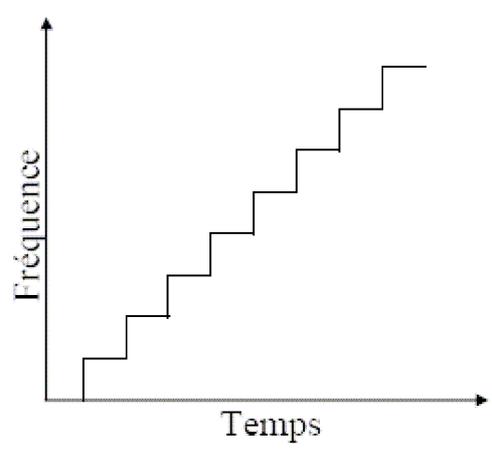


Figure I- 5 : évolution de la fréquence

La figure I-6 présente le fonctionnement global d'un radar Step Frequency.

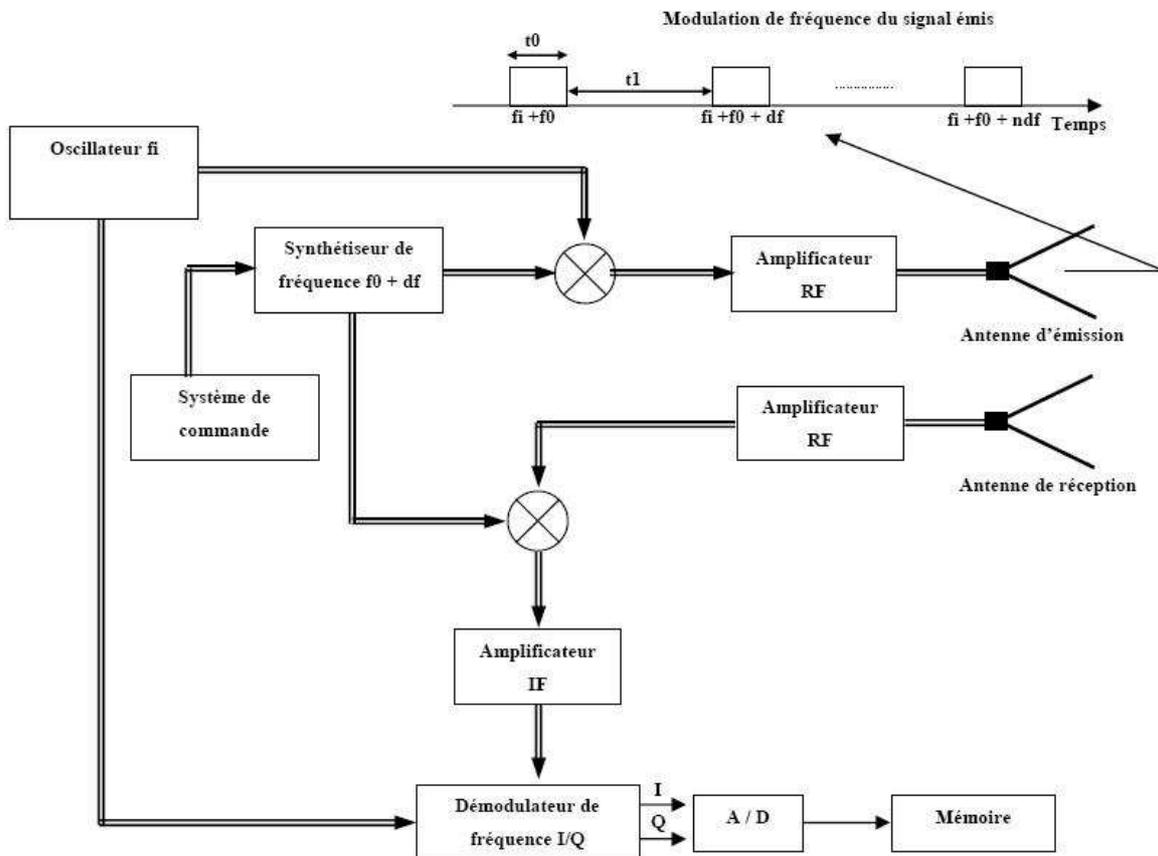


Figure I- 6 : synoptique step frequency

Le signal de fréquence f_i issu de l'oscillateur est mélangé à celui de fréquence f_0+df issu du synthétiseur puis est amplifié avant d'être rayonné, le signal émis est de fréquence f_i+f_0+df . Chaque fréquence est émise pendant un temps t_0 puis s'en suit un temps d'écoute t_1 ; plus la portée à atteindre est grande, plus ce temps est long.

A la réception, le signal est de nouveau amplifié puis mélangé à la fréquence du synthétiseur. Un démodulateur synchrone permet ensuite de décomposer le signal en 2 composantes, une en phase (I) et l'autre en quadrature (Q) par rapport à (I). A chaque fréquence générée par le système, correspond un échantillon I-Q reçu par le système, qui permet de reconstituer la réponse large bande de la cible.

1.1.3 L'intérêt de l'Ultra Large Bande impulsionnelle

De la durée du signal dépend la zone aveugle du Radar. Dans le cas des Radars à bande synthétique, la durée de l'impulsion rayonnée peut être de plusieurs micro-secondes (pour une durée d'impulsion de $1\mu s$ la distance aveugle est de 300m). La durée des impulsions rayonnées étant de quelques nanosecondes, les techniques impulsionnelles permettent de réduire cette zone aveugle. Un autre avantage majeur des techniques dites impulsionnelles est leur discrétion. Les signaux mis en œuvre sont difficilement détectables du fait de leur très faible durée et ne sont donc pas sujets aux contre mesures.

Le synoptique d'un Radar impulsionnel est présenté Figure I-7 :

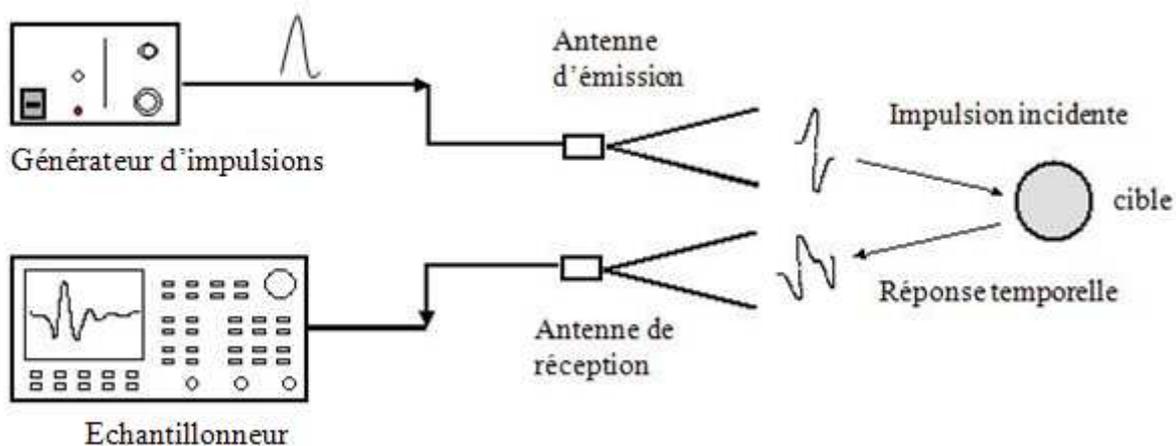


Figure I- 7 : synoptique Radar impulsionnel

Le Radar ULB impulsionnel est constitué d'un générateur d'impulsions ultra courtes et sans porteuse dont le spectre peut aller de quelques MHz à plusieurs GHz. Ce signal est alors transmis à l'antenne d'émission. L'antenne de réception reçoit la réponse de la cible, ce signal

est ensuite acheminé vers un échantillonneur numérique temps réel large bande pour une acquisition rapide des signaux.

Différentes formes d'impulsions peuvent alimenter les antennes des Radars impulsionnels : les formes Gaussiennes, biexponentielles, les monocycles (impulsion à valeur moyenne nulle)... La bande passante est généralement définie à -20dB du maximum d'amplitude spectrale. Un exemple de signal monocycle est donnée figure I-8.

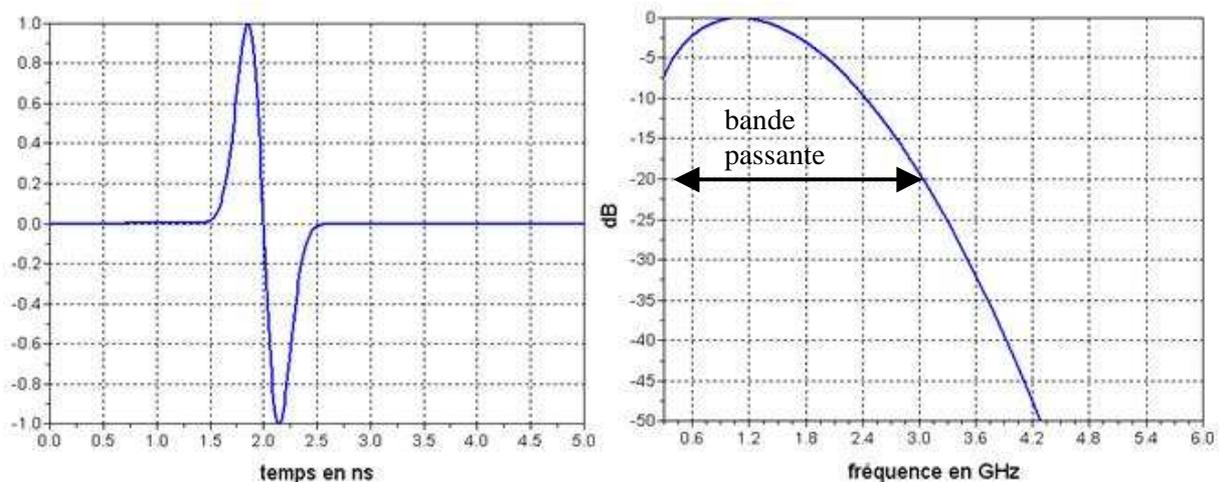


Figure I- 8 : exemple de monocycle

Le spectre des impulsions à valeur moyenne nulle présente l'intérêt de pouvoir être en adéquation avec le spectre de rayonnement d'une antenne. Ceci a l'avantage de réduire les niveaux d'amplitudes des ondes stationnaires qui apparaissent entre la source et l'antenne qui sont à l'origine du couplage entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception et nuisent aux performances globales du Radar, notamment en terme de dynamique.

I.2 Exemples de Radars ULB impulsionnels

I.2.1 Paramètres de classification

Dans le but de classifier les Radars impulsionnels, il convient de définir quelques critères :

- **La bande de travail**, sachant que la largeur de la bande fixe la résolution maximale et la partie basse du spectre la capacité à pénétrer les obstacles (murs, végétation,...).
- **La portée du système**, directement liée à l'amplitude émise et à la sensibilité du récepteur.
- **Le rayonnement arrière**, qui peut être néfaste à l'utilisateur du Radar ou à l'électronique de commande.

- **L'agilité du faisceau**, qui permet de garder le radar statique tout en réalisant une imagerie par balayage de faisceau.
- **La compacité**, à prendre en compte dès la conception, en particulier si le système doit être portatif ou être embarqué sur un véhicule léger.

1.2.2 Radars dont la contrainte majeure est la portée

- BoomSAR

BoomSAR (US Army Research Laboratory) [2] utilise un signal dont le spectre est compris entre 50MHz et 1200MHz, ce qui conduit à une résolution d'environ 15cm. Son fonctionnement est basé sur l'imagerie SAR.



La figure I-9 montre le système BoomSAR, le Radar est à une hauteur de 45m et le véhicule peut se déplacer à une vitesse de 1 km/h. La portée de ce système est de 60m.

Le signal électrique utilisé pour l'émission est une impulsion de type biexponentielle, son temps de montée est de 150ps tandis que son temps de descente est de 2ns, pour une puissance crête de 2MW. Cette puissance est obtenue avec des switches électroniques de type arséniure de gallium.

La faisabilité d'un tel système a été démontrée moyennant un matériel très encombrant, peu adapté à un contexte opérationnel.

- PULSAR

Le département OSA (Ondes et Systèmes Associés) du laboratoire de recherche XLIM, en collaboration étroite avec les équipes du CELAR (Centre d'Electronique de l'Armement), un établissement de la DGA (Délégation Générale pour l'Armement) implanté à Rennes, a démontré la faisabilité de cette méthode d'imagerie SAR ULB au travers de différents projets. Aussi, en 1999 a été réalisé le projet dénommé PULSAR, dédié à la détection de mines antichars enfouies dans le sol.

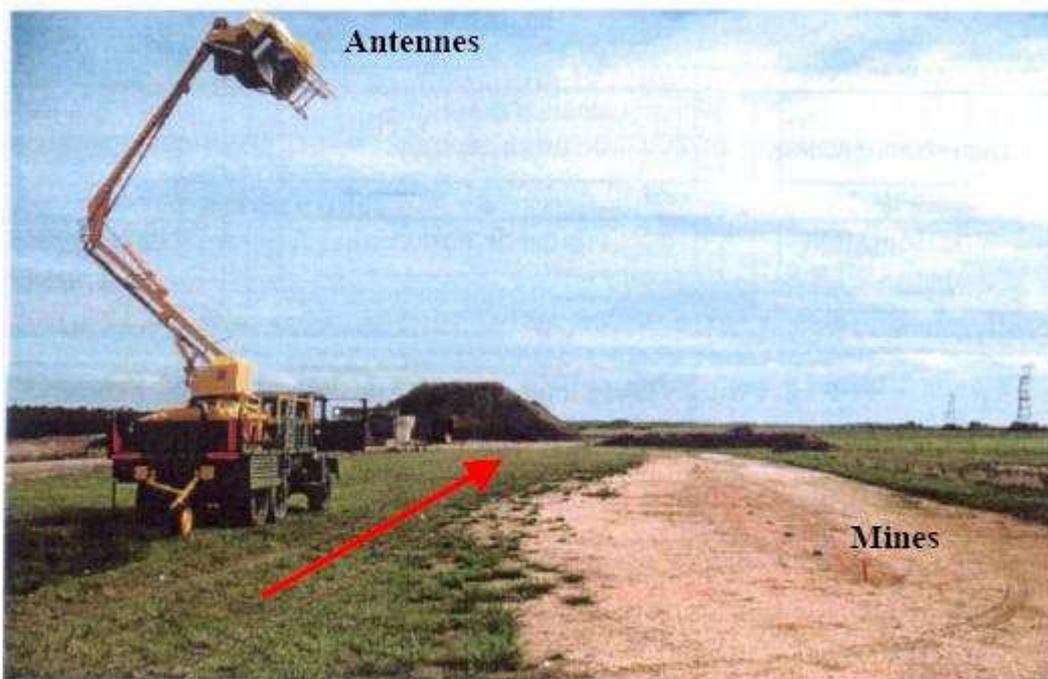


Figure I- 10 : Démonstrateur PULSAR

Ce radar est composé d'une seule antenne en émission de type Libellule, Ciseaux ou Vivaldi [3] couvrant le spectre 200MHz - 4GHz et d'un cornet ridgé large bande en réception. Ce projet permet la localisation de mines enfouies jusqu'à 50cm de profondeur dans le sol. Le radar peut détecter des mines sur des zones de plusieurs centaines de m² avec une résolution de l'ordre de la dizaine de centimètres. Pour obtenir ces performances de mesure, deux générateurs ont été testés, le premier conçu par le LGE (Laboratoire de Génie Electrique) de Pau délivrant 25kV crête à l'aide d'un éclateur à gaz et le second de la société Europulse issue de la technologie russe (société FID) autour des diodes DRD (Drift Recovery Diode) délivrant 11kV. Lors de ce projet, des verrous technologiques ont été clairement identifiés, liés notamment aux problèmes de tenue en tension des antennes vis à vis des impulsions d'amplitudes crêtes supérieures à 25kV et aussi à la difficulté d'approvisionnement de

générateurs délivrant des impulsions ULB de niveaux supérieurs à quelques dizaines de kilovolts et présentant des temps de montée de l'ordre de 100 picosecondes. Pour lever cette contrainte, le groupe "dispositif ULB" du département OSA a proposé une solution innovante : le concept multi-sources / multi-antennes dont la faisabilité a été démontrée dans le cadre du projet RUGBI.

- RUGBI

La solution consiste à adopter une architecture à n générateurs / n antennes capable de sommer de façon cohérente les puissances rayonnées. Les antennes n'ont plus dans ce cas à supporter une trop forte tension crête ce qui limite les contraintes sur l'antenne lors de sa conception. La difficulté pour une telle architecture porte sur la limitation de la gigue entre les N rayonnements. Cette difficulté a été contournée par le recours à N photocommutateurs éclairés par un même faisceau Laser.

Le démonstrateur RUGBI [4] a ainsi montré la faisabilité du Radar de type N antennes commandées par N sources optoélectroniques. La figure I-11 montre l'architecture de ce Radar.

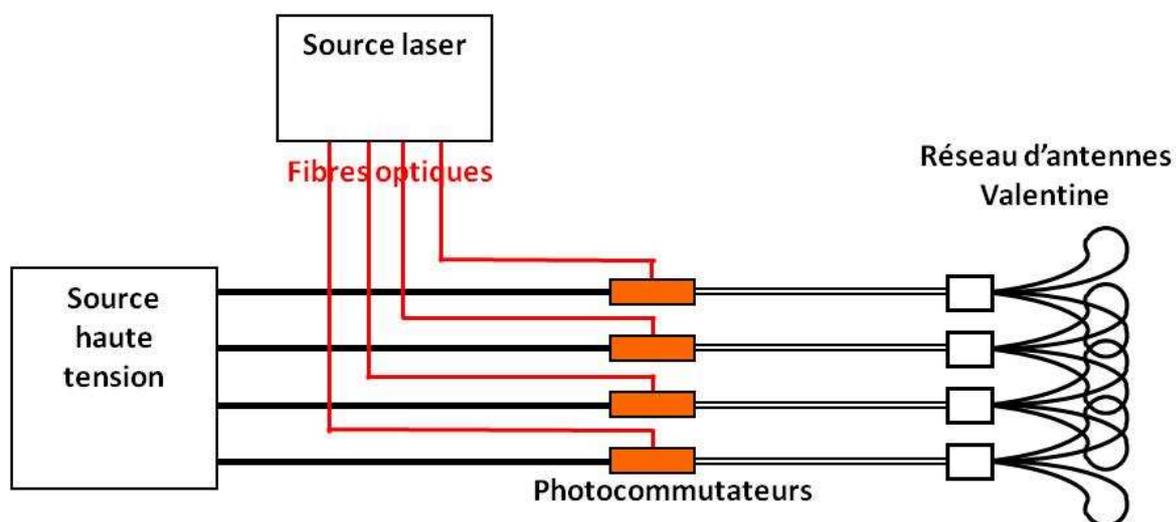


Figure I- 11 : principe de du Radar RUGBI

Un démonstrateur de réseau linéaire à 4 antennes agencées horizontalement a permis de cumuler les rayonnements impulsionnels avec une gigue maximale de 2 ps. Chaque antenne reçoit une tension de 10kV, présentant un temps de montée de 120ps et une longueur totale du signal de 300ps. Par ailleurs, en choisissant les retards d'éclairement des photocommutateurs, la possibilité d'un dépointage horizontal du faisceau a pu être montrée.

1.2.3 Radars dont la contrainte majeure est la compacité

Depuis 2001, l'armée est confrontée à des actes de terrorisme ou de guérilla, les Radars doivent permettre aujourd'hui la détection et l'identification de cibles cachées, par exemple en milieu urbain et doivent donner la possibilité de discerner des personnes derrière des murs (Through Wall Detection).

Un certain nombre de systèmes existe :

- Le Radar Vision



Figure I- 12 : Le Radar Vision

Ce dispositif a été développé par la société Time Domain (Huntsville, Alabama, USA). Son principe consiste en la génération d'impulsions ULB couvrant le spectre 1GHz - 3GHz avec une fréquence de récurrence de l'ordre de 16kHz, il permet en principe de détecter des cibles jusqu'à 10m à travers une paroi. Des essais menés par le RAID (Recherche Assistance Intervention Dissuasion) avec ce système n'ont pas abouti aux performances attendues. Ce produit n'est plus en vente actuellement mais a été le premier Radar d'imagerie portatif.

- Le Xaver 800 [5]



Figure I- 13 : Le Xaver 800

Ce système développé par la société Camero Technology (Vienna, USA) fonctionne entre 3GHz et 10GHz. Les performances annoncées sont les suivantes : une détection jusqu'à une distance de 20m à travers un mur et une image 3D jusqu'à 8m. La partie vision et commande peut être déportée à 30m du système antennaire grâce à un câble. Sa résolution est inférieure à 20cm à une distance de 8m.

1.2.4 Objectifs majeurs d'un nouveau Radar dans ce contexte

Avec le démonstrateur RUGBI, l'intérêt d'un déclenchement optique de rayonnements impulsionnels de forte puissance a été démontré. La possibilité de déclencher simultanément les rayonnements de quatre sources élémentaires avec une gigue inférieure à 2 picosecondes a été prouvée expérimentalement.

La maîtrise de la commutation forte puissance avec une telle précision a ouvert des perspectives en termes de réseau d'antennes agiles. Le concept du dépointage angulaire du faisceau de rayonnement sur une large bande de fréquence a été validé lors des expérimentations probatoires du démonstrateur RUGBI. Pour ce dernier, l'encombrement du système complet ne présentait pas de contrainte particulière. Si on envisage la conception de réseaux d'antennes agiles en 2 dimensions, la problématique est tout autre et rend indispensable la miniaturisation des antennes intégrées à l'émission (les dimensions des antennes d'émission de RUGBI sont trop importantes : 95cm × 111cm × 5cm). Par ailleurs, l'utilisation de sources optoélectroniques impulsionnelles de type monocycle au contenu spectral dépourvu de composantes basses fréquences permet de limiter fortement le couplage entre antennes élémentaires et donc de favoriser l'efficacité de ce réseau d'antennes en termes de dynamique et de portée.

Il s'agit donc ici de concevoir un Radar ULB impulsionnel agile et en particulier le réseau antennaire qui le constitue. La principale difficulté réside dans l'agilité du réseau dont découle un grand nombre de contraintes tant sur les antennes que sur la commande. Le choix retenu pour la bande de travail est 300MHz - 3GHz car cette bande offre le meilleur compromis entre la capacité de pénétration, la longueur d'onde maximale (1m) et le dimensionnement des aériens.

Les antennes doivent être de taille réduite compatible avec la mise en réseau. Une valeur limite égale à $\lambda_{\max}/4$ (soit $< 250\text{mm}$) est fixée alors que les dimensions des antennes usuelles sont plutôt de l'ordre de la longueur d'onde. Afin de conserver une portée similaire aux précédents démonstrateurs tout en ayant la capacité d'un dépointage 2D, le nombre d'antennes est porté à 12 avec une tension de 2kV crête par antenne. Ces niveaux crêtes de tensions mis en jeu qui restent relativement élevés font apparaître plusieurs problèmes : le risque de claquage sur l'antenne élémentaire et la protection des utilisateurs et de l'optoélectronique de commande vis à vis des rayonnements arrières induits par les 12 antennes. On définit pour cela le critère de protection via le rapport des niveaux crêtes rayonnés avant sur arrière. Ce rapport devra être supérieur à une valeur fixée arbitrairement à 35 dB. L'antenne élémentaire devra donc présenter un rayonnement arrière minimum.

II. Les antennes ULB

II.1 Introduction aux antennes ULB

Il convient de définir des critères électriques et électromagnétiques temporels propres à l'ULB impulsionnel afin de caractériser au mieux ces antennes. De nouveaux outils d'analyses complémentaires aux outils harmoniques sont donc nécessaires afin de juger leur comportement.

II.1.1 Caractéristiques électriques

Tout d'abord les caractéristiques électriques de l'antenne sont liées au couple formé par l'antenne et le générateur. Il est possible de schématiser ce couple sous la forme d'un circuit électrique. Deux paramètres principaux seront explicités, l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion.

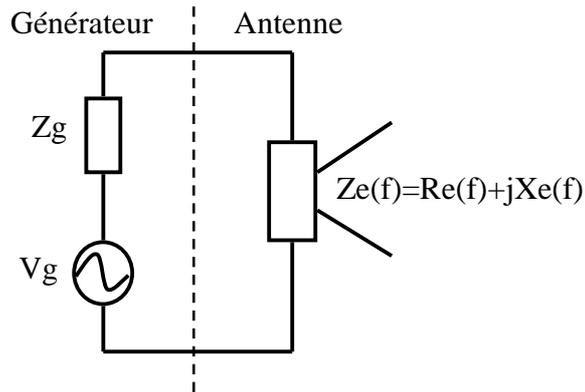


Figure I- 14: schéma équivalent circuit du couple antenne - générateur

L'impédance interne du générateur est généralement égale à 50 Ohms. La partie résistive Re de l'antenne caractérise la puissance dissipée par rayonnement ainsi que diverses autres pertes (pertes ohmiques, pertes diélectriques...). La partie imaginaire Xe représente les pertes de puissance réactive dont la valeur est intrinsèquement liée à la géométrie de l'antenne.

Le premier critère pour déterminer la bande passante d'une antenne s'appuie sur la valeur du coefficient de réflexion. Il caractérise la discontinuité d'impédance entre le générateur et l'antenne.

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_g}{Z_e(f) + Z_g} \quad \text{eq I - 1}$$

L'adaptation d'impédance est réalisée lorsque $S_{11}(f)=0$, soit quand l'impédance d'entrée de l'antenne vaut $Z_e(f)=Z_g$. La majorité des générateurs étant d'impédance 50 Ohms, l'adaptation est réalisée lorsque $Z_e(f)=50 \Omega$. Concrètement, une mauvaise adaptation induit la présence d'une onde réfléchie au niveau de l'antenne qui se propage vers le générateur impulsionnel.

Le coefficient de réflexion peut être mesuré via une instrumentation temporelle ou une instrumentation fréquentielle.

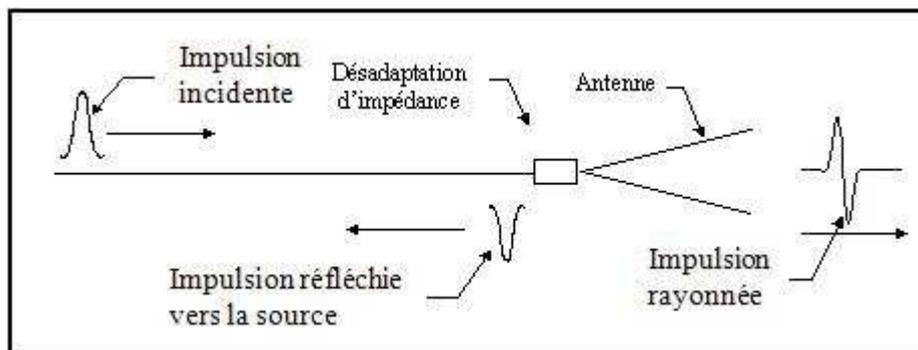


Figure I- 15 : ondes réfléchies

Dans le premier cas, les signaux incidents et réfléchis sont mesurés par un oscilloscope numérique temps réel associé à une sonde haute tension ULB. De ces signaux impulsifs est déduit le coefficient S11. Dans le second cas, le S11 est mesuré sur un analyseur vectoriel, la mesure doit en toute rigueur être menée en chambre anéchoïde. L'antenne est considérée comme adaptée lorsque le module du coefficient S11 est inférieur à -10dB.

II.1.2 Caractéristiques de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement sont d'une façon générale données dans une zone dite de champ lointain.

a) définition des différentes zones de champ

- La première zone, la plus proche de l'antenne, où le champ est principalement réactif. Cette zone est délimitée par une sphère de rayon R_1 autour de l'antenne.

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad \text{avec } D : \text{la plus grande dimension de l'élément rayonnant.}$$

λ : la longueur d'onde considérée

- La deuxième zone, aussi appelée zone de Fresnel, est définie par un volume compris entre deux sphères autour de l'antenne : $R_1 < \text{Zone de Fresnel} < R_2 = 2 \frac{D^2}{\lambda}$
- La région de champ lointain est définie pour R, la distance à la source, supérieure à R_2 .

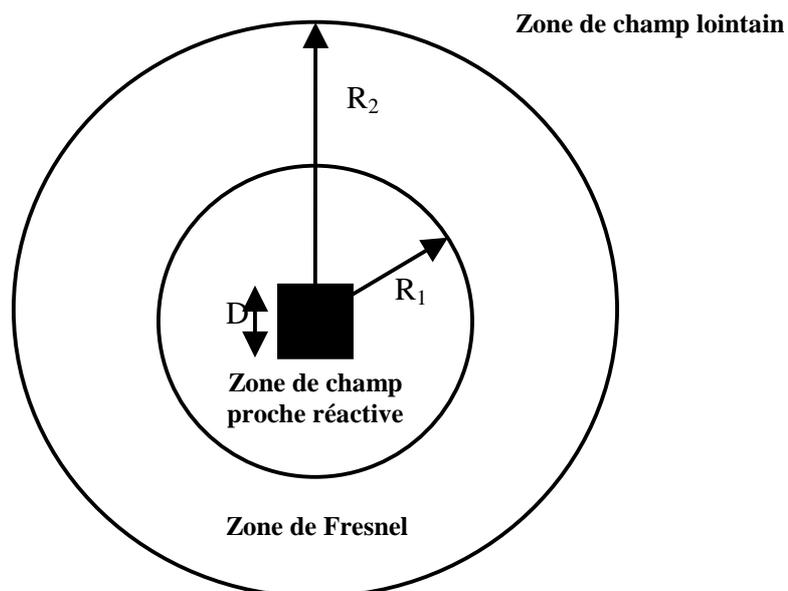


Figure I- 16 : zones de champ autour de l'antenne

b) Facteurs d'antennes, fonctions de transferts et gain

Dans une liaison où interviennent deux antennes, il est nécessaire de traduire le transfert de puissance du générateur à l'antenne d'émission et de l'antenne de réception au détecteur par des grandeurs appropriées. Le gain de l'antenne, la fonction de transfert et le facteur d'antenne sont les caractéristiques définies pour traduire ces transferts de puissance. Elles sont liées comme le montre la suite du paragraphe.

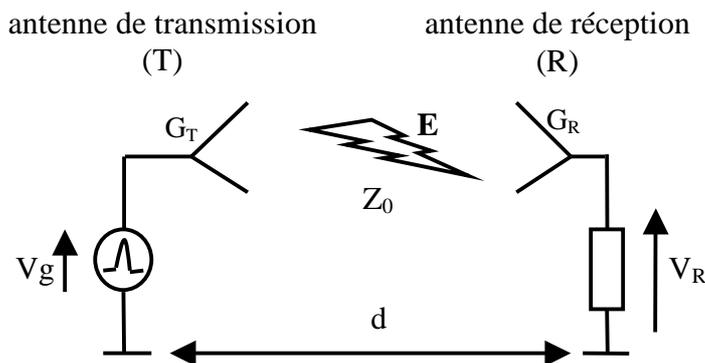


Figure I- 17 : chaîne d'émission - réception

La distance d est supposée assez grande pour que les antennes soient en zone de champ lointain l'une par rapport à l'autre.

Considérons dans un premier temps les relations entre les grandeurs harmoniques.

On définit un facteur d'antenne en transmission [6][7]:

$$F_T(f, \theta) = \frac{E(d, f, \theta)}{V_g(f)} \times d \times e^{j \frac{2\pi d}{\lambda}} \quad (\text{sans unités}) \quad \text{eq I - 2}$$

Où $E(d, f, \theta)$ est l'amplitude spectrale du champ rayonné à une distance d, pour une direction θ

$V_g(f)$ est la tension appliquée à l'antenne d'émission

De même, on définit un facteur d'antenne en réception :

$$F_R(f, \theta) = \frac{V_R(f)}{E(d, f, \theta)} \quad (\text{en mètres}) \quad \text{eq I - 3}$$

Où $V_R(f)$ est la tension au pied de l'antenne de réception

Par défaut, la direction privilégiée est considéré dans l'axe ($\theta=0$) mais rien n'empêche de définir un facteur d'antenne pour un angle d'élévation ou de gisement différent.

En combinant la relation eqI-2 et eqI-3, il est possible de déterminer une équation reliant la tension reçue à la tension appliquée :

$$V_R(f) = V_g(f) \times F_T(f, \theta) \times F_R(f, \theta) \times \frac{e^{-j \frac{2\pi d}{\lambda}}}{d} \quad \text{eq I - 4}$$

Les facteurs F_R et F_T sont reliés entre eux par la relation décrite par Baum [7] :

$$F_R = -\frac{Z_C}{Z_0} \times j \times \lambda \times F_T \quad \text{eq I - 5}$$

Où Z_C est l'impédance caractéristique des câbles intervenant dans la chaîne de mesure et l'impédance interne du générateur supposée égale à 50Ω .
 Z_0 est l'impédance du vide égale à 120π .

Les facteurs d'antennes peuvent être définis à partir des fonctions de transferts H_T et H_R généralement rencontrés dans la littérature et qui traduisent des transferts de puissances [7] :

$$H_T = \sqrt{\frac{4\pi Z_C}{Z_0}} F_T \quad \text{eq I - 6}$$

$$H_R = \sqrt{\frac{Z_0}{4\pi Z_C}} F_R \quad \text{eq I - 7}$$

Les gains réalisés des antennes d'émission et de réception sont liés aux grandeurs définies ci-dessus par les expressions suivantes :

$$\text{En émission : } G_T = |H_T|^2 = \frac{4\pi Z_C}{Z_0} |F_T|^2 \quad \text{eq I - 8}$$

$$\text{En réception : } G_R = |H_R|^2 = \frac{Z_0}{4\pi Z_C} |F_R|^2 = \frac{Z_C}{4\pi Z_0} \lambda^2 |F_T|^2 \quad \text{eq I - 9}$$

Des relations présentées dans le domaine fréquentiel peuvent être déduites les relations dans le domaine temporel après une opération de transformée de Fourier inverse. Les grandeurs : $e(d,t,\theta)$, $h_T(t,\theta)$, $h_R(t,\theta)$, $v_g(t)$ et $v_R(t)$ sont les évolutions temporelles associées respectivement aux évolutions fréquentielles : $E(d,f,\theta)$, $H_T(f, \theta)$, $H_R(f, \theta)$, $V_g(f)$ et $V_R(f)$. Il s'en suit que :

- Le champ rayonné par l'antenne d'émission s'écrit :

$$e(d,t,\theta) = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{Z_0}{4\pi Z_C}} [h_T(t,\theta) \otimes v_g(t)] \quad \text{eq I - 10}$$

où \otimes représente le produit de convolution

Le coefficient $e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}}$ de l'équation I-2 se traduit par un retard temporel non pris en compte ici pour simplifier les expressions.

- La tension reçue par l'antenne de réception s'écrit :

$$v_R(t) = \sqrt{\frac{4\pi Z_C}{Z_0}} [h_R(t,\theta) \otimes e(t,\theta)] \quad \text{eq I - 11}$$

- La relation temporelle entre h_T et h_R est explicitée par la relation suivante [8] :

$$h_T = \frac{2}{c} \frac{\partial h_R}{\partial t} \quad \text{eq I - 12}$$

Cette relation pourra être introduite dans les relations précédentes si les antennes d'émission et de réception sont identiques.

c) Le critère de protection avant/arrière

Pour juger en restant dans le domaine temporel de la qualité du rayonnement, on introduit le concept de rapport des niveaux crêtes avant sur arrière :

$$C_p = 20 \log_{10} \left(\frac{\text{niveau crête avant}}{\text{niveau crête arrière}} \right) \quad \text{eq I - 13}$$

d) La dispersion du signal

L'intérêt du Radar impulsionnel tient en partie à la brièveté du signal rayonné. Il est donc souhaitable que la durée du champ rayonné soit la plus proche possible de la durée de la tension alimentant l'antenne.

Les causes de la dispersion du signal transitoire rayonné par une antenne sont multiples : mauvaise adaptation sur la bande considérée, variations d'amplitude de la fonction de transfert ou variation non linéaire de la phase. Pour quantifier les distorsions, on peut s'intéresser aux variations du temps de groupe (eqI-14) défini à partir de la phase de la fonction de transfert harmonique [8]. La définition de ce temps de groupe est :

$$\tau_g = \frac{\partial \varphi}{2\pi \partial f} \quad \text{eq I - 14}$$

De ce temps de groupe, il est possible d'extraire le temps de groupe différentiel $\Delta\tau_g$ (écart entre les valeurs minimale et maximale). Plus cet écart est réduit et moins l'antenne disperse le signal.

La dispersion apportée par une antenne peut également être analysée dans le domaine temporel. Deux méthodes sont possibles :

- la première méthode consiste à mesurer la largeur de l'enveloppe du signal transmis et à la comparer à celle du signal d'excitation.
- La deuxième méthode, plus rigoureuse, est basée sur le calcul de l'étalement temporel RMS [8] ; cette méthode est couramment utilisée pour caractériser la dispersion temporelle dans un canal de propagation :

$$\tau_{ds}^2 = \frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 p(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} p(\tau) d\tau} \quad \text{eq I - 15}$$

avec $\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \tau p(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} p(\tau) d\tau}$ et $p(\tau) = |h(\tau)|^2$

$h(t)$ représente la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert de l'antenne, il est possible d'utiliser la fonction de transfert en transmission comme en réception.

Les outils mathématiques de caractérisation d'antennes présentés ici seront mis en œuvre dans ce mémoire lors de la présentation du banc de mesure temporel et de la caractérisation de l'antenne élémentaire. Les bases théoriques sur l'étude du comportement des antennes ULB sont maintenant posées, il convient de présenter les structures d'antennes ULB impulsives existantes, possibles candidates à la fonction d'antenne élémentaire du réseau à concevoir.

II.3 Structures d'antennes ULB

De nombreuses antennes ULB ont été développées principalement pour le domaine des télécommunications ULB. Généralement ces dernières sont peu directives contrairement aux besoins du réseau à concevoir. La diversité des antennes ULB est tellement vaste qu'il est impossible de faire un recensement exhaustif des antennes existantes.

Si on classe les antennes d'après leur **géométrie**, deux familles d'antennes parmi les antennes ULB peuvent être définies.

- La première famille est celle des antennes dites indépendantes de la fréquence. Un principe énoncé par Rumsey souligne que si la géométrie de l'antenne peut être définie uniquement par ses angles, cette antenne est alors indépendante de la fréquence. On pense tout de suite aux antennes spirales (2D ou 3D). Vient ensuite la log-périodique qui est une évolution d'une antenne caractérisée par ses angles.

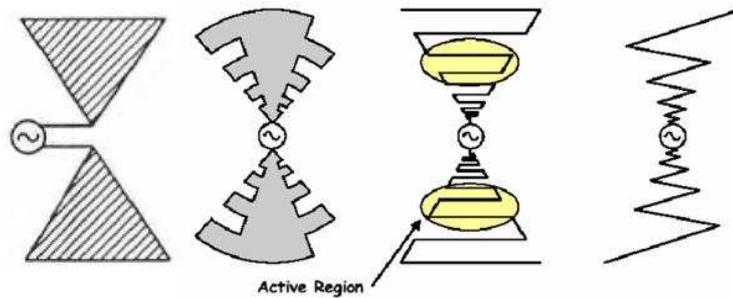


Figure I- 18 : évolution de la log-périodique

Elle est constituée d'une série de dipôles de longueurs différentes résonant donc à de multiples fréquences. L'exemple ci dessous (figure I-19) montre le rayonnement d'une antenne log-périodique dont la bande d'adaptation s'étend de 300MHz à 3GHz, excitée par une Gaussienne de largeur inférieure à 1ns.

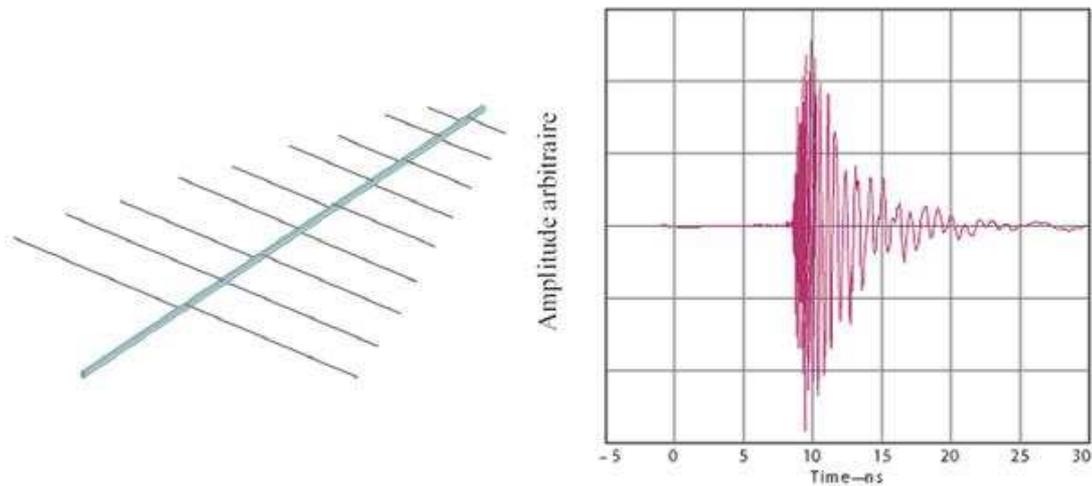


Figure I- 19 : Antenne log-périodique et champ rayonné pour une gaussienne en excitation

Cette famille n'est clairement pas adaptée à l'utilisation impulsionnelle. En effet, au vu de son champ rayonné, elle entraîne une dispersion du signal importante incompatible avec les applications envisagées.

- La seconde grande famille est celle des antennes à ondes progressives. Le principe consiste ici à réaliser une structure capable de conserver une impédance caractéristique égale à 50Ω en tout point de l'antenne.

Si maintenant, on classifie les antennes d'après leurs **caractéristiques de rayonnement**, deux catégories peuvent être dégagées : les antennes omnidirectionnelles et celles directives ou sectorielles.

Les antennes omnidirectionnelles :

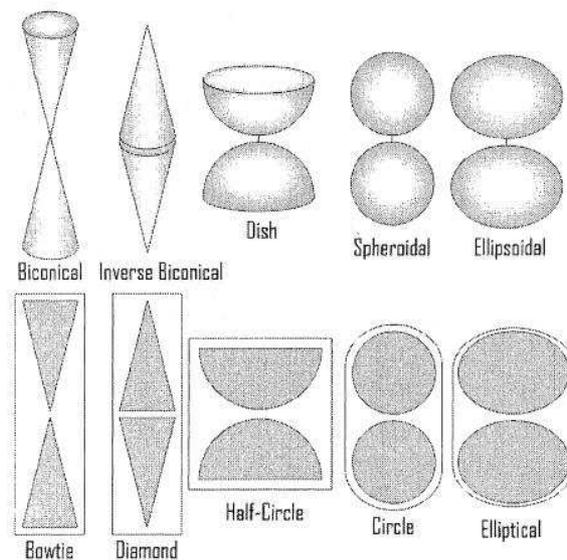


Figure I- 20 : exemples d'antennes omnidirectionnelles 3D et leurs équivalents 2D

Sous leur forme volumique (3D) ces antennes sont adaptées sur une largeur de bande pouvant convenir à notre application, leur dimension principale étant de l'ordre de $\lambda_{max}/2$. Dans le souci de miniaturisation des antennes, la forme imprimée semblait être un bon point de départ [10]. La présence du substrat fait que la direction de rayonnement de ces antennes varie fortement avec la fréquence. Ci-dessous un exemple d'une antenne double spirale imprimée.

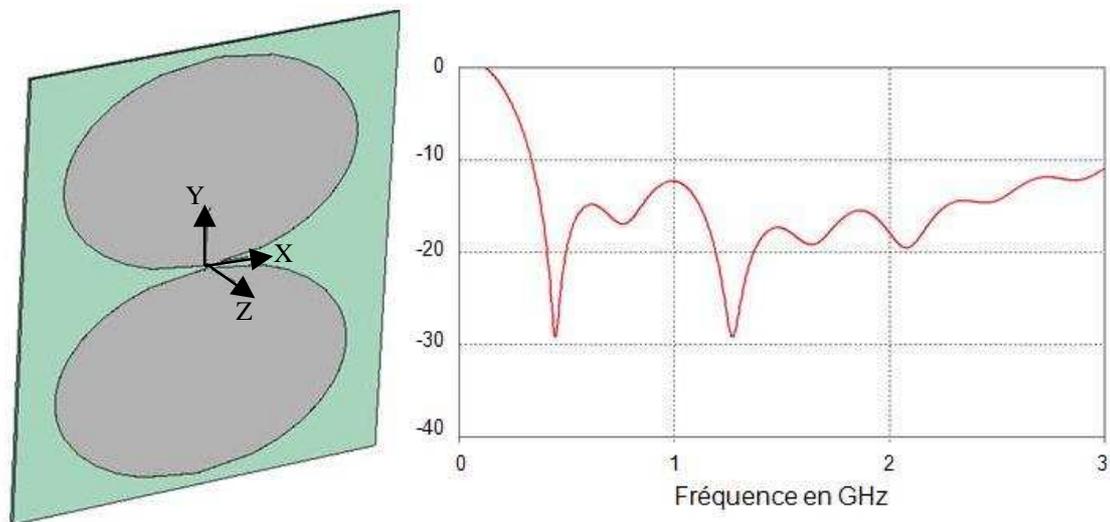


Figure I- 21 : antenne ellipse et le module du S11 correspondant

L'adaptation haute fréquence de ce type d'antenne est principalement liée à l'espacement entre les deux ellipses (ou cercle, demi cercle...). La bande passante est ensuite dépendante du grand et du petit rayon de l'ellipse. Le rayonnement harmonique montre que l'antenne n'est pas omnidirectionnelle.

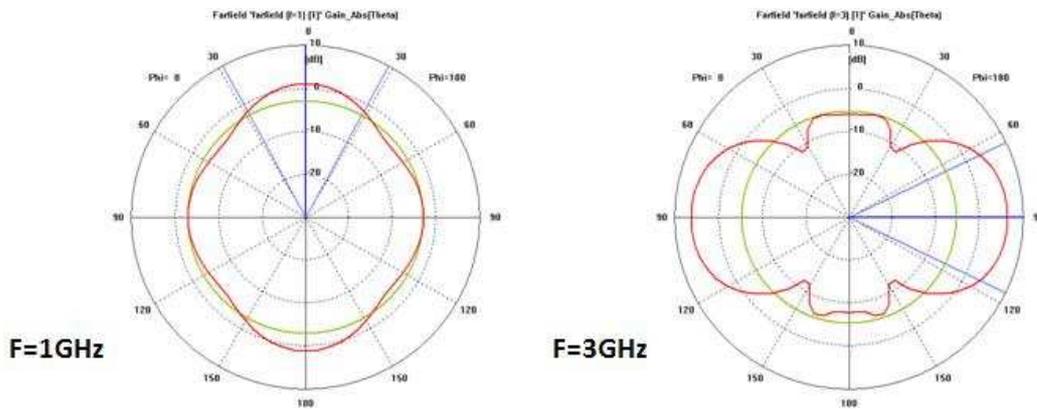


Figure I- 22 : diagrammes harmoniques à 1GHz et 3GHz dans le plan X0Z

La direction principale de rayonnement varie selon la fréquence comme le montre la figure I-22. Pour $f=1\text{GHz}$, le maximum de rayonnement est suivant l'axe Z (figure I-22) tandis que lorsque la fréquence augmente, il est suivant l'axe X (figure I-22). Ces résultats se traduisent par des champs rayonnés transitoires fortement dépendants de la direction. La figure I-23 présente la variation temporelle du champ lointain E_y pour les deux directions X et Z lorsque l'antenne est alimentée par une impulsion monocycle de largeur 0.8ns.

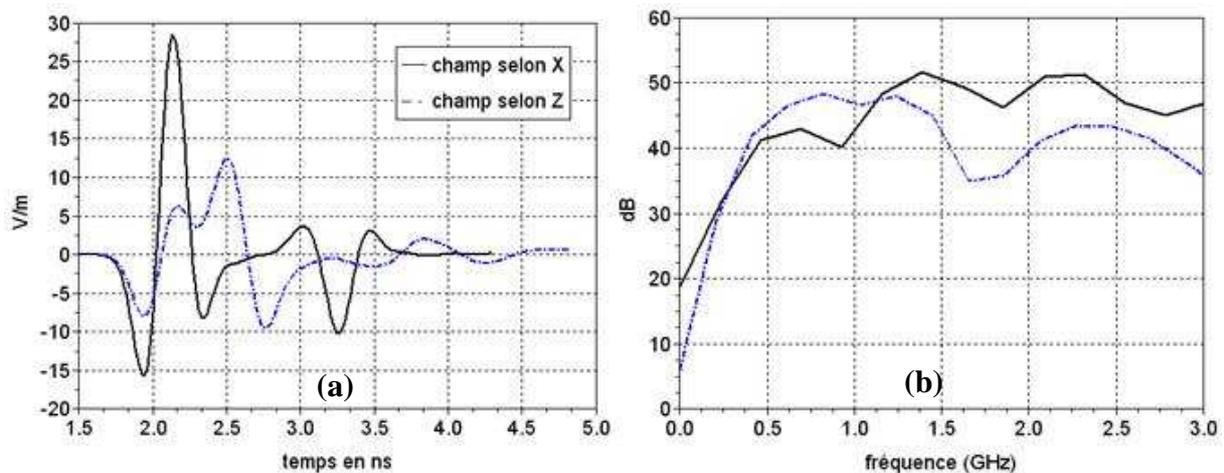


Figure I- 23 : champs E_y transitoires en X et Z, antennes double ellipse imprimée

En observant le signal transitoire (figure I-23 a), on note que le champ selon Z est deux fois moins fort que selon X. Cependant, le spectre rayonné entre 300MHz et 1.2GHz (figure I-23 b) montre que le contenu fréquentiel est plus important selon l'axe Z. Comme la direction principale de rayonnement a tendance à varier selon la fréquence il existe un effet de dispersion sur le signal transitoire ; la largeur de l'enveloppe du signal rayonné est d'environ 1ns pour le signal selon la direction X et 1.5ns selon la direction Z. Dans [10], il est proposé quelques méthodes pour rendre directives ces antennes par l'ajout de réflecteurs, diverses formes y sont proposées. Pour une antenne bande étroite, les réflecteurs se placent

généralement à une distance de $\lambda g/4$ pour obtenir une recombinaison constructive du signal selon l'axe principal de rayonnement.

Dans ce contexte ULB, la distance du réflecteur à l'antenne est choisie en fonction de la plus grande longueur d'onde mise en jeu. Les réflecteurs sont classiquement de formes triangulaires et cylindriques. Du fait qu'une distance pour obtenir une recombinaison constructive sur tout le domaine fréquentiel ne peut pas être définie, le signal rayonné est légèrement chahuté et des effets de bords apparaissent sur le réflecteur. Une investigation a été menée dans ce sens pour analyser la possible utilisation des réflecteurs en ULB impulsif.

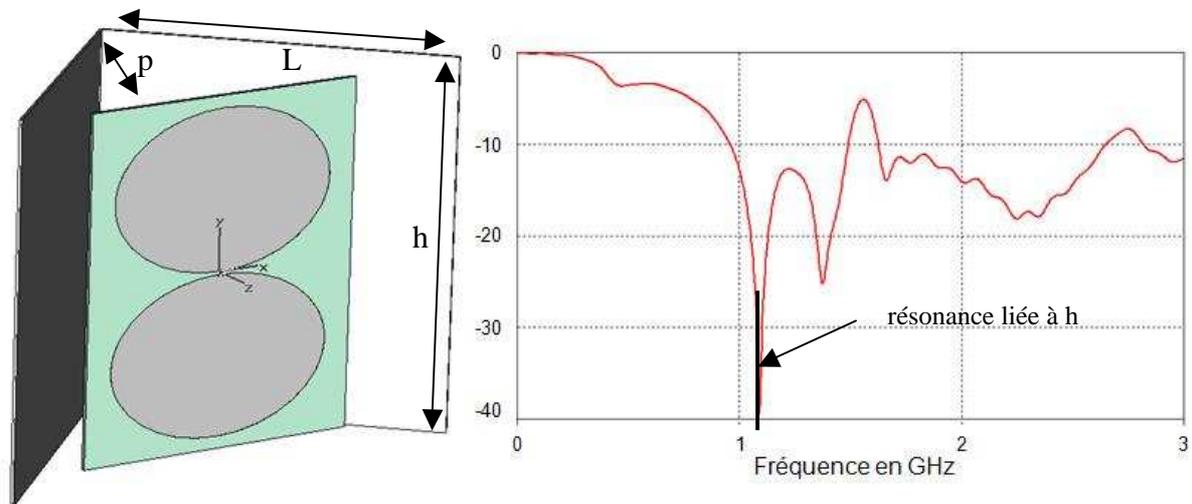


Figure I- 24 : exemple de réflecteur triangulaire

La figure I-24 met également en évidence la détérioration de l'adaptation. La première résonance apparaissant sur le S11 est liée à la hauteur du réflecteur. De plus les réflecteurs augmentent de façon significative les dimensions de l'antenne élémentaire, ce qui est incompatible avec l'objectif de miniaturisation (les ordres de grandeur pour la figure I-24 : $p=160\text{mm}$, $L=262\text{mm}$ et $h=280\text{mm}$).

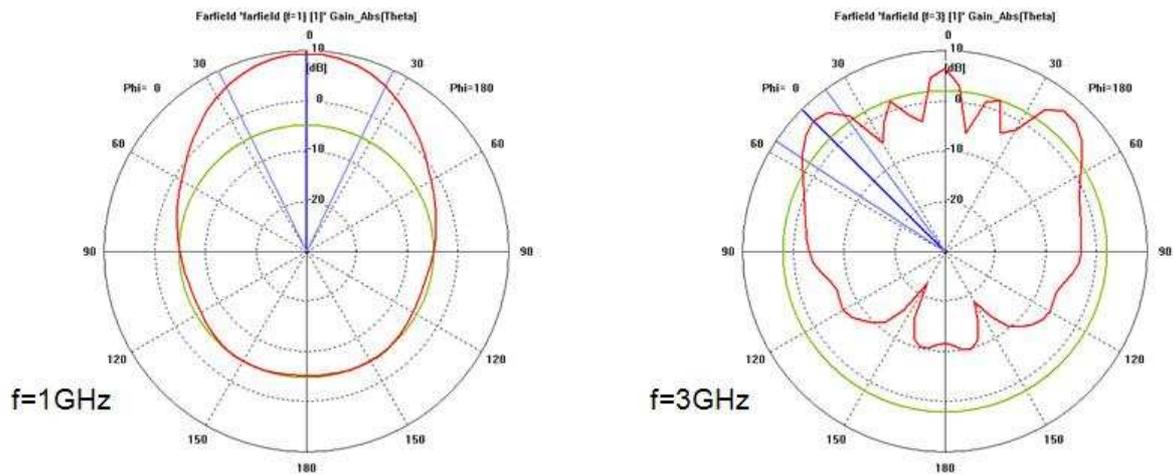


Figure I- 25 : diagrammes harmoniques à 1GHz et 3GHz plan X0Z

La directivité est bien renforcée, mais le réflecteur entraîne l'apparition de rayonnements parasites en extrémités de celui-ci (figure I-25).

Ces structures, bien que pouvant rayonner des signaux temporels couvrant la bande souhaitée, ne satisfont pas aux besoins du Radar à concevoir, du fait de leur taille.

Les antennes intrinsèquement directives :

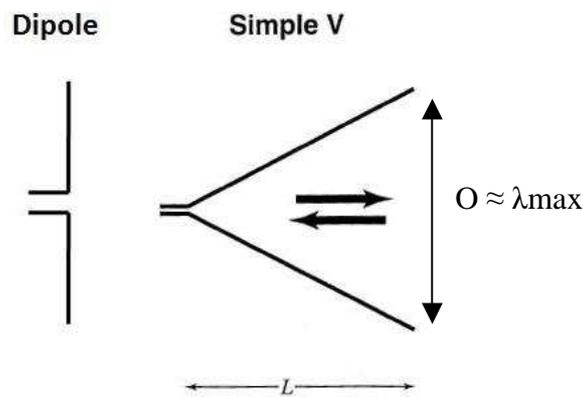


Figure I- 26 : l'antenne en forme de V

A partir d'une antenne dipôle, pour favoriser le rayonnement dans une direction donnée, la forme en V est une des premières formes venant à l'esprit (cf. figure I-26). Sa longueur (L) et son ouverture (O) sont de l'ordre de grandeur de la plus grande longueur d'onde du spectre que l'on souhaite rayonner (dans notre cas pour $f=300\text{MHz}$, $\lambda=1\text{m}$). L'inconvénient de cette antenne est la variation rapide de son impédance caractéristique tout au long de l'antenne qui entraîne une difficulté d'adaptation. Un moyen pour pallier ceci est d'utiliser plusieurs brins pour élargir l'antenne.



Figure I- 27 : antenne filaire multi - brins

Grâce à l'élargissement de l'antenne, la variation de l'impédance le long de l'antenne est réduite et ses performances améliorées : elle est devenue une antenne à ondes progressives.

Le second problème des antennes filaires est leur alimentation, problème lié à la nature bifilaire de leur entrée et à leur impédance d'entrée proche de 200Ω . Il est nécessaire d'utiliser un balun (BALanced UNbalanced) pour adapter le générateur d'impédance interne 50Ω à sortie coaxiale à l'antenne d'impédance d'entrée 200Ω bifilaire. Les baluns limitent souvent les performances des antennes en terme de bande passante, de tenue en tension et présentent des pertes d'insertion.

Le principe du balun est montré figure I-28 :

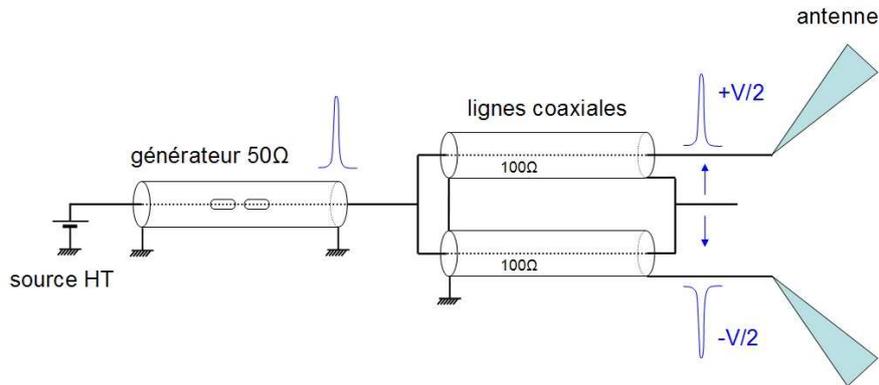


Figure I- 28 : principe du balun

Dans cet exemple le balun sert à la fois de transition entre deux impédances différentes et deux géométries différentes (bi-filaire vers coaxial).

Comme cité précédemment, l'antenne à ondes progressives conserve le plus longtemps possible après l'alimentation une impédance constante. En effet, une variation brutale de l'impédance crée une réflexion et une perturbation du signal rayonné. Il faut donc rechercher un profil évoluant de façon progressive ; le profil exponentiel est souvent utilisé et l'exemple le plus connu est l'antenne Vivaldi.

Sur un substrat, l'antenne Vivaldi peut se présenter sous les formes suivantes :

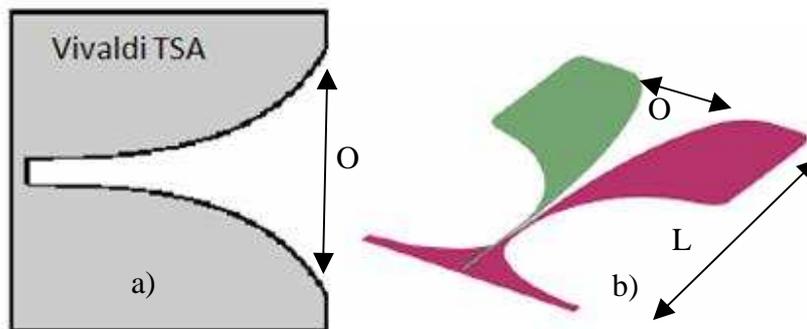


Figure I- 29 : a) Vivaldi TSA, b) Vivaldi anti-podale

Sous sa forme figure I-29-a), l'antenne Vivaldi s'alimente par couplage ce qui réduit fortement sa bande passante, cette structure est donc à éviter pour l'application ULB. Sous sa forme b) un connecteur 50Ω peut être inséré assez aisément. Cependant les dimensions sont grandes : $L > O > \lambda_{\max}/2$.

Cette forme d'exponentielle est aussi utilisée sur le cornet dit ridgé ; sa bande passante est largement augmentée par rapport à un cornet classique en réduisant les variations d'impédances.

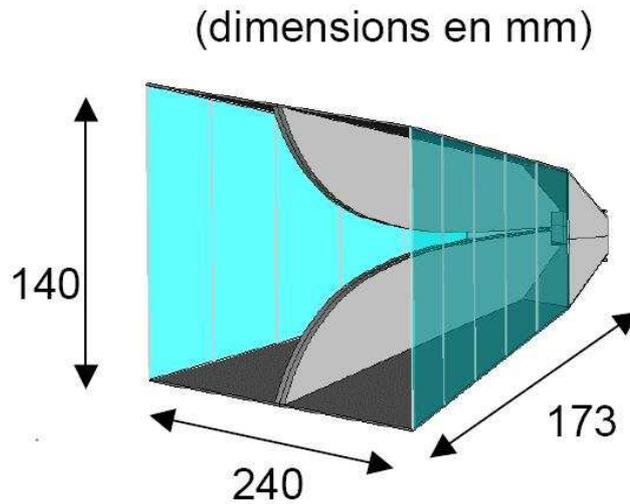


Figure I- 30 : cornet ridgé EMCO 3115

Le cornet figure I-30 possède une bande passante 2GHz-18GHz à -10dB, la fréquence basse est donnée par une ouverture (140mm) égale à $\lambda_{\max}/2$. De plus, le cornet étant alimenté par un guide d'onde, il existe une fréquence basse de coupure.

Sur l'utilisation de formes exponentielles deux antennes ont été développées au laboratoire : l'antenne Libellule et l'antenne Valentine [3]. Toutes deux ont été inspirées d'une antenne 4 brins [15], transformée progressivement suivant des évolutions exponentielles.



Figure I- 31 : antenne libellule

L'ouverture de l'antenne Libellule est de 1112mm et sa longueur 1000m.

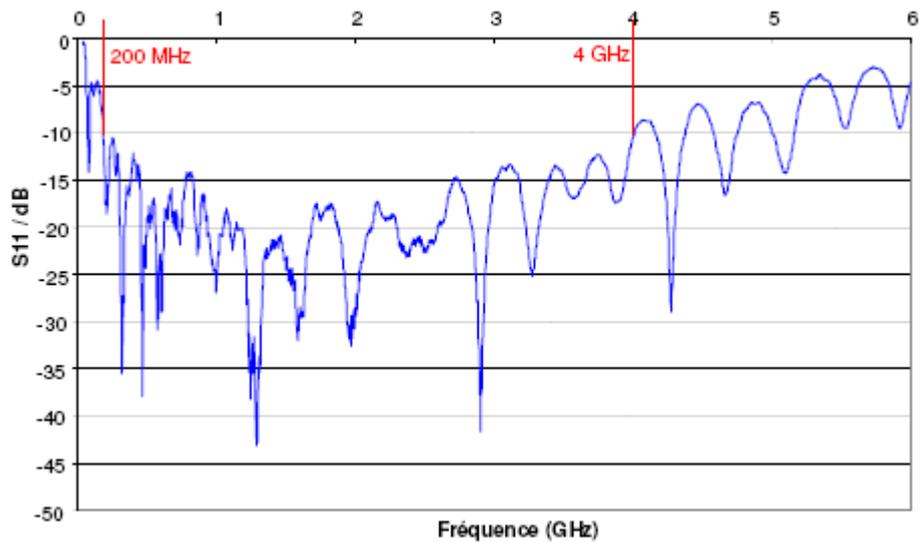


Figure I- 32 : coefficient de réflexion de la libellule

La bande passante de l'antenne Libellule s'étend de 200MHz à 4GHz, elle accepte 25kV de tension crête d'alimentation et possède un gain variant de 4 à 13dB sur la bande d'adaptation.

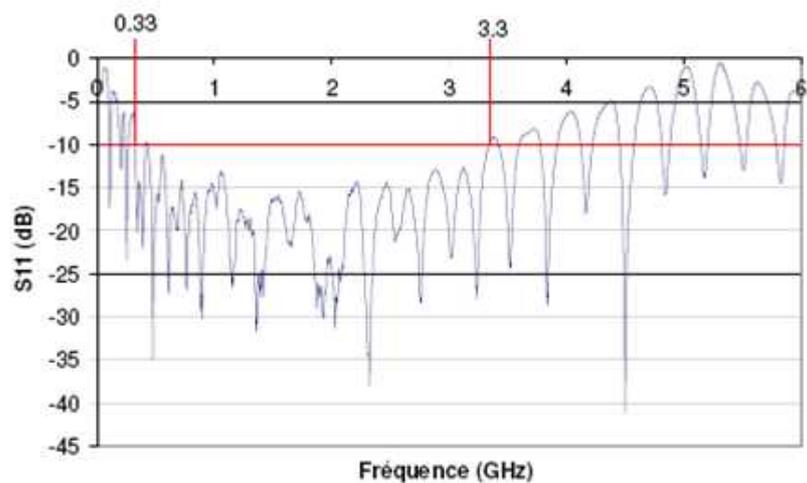
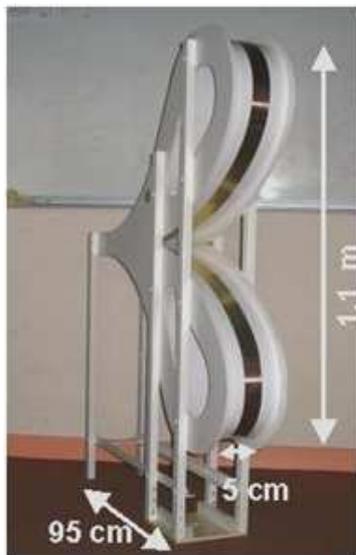


Figure I- 33 : antenne Valentine et son coefficient d'adaptation

La bande passante de l'antenne Valentine s'étend de 200MHz à 3GHz. Elle accepte 25kV et possède un gain variant de 5dB à 12dB sur la bande d'adaptation.

II.4 Conclusion

Dans la première partie, il a été défini un certain nombre de paramètres utilisables pour caractériser les antennes. Ils seront mis en œuvre lors de la conception de l'antenne élémentaire et des mesures de caractérisation.

Pour les applications Radars, la non dispersion du signal et la directivité sont deux paramètres importants. Tenter de rendre directive une antenne qui n'a pas été conçue pour avoir une telle propriété conduit souvent à un échec. Il convient donc de choisir une antenne directive, de géométrie typique des antennes à ondes progressives. Cependant les antennes existantes au sein du laboratoire ou disponibles dans la littérature restent de dimensions trop importantes pour la mise en réseau.

III. Miniaturisation de l'antenne et élargissement de la bande passante

Cette partie apporte des éléments sur les méthodes existantes pour augmenter la bande passante, réduire la taille des antennes ou encore diminuer les rayonnements parasites. Généralement la réduction de taille entraîne une diminution du gain et l'augmentation de la bande passante nécessite une augmentation de la taille de l'antenne. Des techniques d'optimisations ont été principalement développées pour les télécommunications mais leurs principes restent applicables à tous types d'applications.

III.1 Substrat à forte constante diélectrique

L'utilisation d'un substrat à forte constante diélectrique n'a qu'un seul objectif : augmenter la longueur électrique guidée. Cependant il augmente aussi très fortement le facteur de qualité qui est défini par la relation :

$$Q = \frac{fc}{BP_{-3dB}} = \frac{\sqrt{f_L f_H}}{f_H - f_L} \quad \text{Eq I - 16}$$

où f_L et f_H sont respectivement la fréquence basse et haute délimitant la bande passante de l'antenne.

Or si Q augmente, alors la bande passante diminue [13] si bien que cette technique de miniaturisation n'est pas utilisable dans notre application.

III.2 Le repliement et les méandres [12]

Une méthode consiste à replier l'élément rayonnant et ainsi à obtenir une plus grande longueur électrique pour un encombrement total donné (figure I-34).

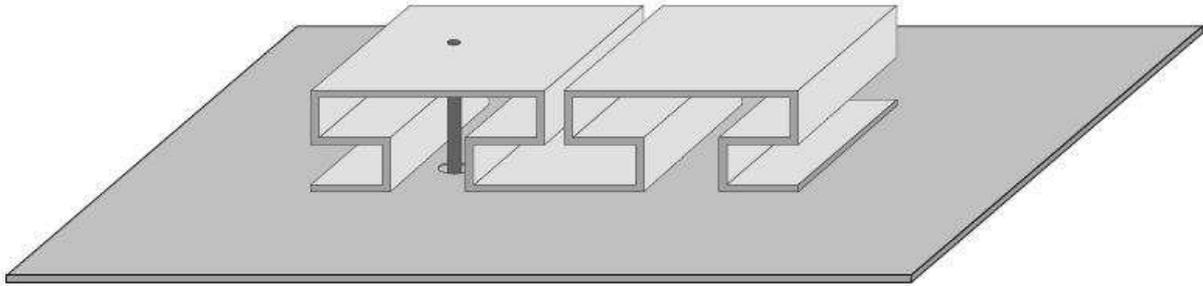


Figure I- 34 : insertion de repliements

Cette catégorie de structure apporte de nombreuses résonances, elle est généralement utilisée dans les systèmes multi-bandes. Cette même technique, appliquée sur les antennes planaires est basée sur l'utilisation de méandres (figure I-35).

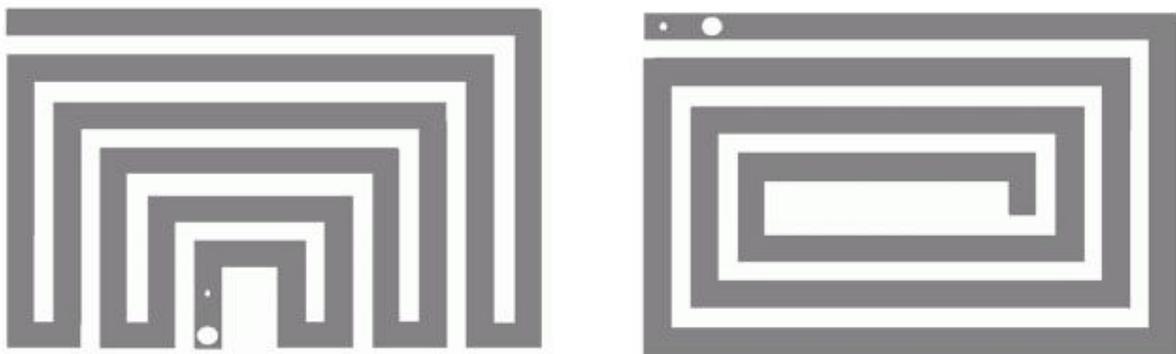


Figure I- 35 : méandres

Ce type d'antenne est large bande et multi-résonnante.

Ces méthodes ont un inconvénient majeur : elles changent le sens du courant et donc la polarisation du rayonnement. L'antenne, même adaptée, ne possède pas des caractéristiques de rayonnements optimales.

III.3 Ajout de courts circuits sur la structure rayonnante [13][14]

Un court circuit rajouté à l'élément rayonnant, peut être réalisé soit par une languette, soit par un fil de court-circuit. Le but est d'obtenir une deuxième résonance sur l'antenne beaucoup plus basse que le mode fondamental. Par exemple ici, un court circuit est rajouté à une antenne plaquée pour former l'antenne PIFA (Planar Inverted Folded Antenna)[13].

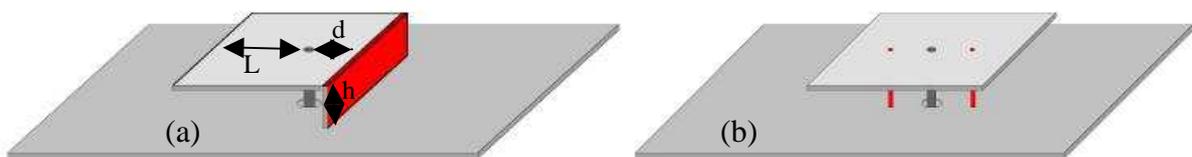


Figure I- 36 : antenne PIFA (a) et antenne fil - plaque (b)

Typiquement, les dimensions pour une antenne PIFA respectent : $d \ll \lambda$ et $h+L=\lambda/4$.

Le court circuit introduit une self qui entre en résonance avec la capacité formée par le toit de l'antenne et crée une nouvelle zone d'adaptation.

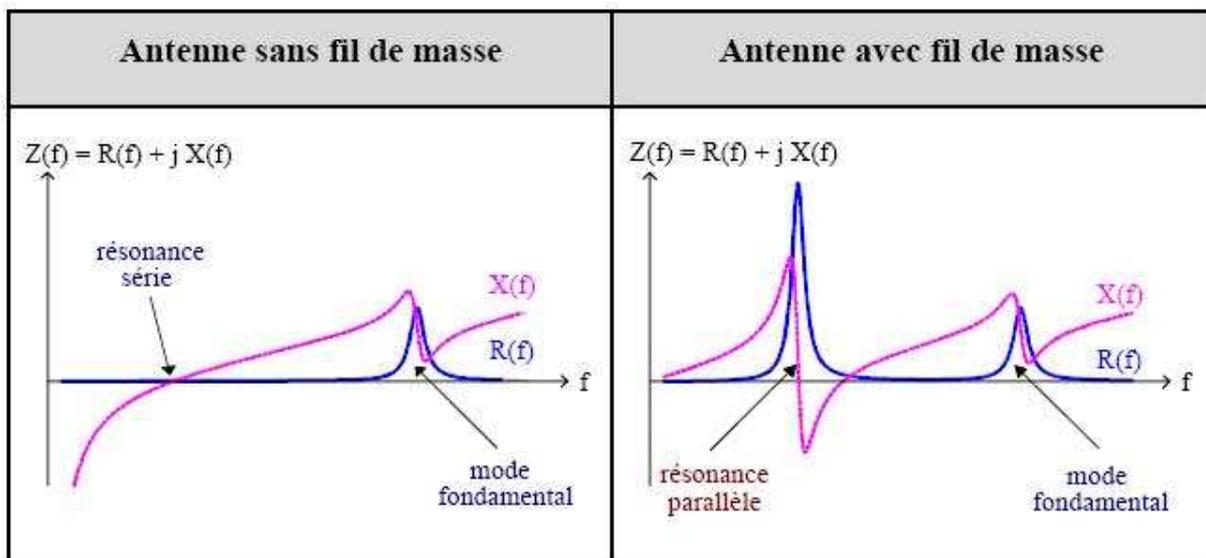


Figure I- 37 : impédance des antennes fil - plaque

L'adaptation s'obtient lorsque la partie imaginaire de l'impédance d'entrée se trouve autour de $X(f)=0$ et $R(f)=50\Omega$ pour un générateur idéal 50Ω . Cette méthode permet donc de rajouter aisément une bande d'adaptation en dessous de la bande de travail habituelle d'une antenne et ceci en conservant l'encombrement de l'antenne initiale.

Il est intéressant d'analyser l'impédance d'entrée d'une antenne à ondes progressives, pour comparer son évolution fréquentielle avec celle de l'antenne précédente. L'impédance d'entrée de l'antenne Valentine est représentée figure suivante :

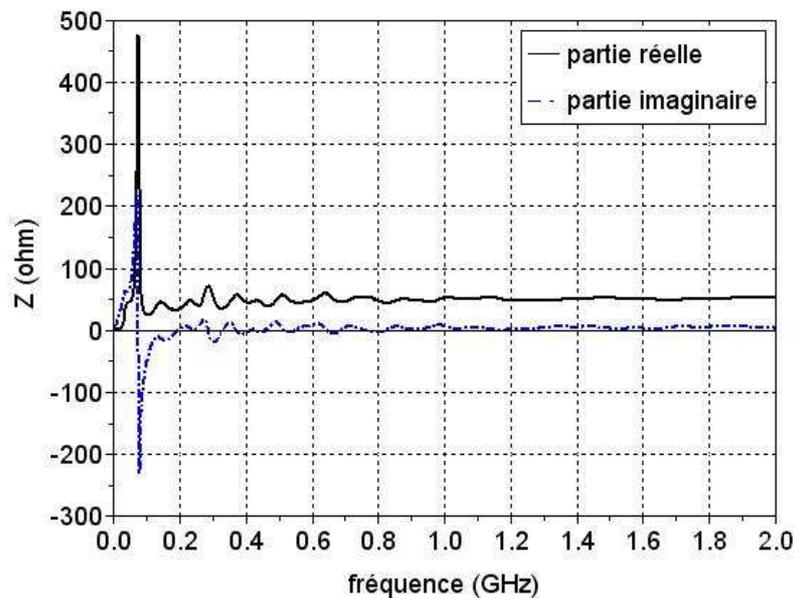


Figure I- 38 : impédance d'entrée de l'antenne Valentine

L'antenne possède une résonance fondamentale très bas en fréquence. Cette fréquence correspond à la résonance de l'antenne sur sa longueur électrique totale et se trouve toujours en dehors de la bande d'adaptation pour une antenne à ondes progressives. Au delà de cette fréquence, la partie imaginaire devient rapidement nulle et la partie réelle proche de 50Ω .

La technique d'élargissement de la bande passante par ajout de court-circuits a été appliquée avec succès sur une antenne à ondes progressives de type monocône [24] développée pour des applications de communications ULB.

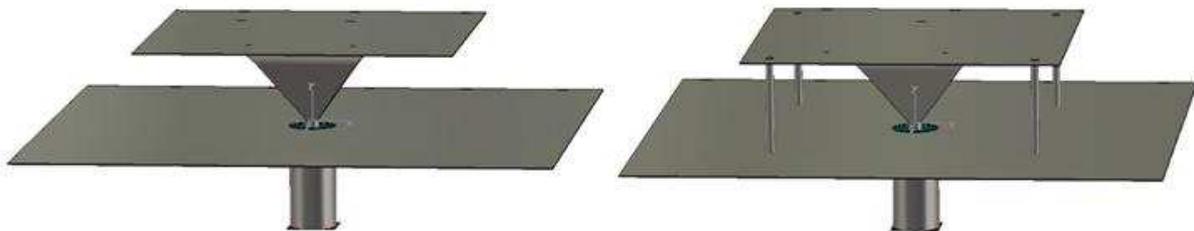


Figure I- 39 : antenne monocône avec et sans fils

Les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée sont montrées ci-dessous :

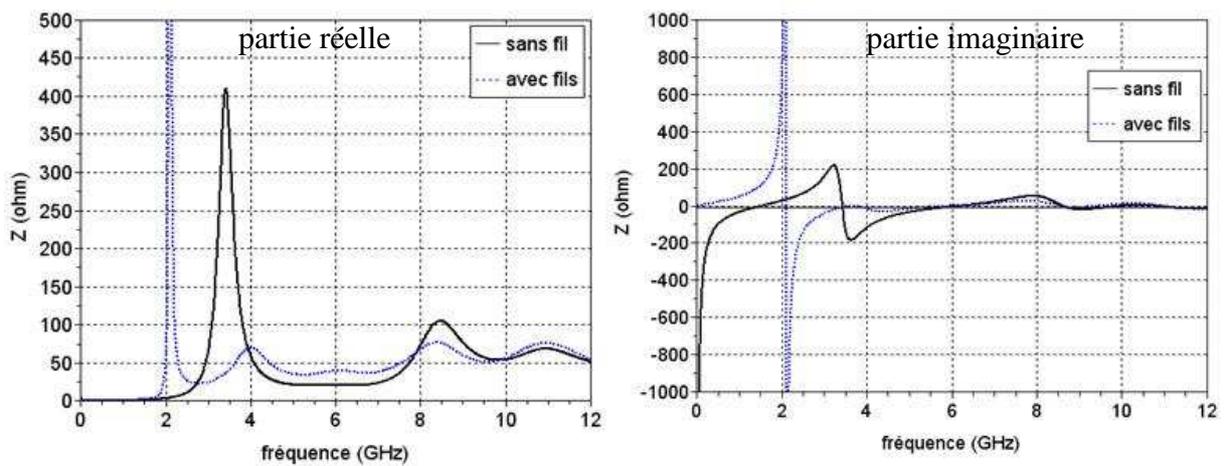


Figure I- 40 : impédance d'entrée de l'antenne fil plaque

La résonance fondamentale basse fréquence de l'antenne à onde progressive se trouve fortement déplacée vers les basses fréquences. L'impact sur l'adaptation est montré figure suivante :

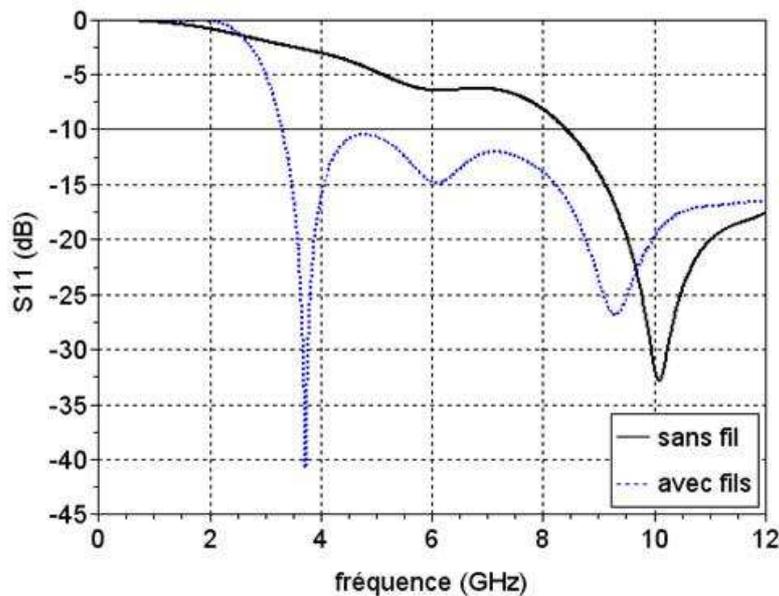


Figure I- 41 : module du coefficient d'adaptation

La fréquence basse d'adaptation est passée de 8.34GHz sans les fils à 3.3GHz avec l'utilisation des fils de court circuit, soit un gain de 40% de bande passante. Pour un volume donné, il a été possible d'améliorer fortement l'adaptation avec cette technique de court circuit [24].

III.4 Ajout de résonateurs [12]

Selon un principe similaire aux antennes fils-plaques, il est possible d'ajouter des résonateurs à une antenne existante en couplant celle-ci avec une autre antenne. Ces résonateurs-ci fonctionnent principalement par couplage capacitif.

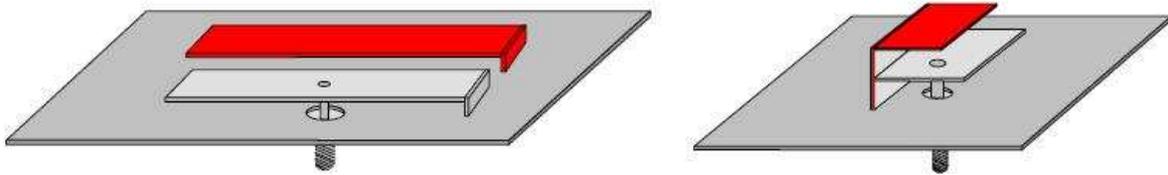


Figure I- 42 : (a) résonateur juxtaposé, (b) résonateur parasite superposé

La juxtaposition de deux résonances permet d'élargir grandement la bande passante. Si les résonances sont suffisamment proches, on peut obtenir une antenne ULB ; dans le cas contraire on a une antenne multi-résonante. Ces éléments parasites influent énormément sur le diagramme de rayonnement mais élargissent la bande d'adaptation.

III.5 Utilisation de fentes

Cette technique utilise le principe de Babinet, basé sur le rayonnement des fentes. Cette méthode introduit une deuxième résonance donc une autre bande d'adaptation, l'avantage est de ne pas augmenter l'encombrement de l'antenne par rapport à la méthode précédemment citée. Une autre conséquence de cette fente est l'augmentation des longueurs électriques. Dans des cas plus complexes comme le montre la figure I-43, on crée de multiples résonances selon différentes longueurs électriques (le trajet de l'onde est rallongé), l'antenne devient alors ULB par de multiples résonances mais ces résonances rayonnent dans des directions différentes [12].

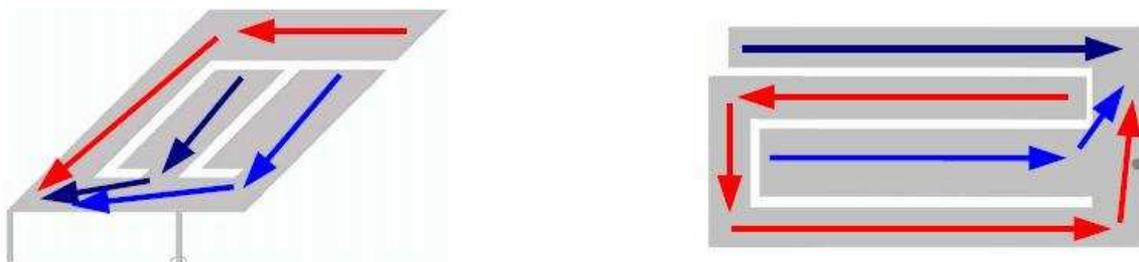


Figure I- 43 : antenne PIFA avec fentes [12]

III.6 Introduction de charges [15]

Pour les antennes à ondes progressives alimentées par des sources impulsives des phénomènes de rebonds existent en extrémité, l'onde de retour est la part de l'onde incidente qui n'a pas pu être rayonnée, en général de contenu spectral basses fréquences. Cette réflexion peut dégrader la forme du rayonnement et être néfaste pour le générateur.

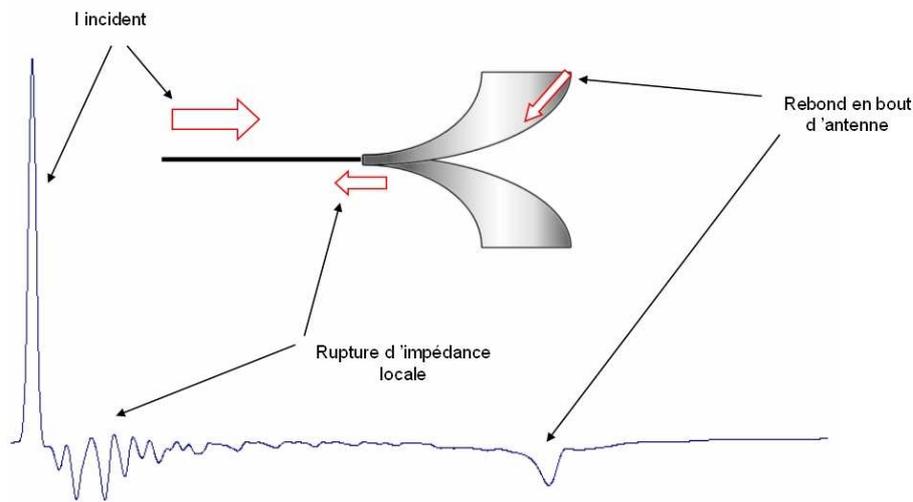


Figure I- 44 : phénomènes de rebonds

Wu et King [15] ont développé une méthode d'absorption des courants sur une surface. Cette méthode a été adaptée à la réduction des rebonds sur les antennes à ondes progressives. Elle a été utilisée avec succès sur les antennes ciseaux et 4 brins filaires [15] dans notre laboratoire.

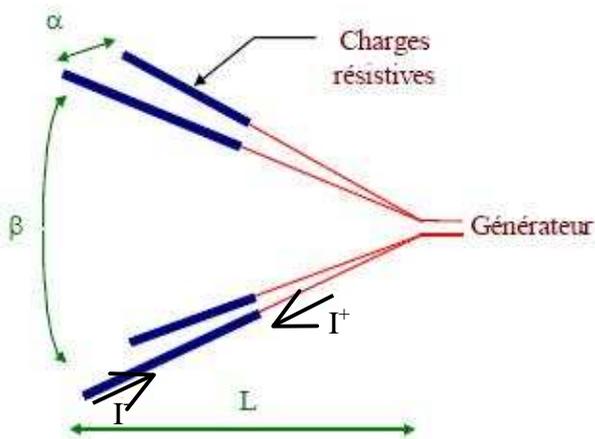
Les valeurs des résistances à répartir sur une longueur L sont déterminées par la relation suivante :

$$Z(\rho) = \frac{Z_0}{1 - \frac{\rho}{L}} \quad \text{eq I - 17}$$

Avec L : Longueur de la partie d'antenne chargée résistivement

ρ : Position de la résistance

Z_0 : Valeur de la première résistance (très faible, de l'ordre de l'ohm), la plus éloignée de l'extrémité de l'antenne



Les résistances ont pour rôle de dissiper le courant incident (I^+) par effet joule pour limiter le courant de retour (I^-).

Figure I- 45 : exemple d'utilisation de la loi Wu et King

Les résistances doivent être placées sur une longueur suffisamment grande ($> \lambda/4$) pour être efficaces.

Les charges résistives ne sont pas les seules utilisables, une combinaison d'effet capacitif et résistif peut être mis en place afin d'améliorer le rayonnement d'une antenne ; l'exemple de la bow-tie [16] est illustré figure suivante :

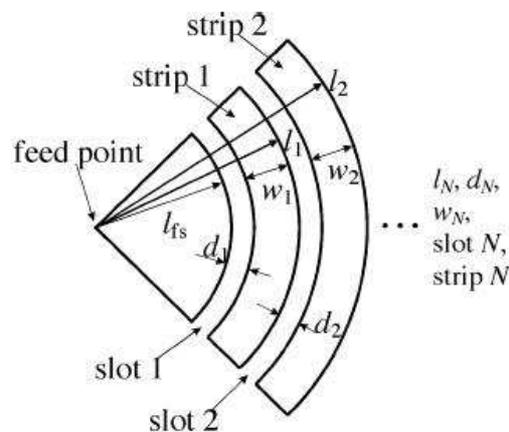


Figure I- 46 : bow - tie chargée

La figure I-44 représente une demi antenne Bow-Tie, les coupes cylindriques (Slot) participent à l'ajout d'un effet capacitif sur l'antenne. Des absorbants hyper fréquence sont ensuite rajoutés sur les parties métalliques de l'antenne pour jouer le rôle des résistances.

III.7 Conclusion

Toutes les optimisations présentées ici permettent, pour un encombrement donné de l'antenne, d'élargir la bande passante. Toutefois, s'en suit le risque de dégrader le rayonnement. En effet, l'insertion de discontinuité n'est pas sans conséquence sur la dispersion du signal. Lors de la conception de l'antenne, il conviendra de faire des choix et des compromis entre performances et miniaturisation de l'antenne.

IV. Synthèse de réseau et optimisation

L'antenne élémentaire du réseau 2D de N antennes identiques devra répondre aux contraintes liées aux applications ULB impulsives. Sa géométrie sera définie en s'appuyant sur les concepts présentés dans la partie précédente.

Chaque antenne sera alimentée par une source optoélectronique. Cette architecture est choisie dans le but de permettre un dépointage du faisceau rayonné en ajustant le retard d'alimentation d'une antenne par rapport aux autres. La plage de dépointage accessible est liée au positionnement des antennes et au diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire.

L'optimisation du réseau peut être envisagée suivant différents aspects, par exemple :

- La diminution des lobes secondaires en jouant sur les amplitudes et le positionnement des antennes.
- La détermination de la valeur centrale de la plage de dépointage. Il s'agira de déterminer les retards d'alimentations associés à chaque source permettant une réduction maximale des lobes secondaires de rayonnement. Ces retards pourront être déterminés par un algorithme d'optimisation et fixeront l'angle central de la plage de variation.
- La réduction du rayonnement arrière du réseau dans un souci de sécurité des utilisateurs et du matériel. Cette réduction sera obtenue par modification de l'environnement du réseau.

IV.1 Forme du champ rayonné par le réseau

En première approximation, pour limiter le temps de simulation électromagnétique, le diagramme de rayonnement harmonique du réseau complet peut être déterminé analytiquement par l'utilisation du facteur de réseau. Dans ce cas, le couplage entre antennes est supposé négligeable, ce qui n'est pas toujours vrai, en particulier pour les fréquences basses du spectre.

Considérons un réseau linéaire composé de N antennes identiques d'espacement w :

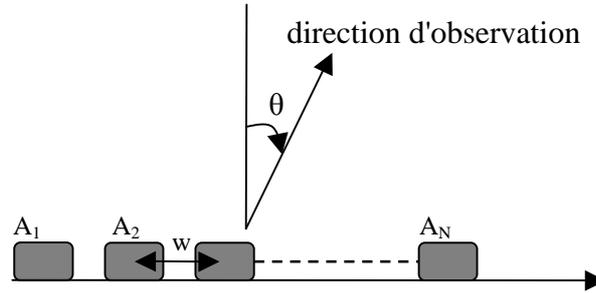


Figure I- 47 : Principe d'un réseau 1D

- **Le rayonnement harmonique**

Le signal rayonné par le réseau est la somme des champs rayonnés par chaque antenne, pour lesquels la différence de marche est prise en compte. Les antennes sont supposées alimentées en phase. Supposons dans un premier temps que les N antennes sont identiques et isotropes.

Champ lointain rayonné par l'antenne 1 ramené à 1m : $E_1(f, \theta)$

Champ lointain rayonné par l'antenne 2 ramené à 1m: $E_1(f, \theta).e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}w\sin(\theta)}$

Champ lointain rayonné par la Nième antenne : $E_1(f, \theta).e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}N.w\sin(\theta)}$

Le champ total rayonné s'exprime :

$$E_{TOT}(f, \theta) = E_1(f, \theta) + E_1(f, \theta).e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}w\sin(\theta)} + \dots + E_1(f, \theta).e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}N.w\sin(\theta)} \quad \text{eq I - 18}$$

L'équation I-18 peut se simplifier, si l'on suppose que le module du champ rayonné par chaque antenne est égal à 1, en ce que l'on nomme le facteur de réseau normalisé AF(f,theta) :

$$E_{TOT}(f, \theta) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2} \frac{2\pi}{\lambda} w \sin(\theta)\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2} \frac{2\pi}{\lambda} w \sin(\theta)\right)} = AF(f, \theta) \quad \text{eq I - 19}$$

Si S(f,theta) est le diagramme élémentaire d'une antenne pour une fréquence, alors le champ rayonné par le réseau d'antenne est défini par :

$$E_{TOT}(f, \theta) = S(f, \theta) \times AF(f, \theta) \quad \text{eq I - 20}$$

Il est possible d'introduire un dépointage en déphasant régulièrement le signal d'excitation (d'un terme α), le facteur de réseau peut alors s'écrire :

$$AF(f, \theta) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\left(\frac{2\pi}{\lambda} w \sin(\theta) - \alpha\right)\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi}{\lambda} w \sin(\theta) - \alpha\right)\right)} \quad \text{eq I - 21}$$

Le maximum du facteur de réseau est alors obtenu dans l'équation I-21 pour :

$$\frac{2\pi}{\lambda} w \sin(\theta) - \alpha = 0 \quad \text{soit} \quad \theta_{\max} = \sin^{-1}\left(\frac{\alpha \lambda}{2\pi w}\right) \quad \text{eq I - 22}$$

En faisant varier α , on fait varier θ_{\max} d'où un balayage électronique. D'autre part, pour que l'angle de dépointage soit le même pour différentes fréquences, il faut que α soit inversement proportionnel à la fréquence. Lorsqu'on retarde l'instant de déclenchement des rayonnements transitoires d'un temps τ , cette condition est respectée.

Il est également possible de définir un facteur de réseau 2D par le produit du facteur de réseau horizontal $AF(\theta)$ et du facteur de réseau vertical $AF(\varphi)$:

$$AF(f, \theta, \varphi) = AF(f, \theta) \times AF(f, \varphi) \quad \text{eq I - 23}$$

- **Le rayonnement transitoire**

Rappelons l'équation I-10, déterminant le champ rayonné transitoire :

$$e(d, t, \theta) = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{Z_0}{4\pi Z_c}} [h_T(t, \theta) \otimes v_g(t)]$$

Le champ total rayonné par le réseau d'antennes impulsionnelles s'écrit donc :

$$e_{tot}(d, t, \theta) = \sum_{n=1}^N e_N(d, t, \theta) \quad \text{eq I - 24}$$

Avec N le nombre d'antennes composant le réseau et e_N la contribution de la $N^{\text{ième}}$ antenne dans ce réseau.

Pour obtenir un dépointage selon un angle θ_{\max} , on ne choisit plus un déphasage mais un retard. Le retard entre les sources est exprimé par la relation suivante :

$$\tau_n = \frac{w_n \sin(\theta_{\max})}{c} \quad \text{eq I - 25}$$

Où w_n représente la distance de la $N^{\text{ième}}$ antenne par rapport à la 1^{ère} antenne et τ_n le retard entre l'alimentation de la $n^{\text{ième}}$ antenne par rapport à la première.

En prenant en compte ce retard dans l'équation I-24 :

$$e_{TOT}(d, t, \theta) = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{Z_0}{4\pi Z_c}} \sum_{n=1}^N [h_T(t, \theta) \otimes v_g(t) \otimes \delta(t - \tau_n)] \quad \text{eq I - 26}$$

Les paramètres d'optimisation du réseau sont donc les retards d'alimentation des antennes permettant le contrôle du dépointage ainsi que les espacements (dans les plans horizontaux et verticaux dans le cas d'une application sur un réseau 2D). Pour les espacements, un compromis devra être trouvé entre couplage trop fort (les antennes sont trop proches) et lobes de réseau trop élevés (les antennes sont trop éloignées).

IV.2 Optimisation de l'architecture du réseau d'antennes par méthodes directes

Cette partie est consacrée aux techniques mathématiques applicables à l'optimisation des espacements entre antennes ainsi qu'aux retards entre alimentations.

Prenons l'exemple d'un réseau linéaire de N antennes, mettant en jeu N amplitudes, N-1 déphasages (ou retards) et N-1 positions relatives entre antennes. On définit un diagramme de rayonnement désiré $D(f, \theta)$ présentant un dépointage ou non, constituant le gabarit souhaité. Celui-ci sera comparé au diagramme réalisé obtenu analytiquement pour différentes configurations jusqu'à ce qu'il y ait similitude. Le problème revient à résoudre un système non linéaire. Le système est composé d'autant d'équations que d'angles considérés. Chaque équation a comme inconnues les distances entre antennes, les déphasages et les amplitudes.

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= [w_1 \dots w_n] \\ \text{On note : } \boldsymbol{\alpha} &= [\alpha_1 \dots \alpha_n] \\ \mathbf{E} &= [E_1 \dots E_n] \end{aligned}$$

Les indices en gras sont des vecteurs, \mathbf{w} pour les positions des antennes, $\boldsymbol{\alpha}$ pour les déphasages sur les alimentations et \mathbf{E} pour les amplitudes d'alimentations. L'amplitude complexe du champ rayonné par le réseau s'exprime de la façon suivante :

$$E_{tot}(f, \theta) = S(f, \theta) \times \sum_{i=1}^N E_i(f, \theta) \times e^{-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} w_i \sin(\theta) - \alpha_i \right)} \quad \text{eq I - 27}$$

Avec $S(\theta)$ le diagramme de l'antenne élémentaire

L'objectif est d'obtenir :

$$E_{tot}(f, \theta) \approx D(f, \theta) \quad \text{eq I - 28}$$

où $D(f, \theta)$ est le diagramme désiré

Quel que soit l'algorithme retenu pour atteindre cet objectif, il est nécessaire de déterminer une fonction d'erreur à minimiser par exemple :

$$ERR(\mathbf{E}, \mathbf{w}, \mathbf{\alpha}) = \max \|E_{tot}(f, \theta) - D(f, \theta)\| \quad \text{eq I - 29}$$

Il existe de nombreuses fonctions d'erreurs disponibles selon l'algorithme d'optimisation utilisé (moindre carré, minmax ou autre...).

L'objectif de l'étude n'est pas la réalisation d'un Radar reconfigurable en temps réel, il n'y a donc pas de contrainte de temps sur le calcul de la solution optimale. Les solutions les plus rapides (et les moins performantes) pour optimiser un réseau sont des lois de phases ou d'amplitudes (par exemple la loi d'amplitude de type triangle de Pascal [25]) ne prenant pas en compte les diagrammes de rayonnement des antennes élémentaires, ces méthodes fonctionnent assez bien dans les cas d'un grand nombre d'antennes relativement proches (distance inférieure à $\lambda/2$). Viennent ensuite les méthodes analytiques, les plus anciennes consistaient en la résolution du système d'équations en ne considérant qu'une seule variable. La méthode de Dolph-Chebyshev en est un exemple, elle fonctionne dans le cas d'antennes réparties linéairement de manière uniforme [25]. M. Rammal [17] a mis en oeuvre la méthode dite Madsen-Minmax permettant non seulement de résoudre des problèmes non linéaires mais en plus de gérer des amplitudes complexes (module et phase de l'alimentation). Comme tout système de résolution mathématique, le point critique est le conditionnement du problème. Un problème mal conditionné entraîne une divergence du système et donc une absence de solution. Ce dernier point est levé par les trois autres méthodes présentées, elles s'inspirent du monde du vivant. Le réseau de neurones a été développé dans la thèse de Fadlallah [18] à l'Université de Limoges. Les Algorithmes Génétiques (AG) [19] et l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) [20] ont la particularité d'avoir une part aléatoire d'évolution, la mutation pour l'algorithme génétique et la relative indépendance des individus dans l'optimisation par essaim particulaire. De plus ces méthodes peuvent être considérées robustes car un mauvais paramétrage des données de départ n'empêche pas la convergence vers une solution (le temps de convergence vers une solution est plus long). La particularité d'évolution aléatoire permet d'entrevoir des solutions (minimums locaux) qui n'auraient pas été trouvées par des techniques classiques d'optimisations.

La méthode d'optimisation par essaim particulaire (PSO) sera présentée dans ce mémoire dans le cadre des perspectives d'évolutions du réseau d'antennes. Les paramètres de

positions relatives des antennes ainsi que les amplitudes et phases seront optimisées afin d'améliorer le rayonnement (diminution des lobes de réseau).

IV.3 Optimisation du rayonnement arrière par méthodes indirectes

Les méthodes présentées dans cette partie sont dites indirectes car la structure du réseau est figée ; les modifications sont donc apportées uniquement dans l'environnement proche. Les méthodes présentées ici ont pour but de diminuer le rayonnement arrière sans pour autant nuire au rayonnement selon l'axe et les angles de dépointage souhaités.

- La première idée a été de trouver des absorbants de type tuile à positionner à l'arrière d'un réseau. Malheureusement, ce genre d'absorbant n'est pas efficace en basse fréquence.
- La deuxième solution envisagée est la mise en place d'un plan de masse à l'arrière du réseau. Cependant, cette technique pour être efficace nécessite une taille importante afin d'éviter les phénomènes de contournements des basses fréquences.

On s'est donc intéressé aux surfaces complexes comme les surfaces hautes impédances ou encore les surfaces sélectives en fréquence. Deux méthodes sont présentées dans ce chapitre, elles utilisent des structures qui interdisent la propagation des ondes de surfaces pour certaines fréquences.

a) Définition d'une surface complexe

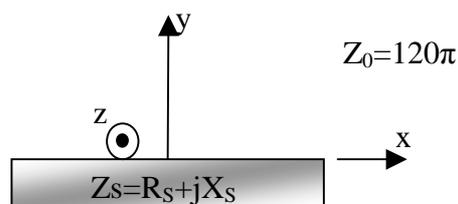


Figure I- 48 : surface complexe

La surface est définie par une impédance complexe [21], la partie réelle représente les pertes par effet Joule tandis que la partie imaginaire représente les pertes liées à la réactance. Considérons une onde transverse magnétique (TM) se propageant selon la direction x, la composante du champ magnétique selon l'axe Oz s'exprimera par :

$$H_z = A \exp(jhy - j\beta x) \quad \text{eq I - 30}$$

Où A est l'amplitude du champ

La constante de propagation β est considérée complexe : $\beta = \beta' - j\beta''$
 de même le nombre d'onde transverse h : $h = h' + jh''$
 et $h^2 + \beta^2 = k_0^2$

Il est possible de déduire le champ électrique par la relation Maxwell - Ampère :

$$\text{rot}(\vec{H}) = j\omega\epsilon_0\vec{E} \quad \text{eq I - 31}$$

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{\nabla} \times \vec{H} = \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \vec{x} + \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \vec{y} + \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \vec{z} \quad \text{eq I - 32}$$

Or pour une onde TM se propageant selon la direction x, seule la composante Hz existe et par conséquent Ex et Ey :

$$j\omega\epsilon_0 E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad \text{eq I - 33} \quad \quad \quad j\omega\epsilon_0 E_y = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad \text{eq I - 34}$$

L'impédance de l'onde s'exprime à l'aide des équations I-33 et I-36 :

$$Z_l = \frac{E_x}{H_z} = \frac{h}{\omega\epsilon_0} = \frac{h}{k_0} Z_0 \quad \text{eq I - 35}$$

avec $Z_0 = \mu_0 c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$

La continuité de l'impédance d'onde avec l'impédance complexe impose :

$$Z_l = Z_s \Rightarrow h = k_0 \frac{Z_s}{Z_0} \quad \text{eq I - 36}$$

Par déduction : $\beta = \sqrt{k_0^2 - h^2} = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_s}{Z_0} \right)^2}$ eq I - 37

En reportant I-36 et I-37 dans I-30, le champ s'exprime :

$$H_z = A \exp \left(j \frac{k_0 Z_s}{Z_0} y - j k_0 \sqrt{1 - \frac{Z_s^2}{Z_0^2}} x \right) \quad \text{eq I - 38}$$

Cette formulation permet d'exprimer le champ sur la surface complexe en fonction des caractéristiques de l'impédance de la dite surface.

b) Les structures périodiques : les corrugations

Cette structure est utilisée par exemple dans les cornets corrugués afin de limiter les lobes secondaires de rayonnement et également autour de certains cornets pour limiter les courants de retour le long des antennes.

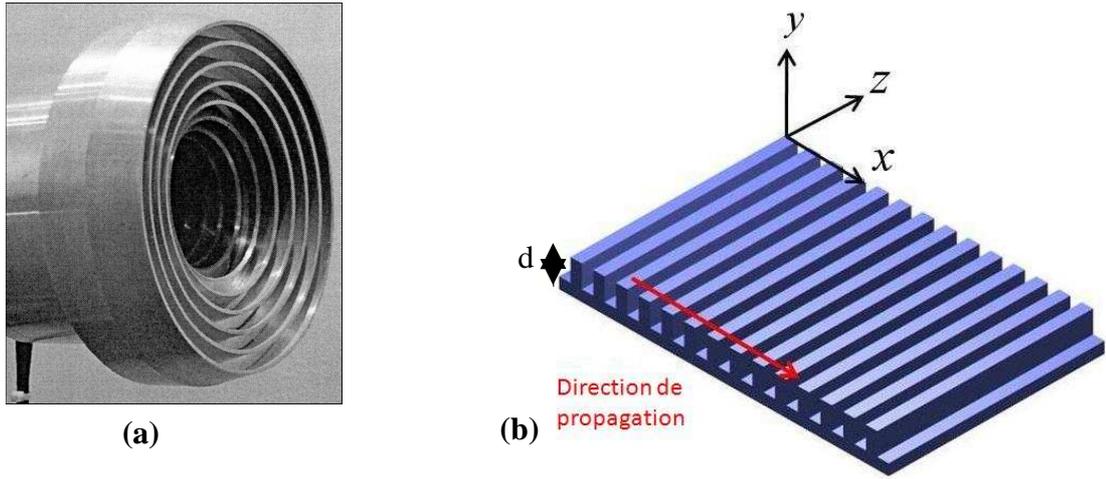
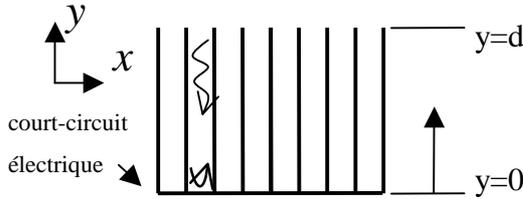


Figure I- 49 : a) cornet corrugué et b) corrugations seules

La théorie des corrugations a été développée dans [22] et [23], le calcul de l'impédance de surface est réalisé en assimilant une corrugation à une ligne court circuitée à son extrémité.



L'impédance ramenée en surface ($y=d$) est calculée à l'aide de la formule des lignes sans pertes :

$$Z_e = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}{Z_c + jZ_L \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}$$

Z_C : l'impédance caractéristique de la corrugation

Z_L : l'impédance de charge (ici 0Ω)

En tenant compte du court circuit, l'impédance ramenée s'écrit :

$$Z_e = jZ_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) = Z_s \quad \text{eq I - 39}$$

Elle est purement réactive, les paramètres h et β se notent :

$$h = \frac{k_0}{Z_0} Z_s = jk_0 \frac{Z_c}{Z_0} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) \quad \text{eq I - 40}$$

Le champ en surface des corrugations d'après les équations 33, 43 et 44 se note alors :

$$H_z = A \exp\left(-\frac{Z_c}{Z_0} k_0 \tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) y - jk_0 \sqrt{1 + \left(\frac{Z_c}{Z_0}\right)^2 \tan^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)} x\right) \quad \text{eq I - 41}$$

Le terme d'amplitude du champ H_z est $A \cdot \exp\left(-\frac{Z_c}{Z_0} k_0 \tan\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) y\right)$

Il tend vers 0 lorsque d vaut $\lambda/4+n\lambda/2$. Certaines fréquences sont donc interdites en surface. Ces fréquences sont définies par :

$$f_n = (2n-1)\frac{c}{4d} \quad \text{eq I - 42}$$

où c est la vitesse de la lumière et n un entier positif

c) Les surfaces sélectives en fréquence de Sievenpiper

L'une des surfaces sélectives en fréquence a la forme développée dans [23], appelée "champignon".

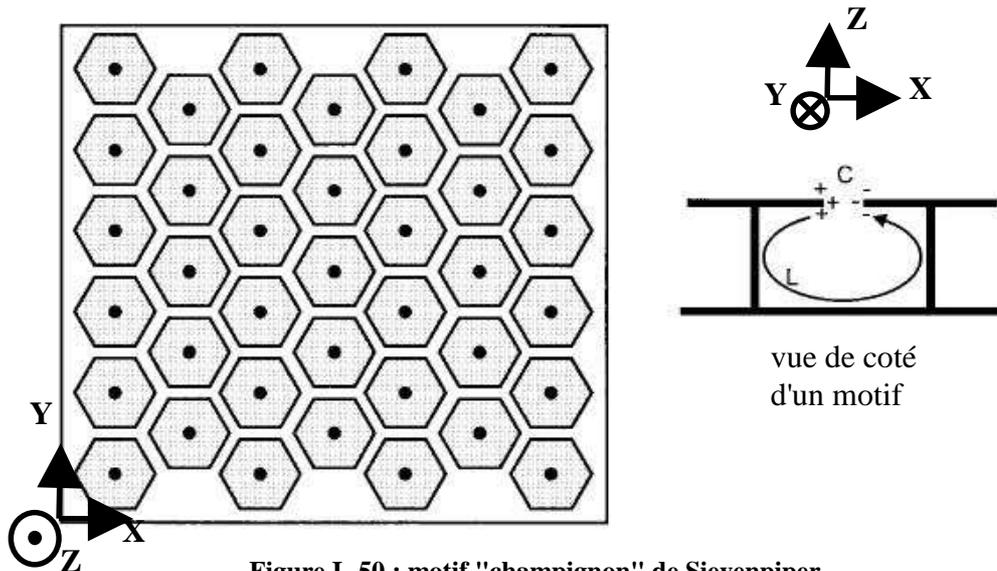


Figure I- 50 : motif "champignon" de Sievenpiper

Dans [19], il est montré qu'un motif de la structure périodique peut être assimilé à un circuit résonant parallèle LC. L'impédance de surface s'exprime alors par :

$$Z_s = \frac{jwL}{1-w^2LC} \quad \text{eq I - 43}$$

De la même manière que pour les corrugations, l'impédance de surface du motif précédent est introduite dans la formule générale de l'amplitude de l'onde TM se propageant selon X :

$$H_z = A \exp\left(-\frac{k_0 L w}{1-w^2LC} \frac{1}{Z_0} y - jk_0 \sqrt{1+\left(\frac{Lw}{1-w^2LC} \frac{1}{Z_0}\right)^2} x\right) \quad \text{eq I - 44}$$

Le terme d'amplitude du champ Hz est $A \exp\left(-\frac{k_0 L w}{1-w^2 LC} \frac{1}{Z_0} y\right)$. Il s'annule lorsque $w = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, le champ est donc nul pour cette fréquence particulière.

Un dimensionnement d'un motif a été réalisé pour une fréquence de 300MHz, on arrive à des longueurs maximales de toit de 115mm x 115mm. Pour être utilisable, il est mentionné dans la littérature qu'au moins trois motifs doivent être positionnés pour jouer leur rôle, ce qui induirait un agrandissement de 345mm de chaque côté du réseau. Cette technique est incompatible avec la contrainte de miniaturisation.

Le choix d'une technique d'optimisation du rayonnement s'arrête donc sur les corrugations. L'avantage de cette méthode est de posséder un encombrement de surface faible la plus grande dimension sera en profondeur pour déterminer la fréquence de coupure de cette surface.

IV.4 Conclusion du chapitre 1

Dans ce chapitre, les principes de bases du comportement des antennes ULB ainsi que les structures permettant de rayonner des signaux impulsionnels sont brièvement décrits. Pour ces applications, une géométrie d'antenne basée sur une forme évasive de type exponentiel reste la meilleure solution. Si la tenue en tension fait partie des contraintes, autour de 2kV crête pour notre application, une antenne volumique s'impose pour éviter les claquages. Tous ces problèmes ainsi que les problèmes de réalisations seront pris en compte dans le chapitre 2 portant sur la conception de l'antenne élémentaire.

Les techniques d'optimisation présentées ici, empruntées au domaine des télécommunications, restent sous certaines conditions applicables au domaine de l'ULB impulsionnel. Certaines seront mises en œuvre dans le chapitre 2 et d'autres dans le chapitre 3, consacré à la conception du réseau.

Les principes et optimisations retenus seront mis en œuvre à l'aide du logiciel CST (Computer Simulation Technology). Cet outil de simulation numérique utilise une méthode proche de la FDTD (Finite Difference Time Domain), la méthode d'intégration finie FIT (Finite Integral Technique) qui a été proposée en 1977 par T. Weiland. Cette méthode consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage génère du domaine de calcul dans lequel se trouve la structure à étudier est volumique et permet de simuler tout type de structure.

Bibliographie du chapitre 1

- [1] M. Granger, "*Radar ULB : impulsif ou bande synthétique?*", REE n°4, Avril 2004.
- [2] L. Carin, N. Geng, M. McClure, J. Sichina, L. Nguyen, "*Ultra Wide Band Synthétique Aperture Radar for Mine Field Detection*", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 41, n° 1, February 1999.
- [3] 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*", Radar2004, Toulouse, France, October 2004.
- [4] J-C. Diot, S. Vauchamp, J. Andrieu, M. Lalande, V. Bertrand, B. Beillard, V. Vergne, A. Bartjelemy, B. Jecko, D. Gontier, S. Colson, R. Guilleey, M. Brishoual, "*Optoelectronic ultra wide bande radar system : RUGBI*", Radar Conference, EURAD, October 2005.
- [5] Camero USA Corp., disponible sur : <http://www.camero-tech.com/xaver800.shtml>
- [6] C.E. Baum, E.G. Farr, C.A. Frost, "*transient gain of antennas related to the traditional continuous-wave (CW) definition of gain*", Ultra Wideband, Short Pulse Electromagnetics 4, Kluwer Academic, 1999.
- [7] C.E. Baum, "*General Properties of Antennas*", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 44, N° 1, February 2002.
- [8] A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C Lepage, X. Begaud, "*Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit*", REE n°4, Avril 2004.
- [9] C. Roblin, "*représentation, mesure et modélisation d'antennes pour la radio impulsif*", GRD ondes, Octobre 2006.
- [10] H. Schantz, "*The Art and Science of Ultrawideband Antennas*", ch6 Taxonomy of UWB Antennas, Artech House 2005.
- [11] J.D. Kraus, R.J. Marhefka, "*Antennas for All Applications*", third edition Mc Graw Hill 2002.
- [12] X. Begaud, "*Antennes large Bande, indépendantes de la fréquence*", GDR ondes, Octobre 2006.
- [13] J-Y. Dauvignac, N. Fortino, S. Tourette, G. Kossiavas, P. Ciais, "*Miniaturisation des antennes UWB planaires*", GDR ondes, Octobre 2006.
- [14] P. Lissard, "*Etude de l'antenne fil plaque coplanaire. Application au domaine de l'automobile*", thèse de doctorat de l'université de Limoges, septembre 2004.

- [15] Y. Chevalier, Y. Imbs, B. Beillard, J. Andrieu, M. Jouvét, B. Jecko, M. Legoff, and E. Legros, "A new broad band resistive wire antenna for ultra-wide band applications", *EUROEM'98* Tel Aviv, Israël, June 1998.
- [16] A.A. Lestari, A. G. Yarovoy, L.P. Ligthart, "RC-Loaded Bow-Tie Antenna for Improved Pulse Radiation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, n°10, October 2004.
- [17] M. Rammal, "*Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés*", thèse de doctorat de l'université de Limoges, 1993.
- [18] N. Fadlallah, "*Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage*", thèse de doctorat de l'université de Limoges, 1993.
- [19] F. Soltankarimi, J. Nourinia, Ch. Ghobadi, "*Side Lobe Optimization in Phased Array Antennas Using Genetic Algorithm*", *ISSSTA2004*, Sydney, Australia, September 2004.
- [20] T.B. Chen, Y.B. Chen, Y.C. Jiao, F.S. Zhang, "*Synthesis of Antenna Array Using Particle Swarm Optimization*", *APMC2005*, Suzhou, China, December 2005.
- [21] R. E. Collin, "Field Theory of Guided Waves", second edition, IEEE press, 1990, ISBN : 0-87942-237-8.
- [22] P.S. Kildal, "*Artificially Soft and Hard Surfaces in Electromagnetics*", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, n°10, October 1990.
- [23] D. Sievenpiper, L. Zhang, R.F. Jimenez Broas, N.G. Alexopoulos, E. Yablonovitch, "*High Impedance Electromagnetic surfaces with a Forbidden Frequency Band*", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, n°11, November 1999.
- [24] J-C. Diot, "*Communication et localisation ultra large bande : conception, réalisation et optimisation de prototype d'antennes ULB*", DEA Electronique, Télécommunications, Hautes fréquences et Optique, 2003.
- [25] C. A. Balanis, "Modern Antenna Handbook", Wiley press, 2008, ISBN : 978-0-470-03634.

Chapitre 2 : Conception, réalisation et test de l'antenne élémentaire Ultra Large Bande miniature et directive

I. Introduction

Le chapitre 1 a permis de conclure quant au type d'antenne à utiliser ; les antennes à ondes progressives constituent la meilleure solution pour rayonner un signal transitoire ULB bref à polarisation rectiligne. C'est donc tout naturellement que nous nous pencherons sur les antennes de type Vivaldi [1] pour commencer la conception. Les antennes sur substrat sont d'ores et déjà éliminées car le diélectrique limite la bande passante et pose problème pour l'alimentation de ce type d'antenne avec des niveaux de tension de quelques kilovolts. On se concentre donc sur les antennes volumiques.

Le Radar agile à concevoir sera composé de N antennes. L'antenne doit, par conséquent, avoir une géométrie compatible avec la mise en réseau tout en gardant les caractéristiques de rayonnements souhaitées, en particulier : une bande passante couvrant la bande 300MHz-3GHz, une dispersion minimale et un rayonnement arrière le plus faible possible. Contrairement aux antennes précédemment développées au laboratoire, on souhaite éviter l'utilisation de Balun qui réduit la bande et la puissance.

Le grand problème n'est pas tant la bande passante que la fréquence basse ; la difficulté consiste à concevoir une antenne rayonnant la fréquence de 300MHz, tout en étant miniature. Une antenne est considérée miniature lorsque ses dimensions sont inférieures ou égale à $\lambda_{\max}/4$ (liée à la fréquence minimale). Dans notre cas, pour $f=300\text{MHz}$, $\lambda_{\max}/4=250\text{mm}$. Cette diminution de la taille de l'antenne élémentaire est également nécessaire afin de limiter les lobes de réseau sur le RADAR, des calculs préliminaires sur la taille de l'antenne montre l'apparition de lobes de réseau vers 1.5GHz pour des distances inter-alimentation de l'ordre de 250mm. Il sera nécessaire de trouver un compromis entre adaptation et rayonnement.

Ce chapitre développe la méthodologie de conception de l'antenne élémentaire et les résultats des premiers tests sur le prototype réalisé.

II. Conception de l'antenne élémentaire

II.1 Evolution d'une antenne Vivaldi vers l'application Radar

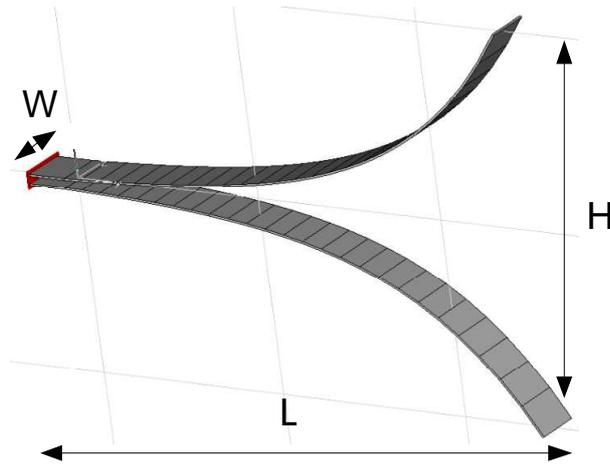
Le principe du rayonnement de l'antenne Vivaldi (figure II-1) repose sur une désadaptation progressive de l'impédance selon sa longueur. La difficulté consiste à maîtriser l'impédance de l'antenne afin d'éviter de trop fortes variations ayant pour conséquences une réflexion du signal vers le générateur. Dans le cas d'une antenne de type Vivaldi, le rayonnement a lieu au fur et à mesure de la propagation ; plus les fréquences sont hautes, plus le rayonnement est généré dans la zone proche de l'alimentation.

II.1.1 L'antenne Vivaldi simple

Les rubans de l'antenne Vivaldi s'évasent en suivant un profil exponentiel, leurs équations ont été traitées dans de nombreux ouvrages et thèses [2]. La mise en équation de ce profil est fixé en tenant compte d'un encombrement souhaité : longueur et hauteur inférieures à $\lambda/4$. Pour commencer, les dimensions sont fixées pour remplir cette condition.

Le profil exponentiel choisi ici vérifie l'équation $y = 2 * \exp(0.017 * x)$ pour x variant de 0 à 250mm. Ce qui conduit à un encombrement : **H=250mm, L= 250mm** ($\lambda/4$ pour 300MHz). Ces dimensions sont compatibles avec l'encombrement maximum prédéfini.

L'antenne est alimentée comme une ligne biplaque. La largeur du ruban ainsi que l'espacement ont été choisis de telle sorte qu'une ligne d'attaque d'impédance caractéristique 50Ω au niveau de l'excitation et une tenue en tension d'environ 10kV (la tension de claquage dans l'air est proche de 30kV/cm) soient obtenues.


Figure II - 1 : antenne Vivaldi 3D

La distance **H** entre les rubans varie selon la longueur de l'antenne. L'expression de l'impédance caractéristique Z_C d'une ligne biplaque de largeur **W**, de hauteur **H** est donnée par les relations suivantes :

$$\text{pour } \frac{W}{h} < 1$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(\left(1 + 6 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 + 2 \frac{W}{h}\right)^2 \right) \quad \text{eq II - 1}$$

$$Z_C = \frac{Z_0}{\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{4h}{W} + \frac{W}{2h} \right)$$

ϵ_r est la permittivité diélectrique du substrat qui sépare les deux rubans
 ϵ_{eff} est la permittivité diélectrique effective

$$\text{pour } \frac{W}{h} > 1$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 6 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} = 1 \text{ (air)} \quad \text{eq II - 2}$$

$$Z_C = 2 \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{2W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{2W}{h} + 1.44 \right) \right)^{-1}$$

Ici, le milieu qui sépare les rubans est l'air, $\epsilon_{eff} = 1$.

L'évolution de l'impédance caractéristique de l'antenne figure II-1 en fonction de la distance à la source est donnée figure II - 2.

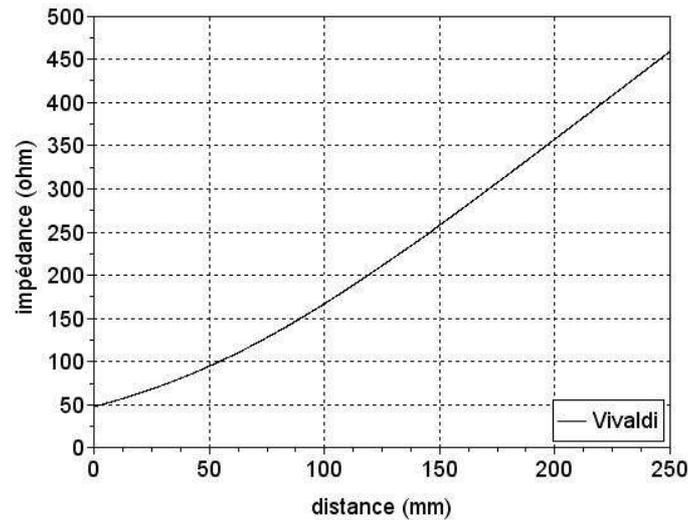


Figure II - 2 : évolution de l'impédance caractéristique de l'antenne Vivaldi

L'impédance de la ligne dont les dimensions transversales sont celles de l'antenne, croît avec la longueur de 50Ω à 420Ω . L'idéal serait de pouvoir conserver une impédance caractéristique proche de 50Ω le plus longtemps possible (cas d'une antenne à ondes progressives idéale).

II.1.2 L'antenne Vivaldi à largeur de rubans variables

Tout en conservant la même ouverture H et la même longueur L , l'antenne précédente est modifiée en élargissant les rubans au fur et à mesure de l'évasement (figure II - 3). Ceci conduit à une variation moins rapide de l'impédance comme le montre la figure II - 4.

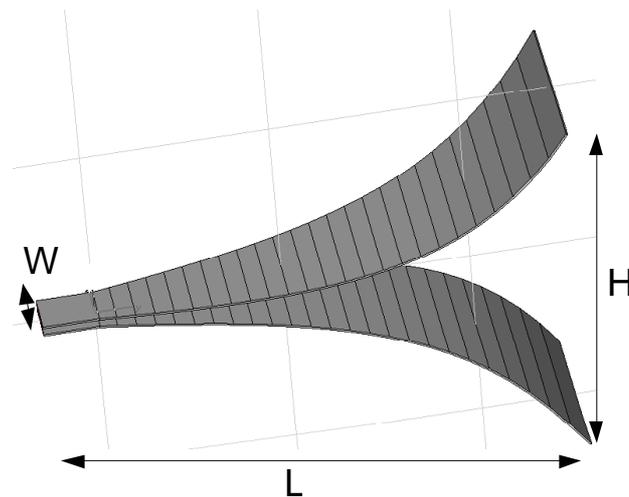


Figure II - 3 : antenne Vivaldi à largeur de rubans variables

La hauteur est proportionnelle à la croissance de l'exponentielle $y = 2 * \exp(0.0157 * x)$ et l'élargissement est une fonction affine d'équation $W = 30 + 2 * 0.16x$.

L'impédance caractéristique théorique est présentée sur la figure II - 4.

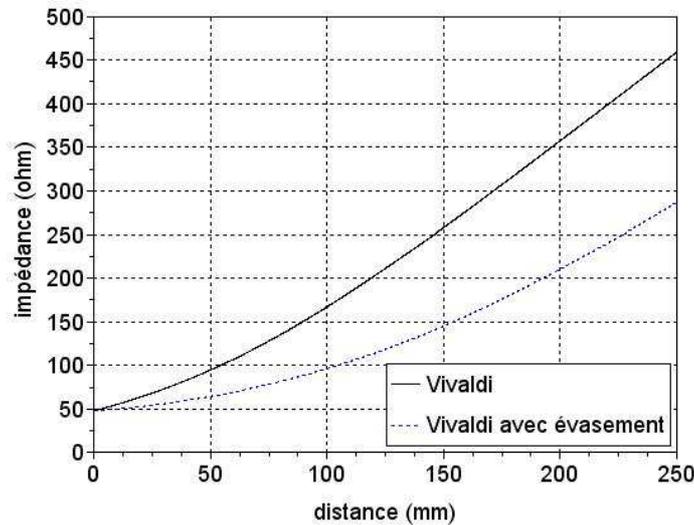


Figure II - 4 : comportement de l'impédance caractéristique

La structure de largeur de rubans variable permet de conserver une impédance caractéristique autour de 50Ω ($40\Omega < Z_c < 70\Omega$) jusqu'à 50mm de distance par rapport à l'alimentation. L'alimentation pratique d'une structure biplaque est complexe et nécessite l'introduction d'un balun pour passer d'une alimentation coaxiale à une ligne biplaque, même si le balun n'a pas dans ce cas le rôle d'adaptation d'impédance.

II.1.3 L'antenne Vivaldi à largeur de rubans variables d'alimentation micro-ruban

Dans le cas précédent, les parties inférieure et supérieure de l'antenne évoluent spatialement de manière identique. Pour l'antenne à largeur de rubans variables d'alimentation microruban, la partie inférieure de l'antenne reste de largeur constante égale à 100mm et la partie supérieure varie de façon identique à l'antenne précédente. L'encombrement de l'antenne en hauteur et en longueur reste le même (figure II - 5). L'intérêt de cette structure est son attaque par une ligne micro-ruban plutôt qu'une biplaque, ce qui facilite son raccordement à une connectique coaxiale.

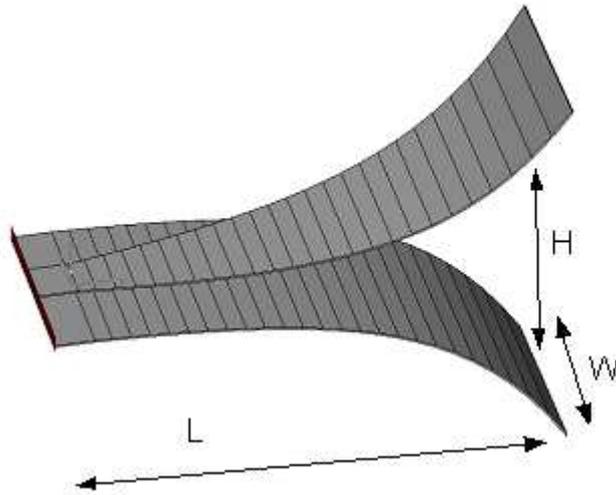


Figure II - 5 : antenne Vivaldi d'alimentation micro-ruban

La partie inférieure de l'antenne présente une largeur de 100mm tandis que la partie supérieure de l'antenne évolue d'une largeur de 30mm à 100mm. L'impédance caractéristique évolue comme le montre la figure II - 6 :

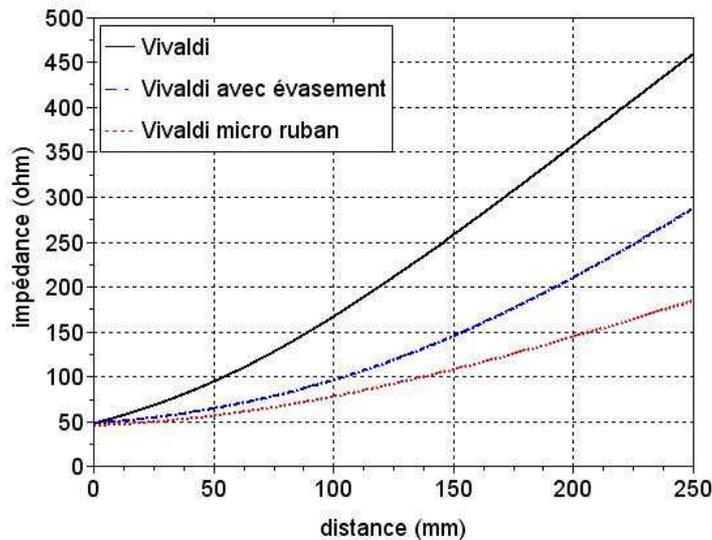


Figure II - 6 : impédance caractéristique des antennes de type Vivaldi étudiées

L'évolution est beaucoup plus douce dans cette configuration ; de plus elle facilite l'insertion d'une connectique de type coaxial. On s'intéresse par la suite à l'adaptation sur la bande de travail souhaitée. Les simulations sont réalisées avec le logiciel CST Microwave studio. L'antenne est excitée par un port d'onde d'impédance caractéristique 50Ω. La figure ci-après montre le coefficient de réflexion présenté à l'entrée des 3 antennes étudiées :

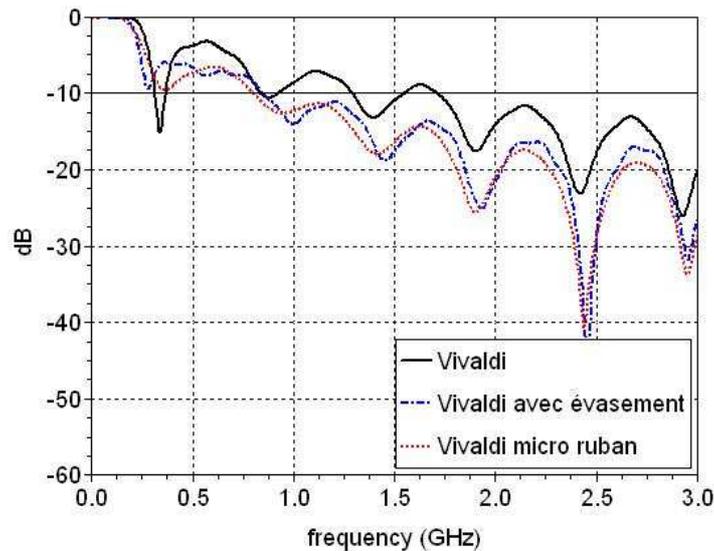


Figure II - 7 : coefficients de réflexion des antennes type Vivaldi étudiées

L'adaptation n'est clairement pas correcte ; cependant le passage d'une antenne Vivaldi classique à une antenne évasée a permis d'atteindre une fréquence basse d'adaptation aux alentours de 850MHz. Il reste, néanmoins, à vérifier que la structure d'antenne d'alimentation micro ruban n'entraîne pas de dispersions sur le signal rayonné dans l'axe.

Le signal utilisé (comme il le sera en pratique en sortie du photocommutateur) est à valeur moyenne nulle afin de limiter ultérieurement les phénomènes de couplage entre antennes. De plus, le contenu spectral basse fréquence étant très faible, de puissance basse fréquence revient vers l'alimentation si l'adaptation dans cette gamme de fréquence est incorrecte, en effet les basses fréquences ne sont pas rayonnées par l'antenne élémentaire.

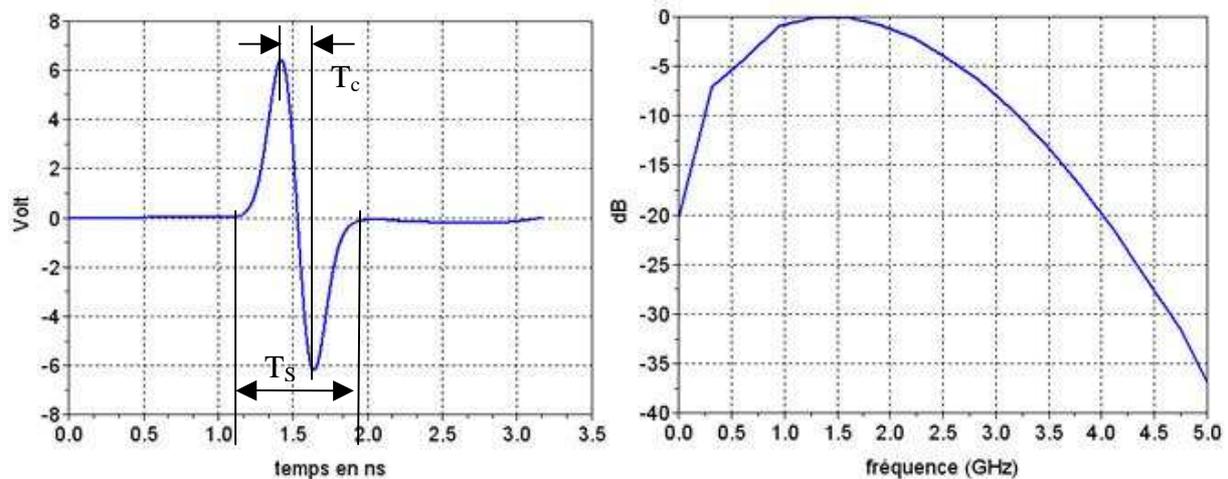


Figure II - 8 : tension d'excitation

La largeur de l'impulsion (T_S) est d'environ 900ps ; le passage crête à crête (T_C) dure environ 200ps. Le signal d'alimentation est ainsi adapté à la largeur de bande rayonnée par l'antenne élémentaire.

Le champ rayonné par la structure à 1m et l'amplitude spectrale sont donnés figure suivante :

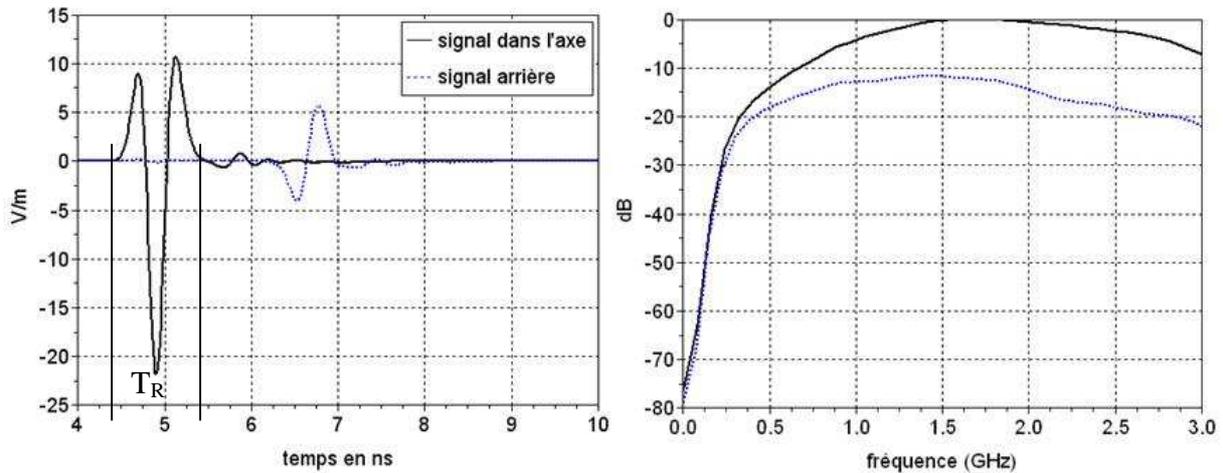


Figure II - 9 : champ rayonné et amplitude spectrale normalisée dans l'axe et vers l'arrière par l'antenne d'alimentation micro-ruban

La largeur de l'impulsion rayonnée (T_R) (ou largeur d'enveloppe cf. ch I, partie II.1.2 d) est 1 nanoseconde, l'enveloppe du signal n'est pas trop étalée, le critère de faible dispersion est respecté. Sur le spectre rayonné une chute du niveau est constatée en dessous 700MHz, cela correspond aux fréquences pour lesquelles l'antenne est fortement désadaptée. Le rapport des niveaux crêtes avant sur arrière vaut :

$$20 * \log\left(\frac{21.5}{5.75}\right) = 11.45 \text{ dB}$$

Ce rapport entre les niveaux crêtes fera office de référence pour les prochaines étapes de conception de l'antenne élémentaire.

Le facteur d'antenne en transmission est calculé tel qu'il est défini dans le chapitre 1 eq I - 2.

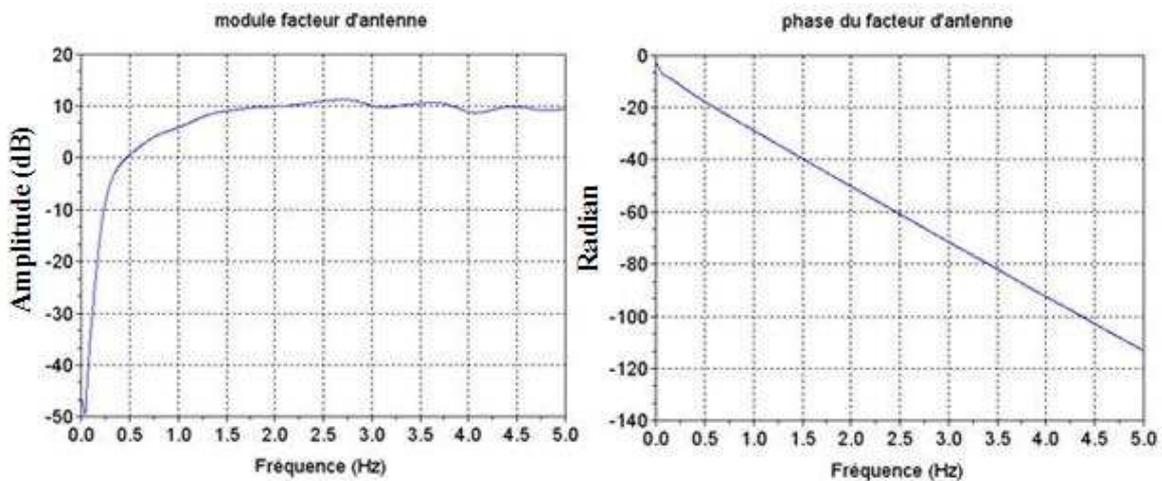


Figure II - 10 : facteur d'antenne de l'antenne d'alimentation micro-ruban

La variation linéaire de la phase du facteur d'antenne traduit bien la faible dispersion induite par l'antenne.

Cette linéarité peut être analysée plus finement par l'intermédiaire du calcul du temps de groupe, représenté figure suivante :

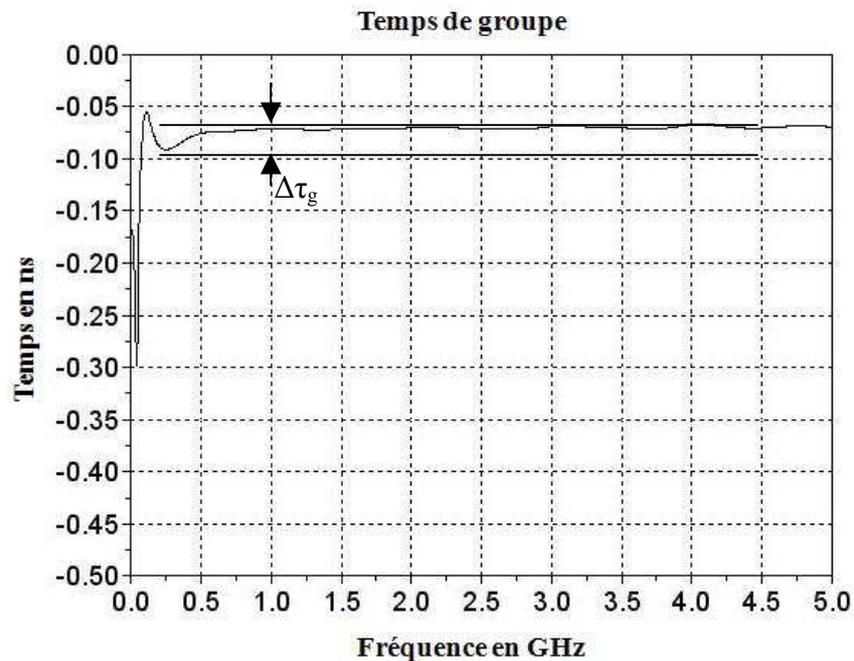


Figure II - 11 : temps de groupe τ_g de l'antenne d'alimentation micro-ruban

La figure II-11 montre un temps de groupe constant pour les fréquences supérieures à 0.5GHz. L'antenne introduit peu de dispersions pour les fréquences comprises entre 0.5GHz et 5GHz. Généralement les distorsions sont analysées en quantifiant le temps de groupe différentiel. Ici $\Delta\tau_g$ est inférieure à 0.03ns sur la bande de travail [3].

II.2 Géométrie de l'antenne élémentaire

II.2.1 Repliement de l'antenne

La structure rayonnante de l'antenne est trouvée, il reste à insérer le connecteur ainsi qu'à adapter l'antenne sur la partie basse du spectre. La première technique employée pour élargir la bande d'adaptation est une technique de repliement (ou méandres). Les exponentielles sont prolongées par un toit horizontal comme le montre la figure II-12.

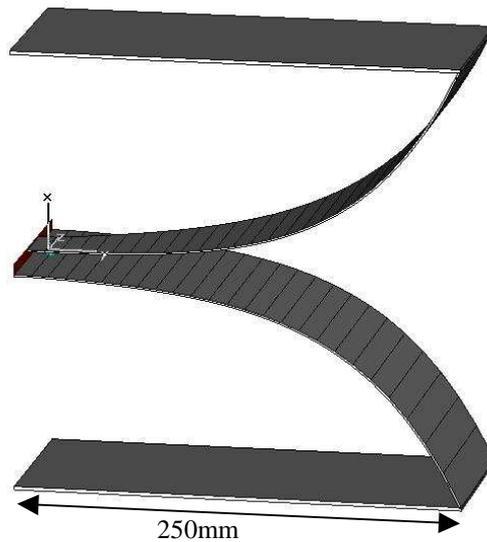


Figure II - 12 : antenne repliée

La longueur dépliée de l'antenne est donc rallongée de $2 \times 250\text{mm}$. Ci-dessous une comparaison du S11 entre l'antenne initiale représentée figure II-5 (antenne d'alimentation micro-ruban) et l'antenne repliée représentée figure II-12 :

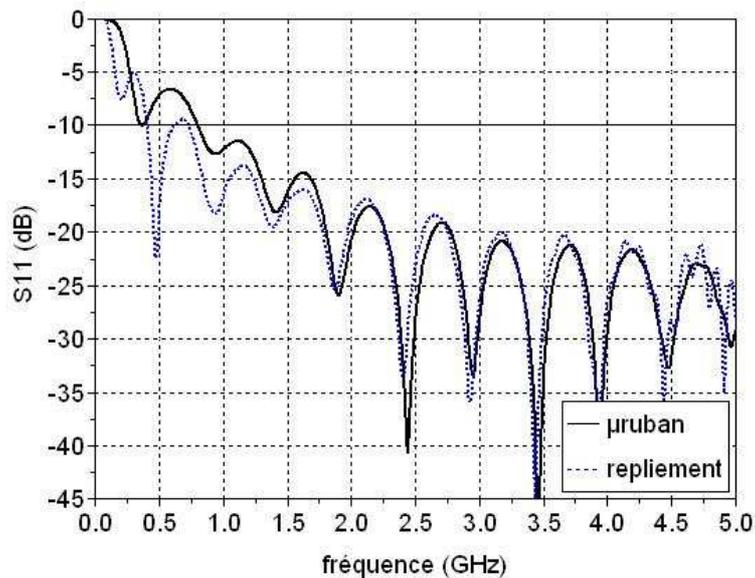


Figure II - 13 : comparaison du S11 entre l'antenne d'alimentation micro-ruban et l'antenne repliée

Le repliement des rubans a conduit à une modification de l'impédance d'entrée de l'antenne et à une diminution du coefficient de réflexion.

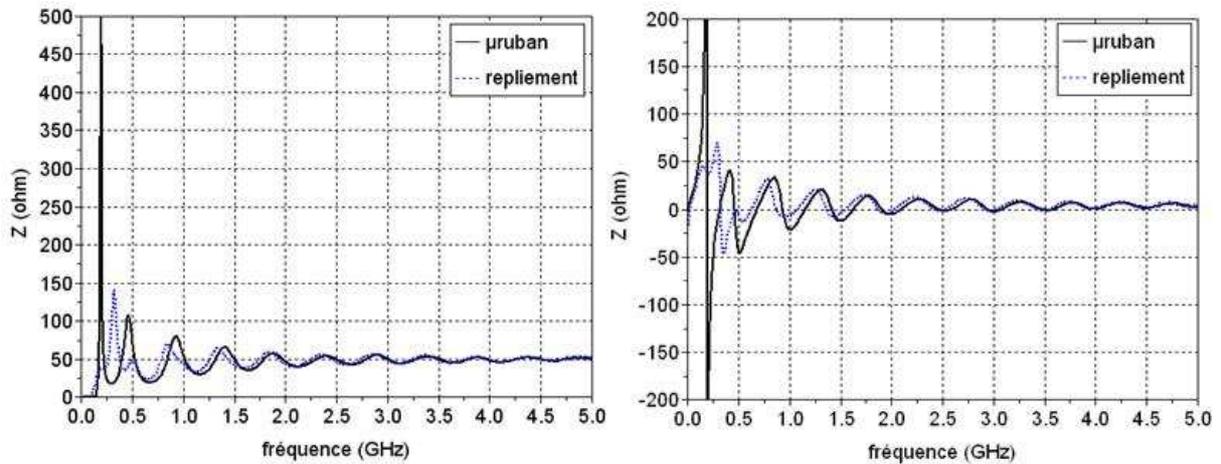


Figure II - 14 : impédance d'entrée de l'antenne

La partie réelle tend en effet plus rapidement vers 50 ohms et la partie imaginaire plus vite vers 0, d'où une amélioration de l'adaptation.

Dans un deuxième temps, les toits sont reliés ensemble comme le montre la figure suivante. Cette technique est similaire au rajout d'un court circuit (cf. chapitre I, partie III.3).

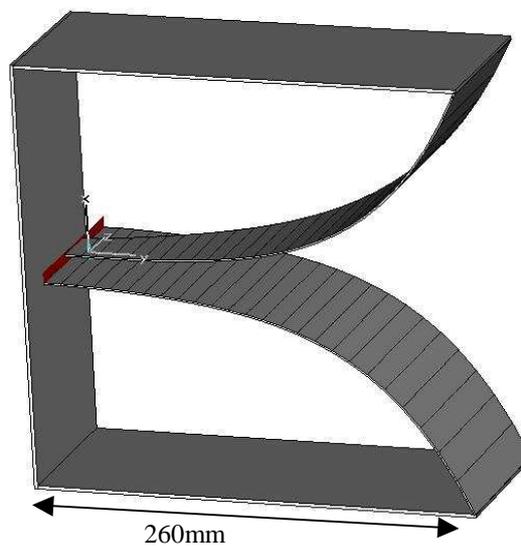


Figure II - 15 : antenne fermée

L'antenne ainsi formée présente un coefficient de réflexion représenté ci-dessous :

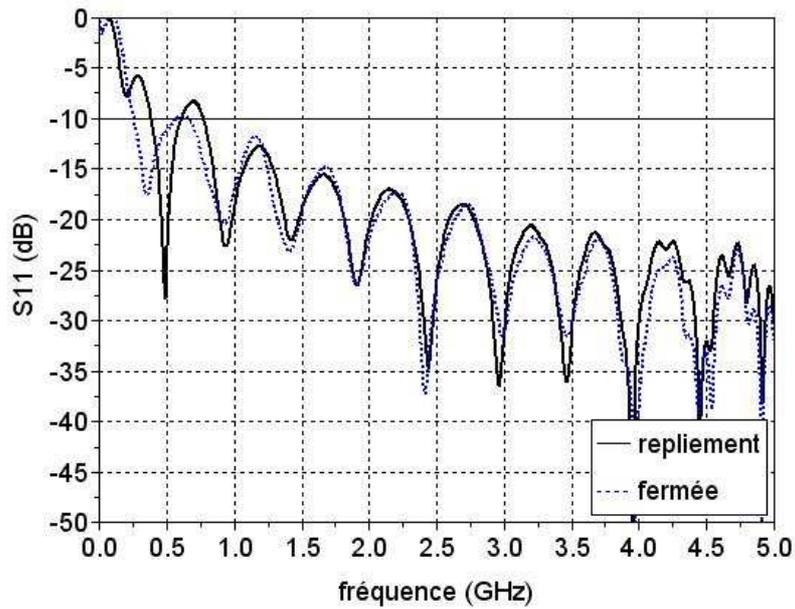


Figure II - 16 : module du coefficient de réflexion de l'antenne fermée

Le court-circuit de l'antenne permet d'abaisser l'adaptation à 300MHz et décale la première résonance vers 700MHz.

L'impédance d'entrée est elle aussi modifiée par cette transformation géométrique :

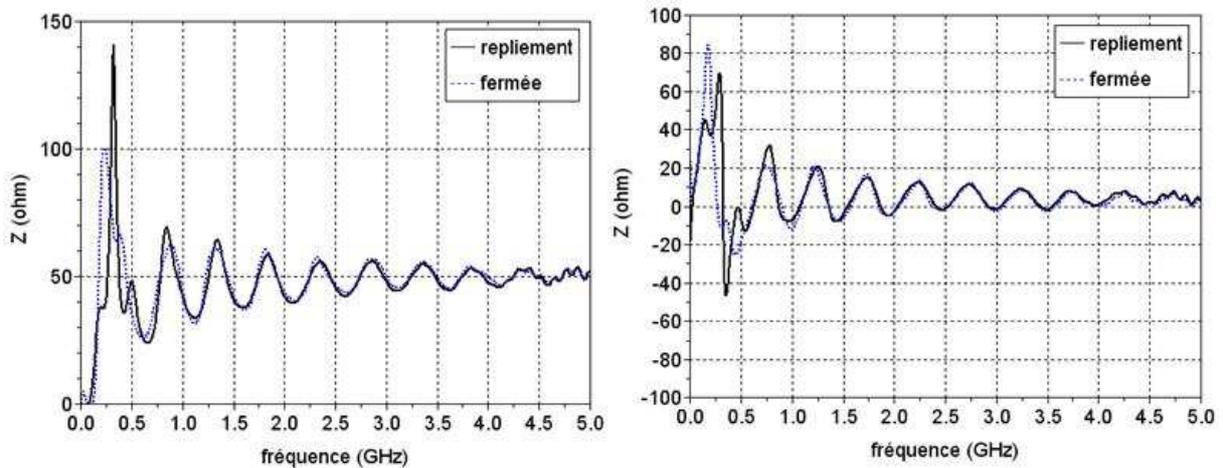


Figure II - 17 : impédance d'entrée de l'antenne

Le pic de variation à la fréquence proche de 700MHz est abaissé lorsque l'antenne est fermée. L'antenne se trouve donc mieux adaptée ; elle répond au critère de bande passante, mais la connectique n'a pas été prise en compte à ce stade de la conception.

II.2.2 Prise en compte de la connectique d'alimentation

En simulation, le port d'alimentation est placé au niveau de l'entrée de la ligne microruban. Afin d'être plus réaliste vis à vis de la fabrication, le connecteur de type N est retenu pour ses caractéristiques de tenue en tension et de bande passante, il est inséré dans la plaque arrière de l'antenne et est connecté par son âme centrale à la ligne microruban ; cette modification nécessite le perçage de la plaque arrière (figure II-20). Les dimensions de l'antenne restent $H=250\text{mm}$, $L=250\text{mm}$ et $W=100\text{mm}$.

- Adaptation de l'antenne

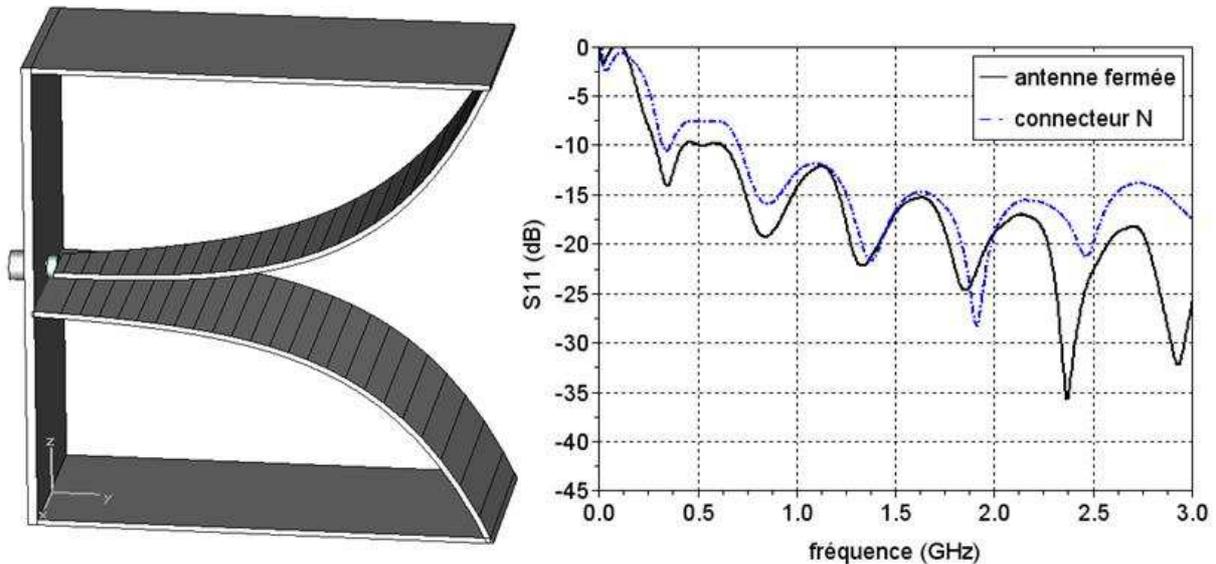


Figure II - 18 : antenne avec connecteur N et S11

L'insertion de la connectique a légèrement dégradé l'adaptation. Il s'agit donc d'améliorer la transition entre l'alimentation coaxiale et l'antenne.

- gain, phase du facteur d'antenne et temps de groupe

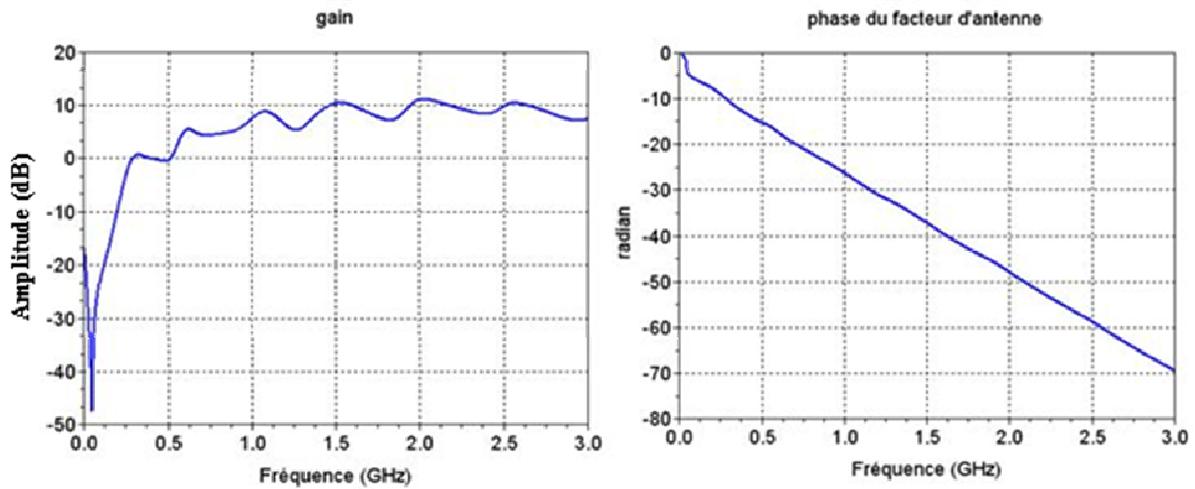


Figure II - 19 : gain et phase de l'antenne avec connecteur N

Le temps de groupe est également visualisé :

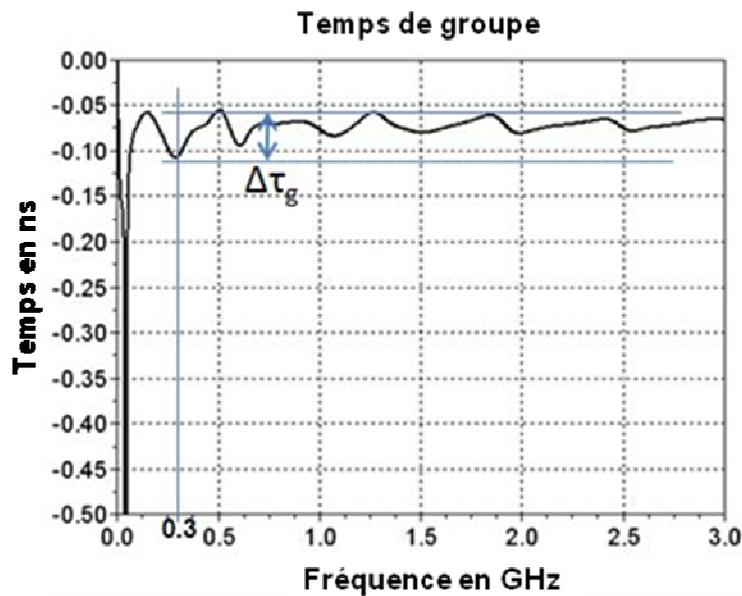


Figure II - 20 : temps de groupe de l'antenne avec connecteur N

L'excursion maximale $\Delta\tau_g$ vaut 0.05ns. Comparé à celle de la figure II-11, il témoigne que l'antenne a subit quelques détériorations. La figure suivante montre l'impact sur le signal transitoire. La largeur de l'impulsion d'alimentation est toujours de 0.9ns (cf. figure II-8).

- Signaux rayonnés dans l'axe et vers l'arrière

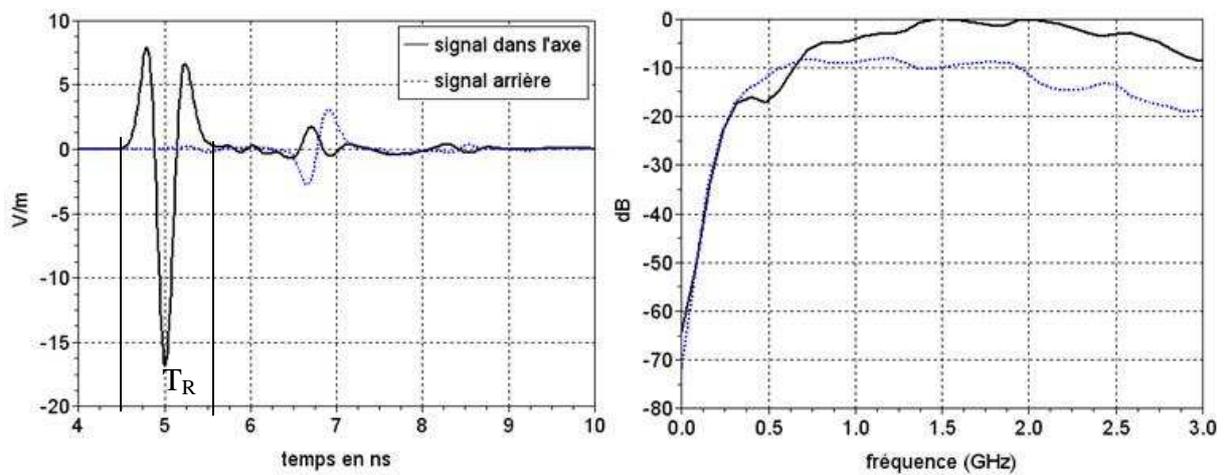


Figure II - 21 : signaux transitoire et spectre normalisé de l'antenne avec connecteur

La largeur de l'impulsion rayonnée est légèrement supérieure à la largeur de l'impulsion d'alimentation ($T_R=1.1\text{ns}$). Le rapport des niveaux crêtes montre une dégradation due à l'insertion de la connectique :

$$20 * \log\left(\frac{16.88}{3.09}\right) = 14.75 \text{ dB}$$

eq II - 3

II.3 L'antenne optimisée et les performances attendues

II.3.1 Les dernières étapes d'optimisation

Ces différentes étapes d'optimisation sont décrites en détail dans l'annexe 1. Elles ont porté sur les points suivants :

- Elargissement de la bande d'adaptation par l'ajout d'un court-circuit constituant une deuxième boucle. Cette technique est inspirée du procédé utilisé par V.I. Koshelev et décrit dans [4] (Institute of High Current Electronics, Tomsk, Russie).

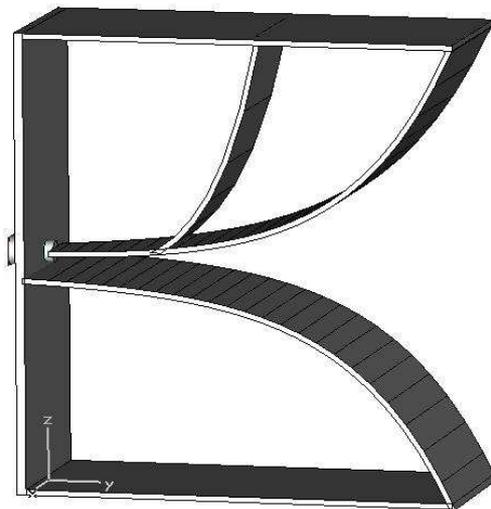


Figure II - 22 : ajout d'une deuxième boucle

- Diminution de la hauteur de l'antenne. Cette dimension étant celle qui limite l'agilité du réseau dans le plan E, il a été par conséquent indispensable de la réduire au maximum pour diminuer les lobes de réseau.

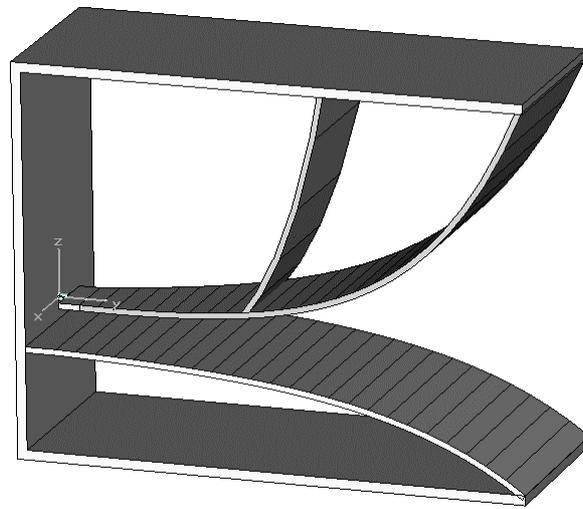


Figure II - 23 : antenne réduite

- Optimisation de la transition entre le coaxial d'alimentation et l'entrée de l'antenne. Comme il a été vu précédemment, cette transition est un point critique qui a nécessité une attention toute particulière. Il s'agit là de minimiser la discontinuité d'alimentation pour ne pas perdre en bande d'adaptation.

Elles ont conduit à l'élaboration de la géométrie de l'antenne élémentaire montrée figure suivante :

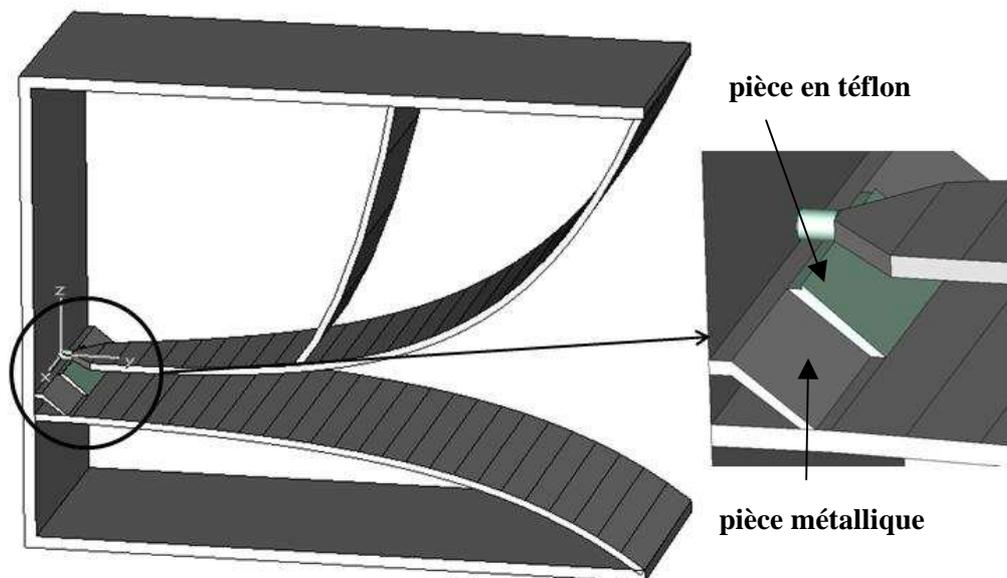


Figure II - 24 : antenne élémentaire

II.3.2 Performances théoriques de l'antenne optimisée

L'antenne optimisée est simulée avec le signal présenté sur la figure II-25, il est légèrement différent de celui de la figure II-8 car CST Microwave Studio normalise l'impulsion d'alimentation à 1 Watt. L'impédance de l'antenne ayant changée, l'amplitude du signal d'excitation également.

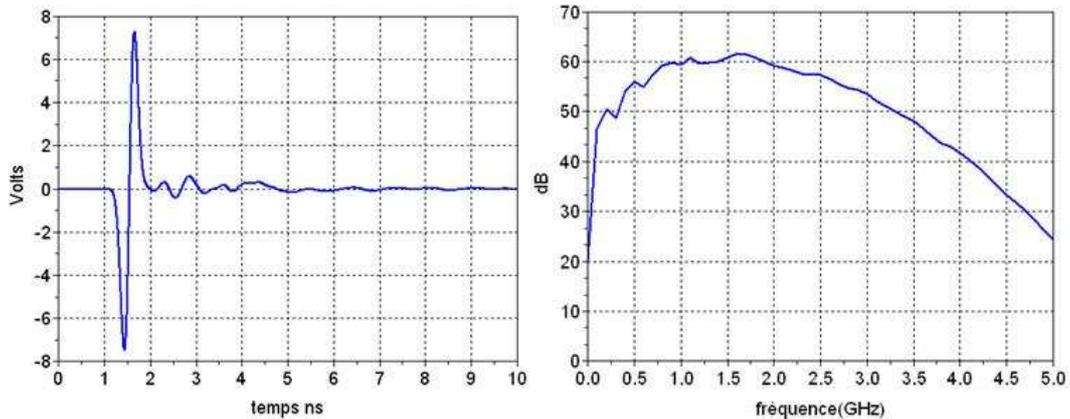


Figure II - 25 : tension allures transitoire et spectrale de la tension d'alimentation

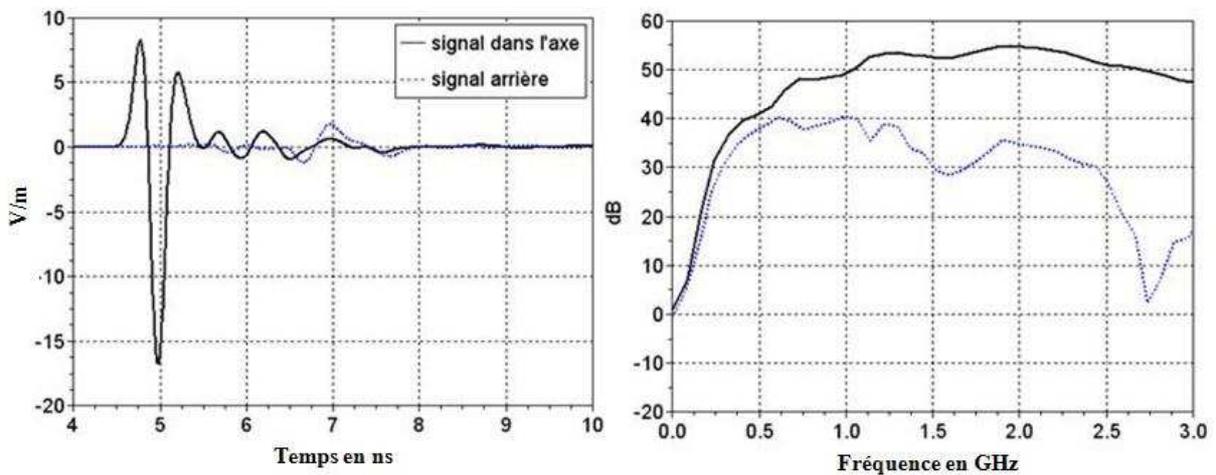


Figure II - 26 : rayonnements transitoires et spectres transmis

Tout d'abord le rapport des niveaux crêtes est donné par : $20 \log_{10} \left(\frac{17.03}{1.7} \right) = 20 \text{dB}$

Ce dernier est fortement amélioré vis-à-vis de celui observé avec la grande antenne sans optimisation de la transition. Sur le spectre rayonné, l'écart entre le signal avant et le signal arrière est beaucoup plus prononcé en haute fréquence. Cependant, en basses fréquences (en dessous de 1GHz), l'écart demeure inférieur à 10dB. Ce paramètre constitue l'inconvénient majeur des antennes miniatures. La faible directivité, en particulier en basse fréquence est un défaut mineur qui sera compensé par la mise en réseau.

Afin de juger ultérieurement les performances du réseau dans le chapitre 3, il convient de calculer le facteur de mérite de l'antenne par volt accepté en entrée (rEd) :

$$rEd1_{ant} = \frac{\text{champ crête rayonné ramené à } 1m}{\text{tension crête d'alimentation}} = \frac{16.76}{7.46} = 2.25 \quad \text{eq II - 4}$$

Il est important de noter que ce facteur de mérite est très dépendant de la forme du signal d'excitation.

Le gain dans l'axe de l'antenne est déterminé à l'aide du facteur d'antenne en transmission (cf. eqI-8). La phase et le temps de groupe sont également visualisés.

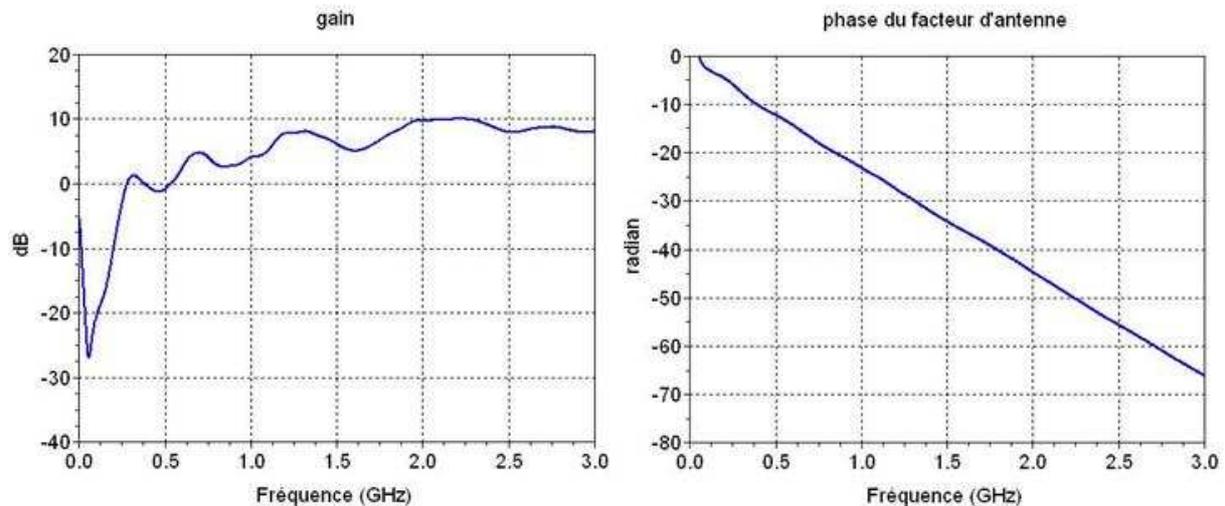


Figure II - 27 : gain de l'antenne et phase de la fonction de transfert

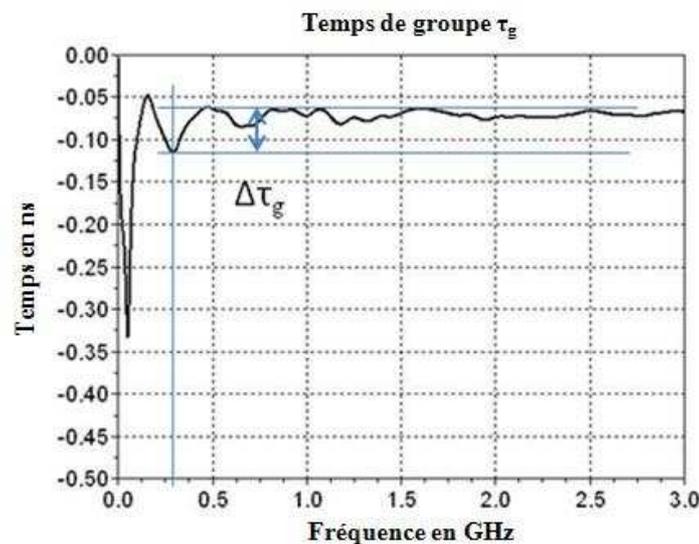


Figure II - 28 : temps de groupe de l'antenne élémentaire

La variation maximale $\Delta\tau_g$ vaut 0.05ns. Elle est du même ordre de grandeur celle observée dans le cas de que l'antenne avec connecteur (figure II-20). Cependant, les variations en hautes fréquences sont beaucoup plus faibles ce qui se traduit par un rayonnement de meilleur qualité (peu de dispersion en transitoire).

La dispersion de l'antenne peut également être quantifiée en transitoire à travers sa fonction de transfert temporelle $h_T(t)$ et l'étalement temporel RMS défini par l'équation I-15 du premier chapitre.

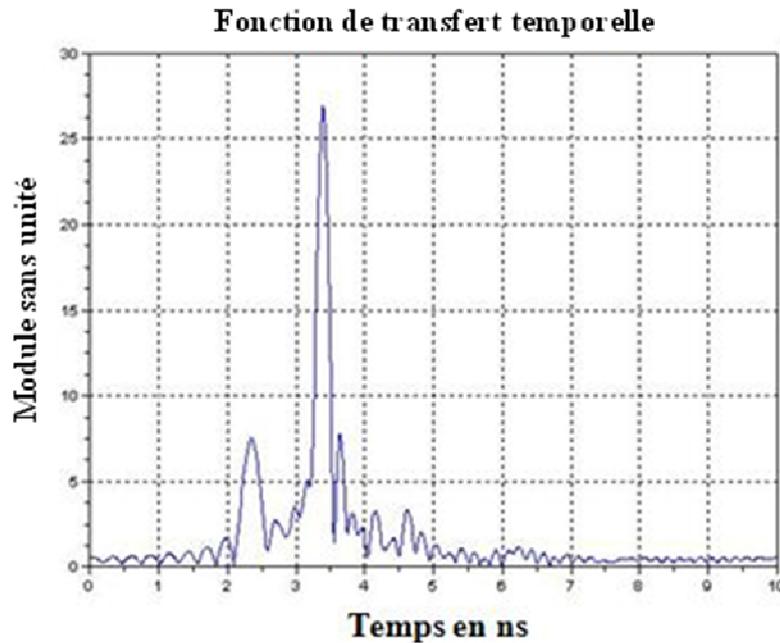


Figure II - 29 : module de la fonction de transfert temporelle de l'antenne élémentaire

Une antenne théoriquement de bande passante infinie aurait une fonction de transfert de type Dirac avec un étalement temporel nul. L'étalement temporel RMS de l'antenne élémentaire vaut $\tau_{ds}=0.56\text{ns}$ (cf. eq I-15). Une antenne de type demi-cône a un étalement temporel de 0.9ns [5]. L'antenne conçue dans le cadre de cette étude a donc de meilleures performances quand à l'étalement temporel du signal. Les oscillations présentes en figure II-29 sont dues aux troncatures des transformées de Fourier.

Le rayonnement des antennes ULB peut être qualifié en visualisant les graphes d'intensité des rayonnements, transitoire et harmonique.

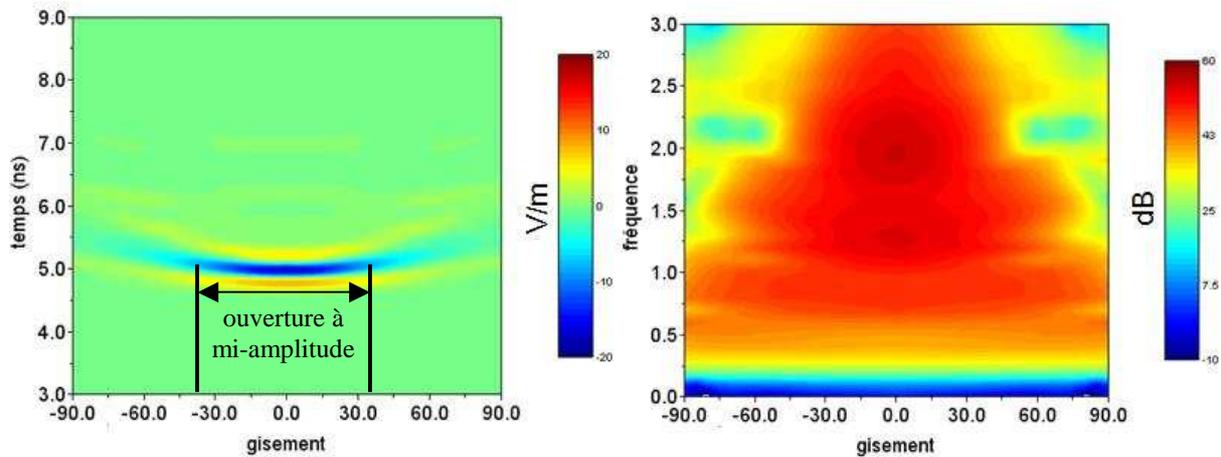


Figure II - 30 : tache de rayonnement plan H, transitoire à gauche et harmonique à droite

Les sondes temporelles de champ lointain permettant de réaliser ces graphes sont placées à 1m de l'antenne. Elles calculent le champ lointain ramené à 1m. Le graphe harmonique est calculé par transformée de Fourier du graphe temporel.

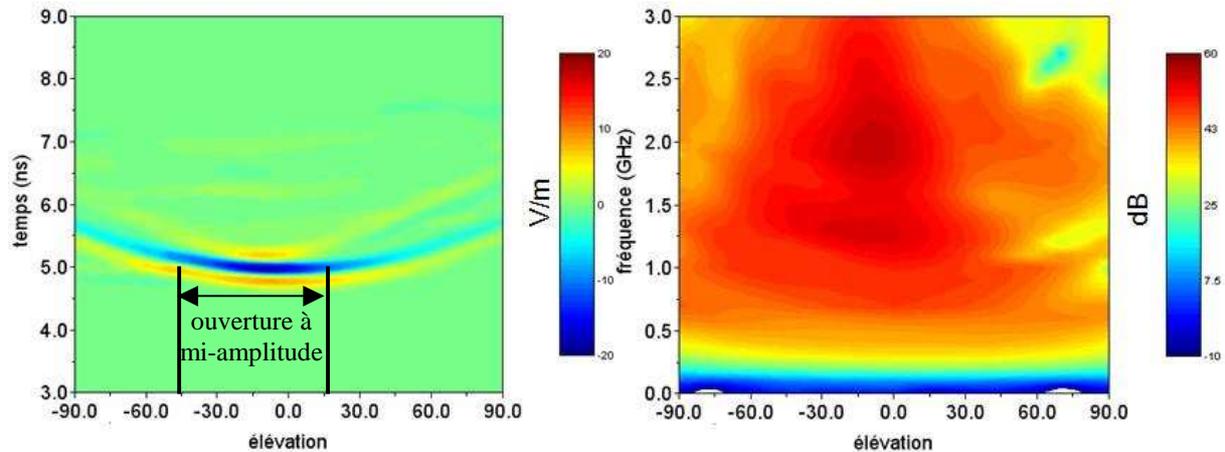


Figure II - 31 : tache de rayonnement plan E, transitoire à gauche et harmonique à droite

La figure II-30 montre le rayonnement dans le plan H. Si on considère en transitoire l'ouverture du rayonnement à mi-amplitude de champ, la largeur de la tache temporelle du lobe de rayonnement est de 70° , visible également sur la figure II-32. Aucun rebond n'est observé sur l'axe des temps après la tache principale. Le signal est ultra bref : les signaux tendent rapidement vers zéro après le passage de l'impulsion principale. La tache harmonique quant à elle montre clairement qu'en basses fréquences (en dessous de 1GHz) l'antenne se comporte plutôt comme un dipôle (antenne omnidirectionnelle) et que la directivité augmente avec la fréquence.

La figure II-31 montre le rayonnement dans le plan E. La tache de rayonnement n'est pas symétrique à cause de la dissymétrie géométrique de l'antenne. Le rayonnement est centré

sur -10° en élévation (l'antenne à tendance à rayonner vers le haut). L'ouverture du lobe principal à mi-amplitude est d'environ 60° , visible également sur la figure II-32.

L'ouverture peut être plus facilement analysée en déterminant le niveau crête rayonné en fonction de l'angle.

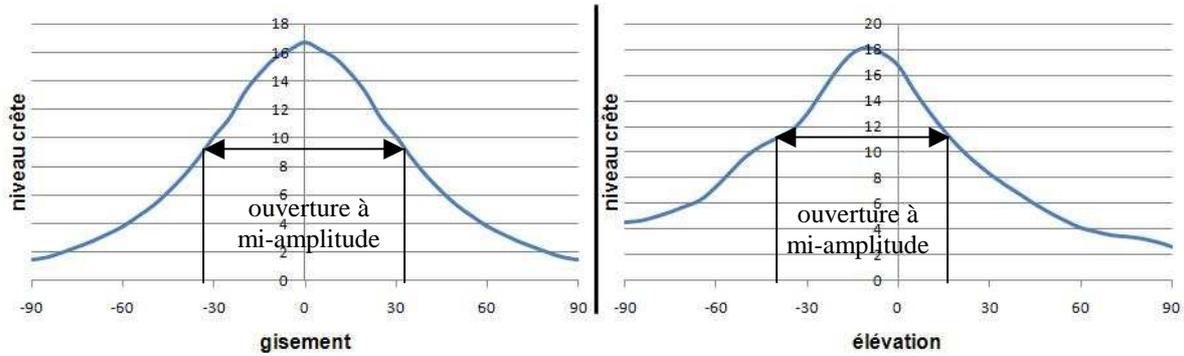


Figure II - 32 : diagramme des niveaux crêtes en fonction de l'angle

Ci-dessous des coupes harmoniques du diagramme de rayonnement pour quelques fréquences caractéristiques de l'antenne :

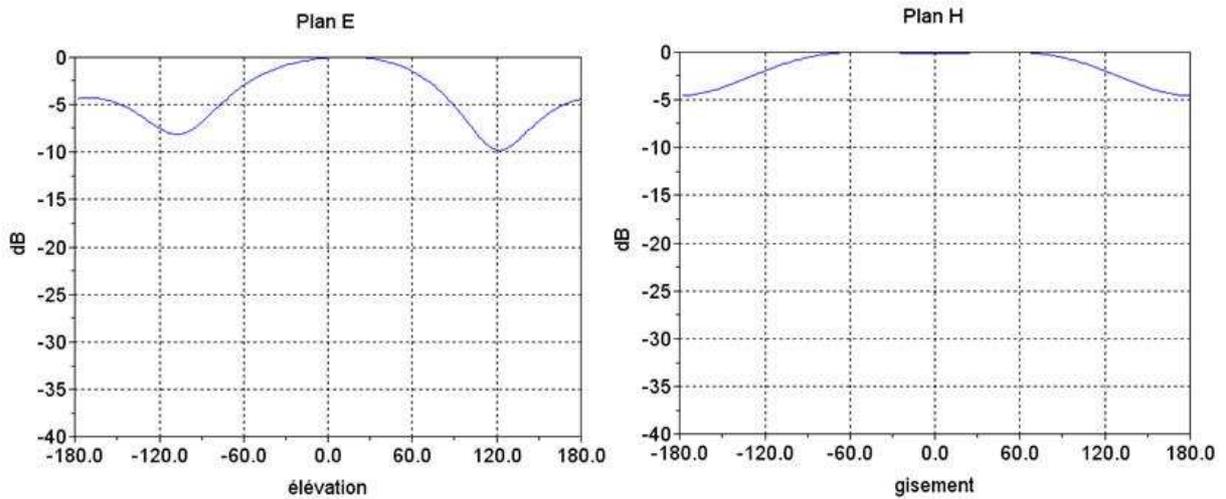


Figure II - 33 : champ lointain, $f=0.3\text{GHz}$

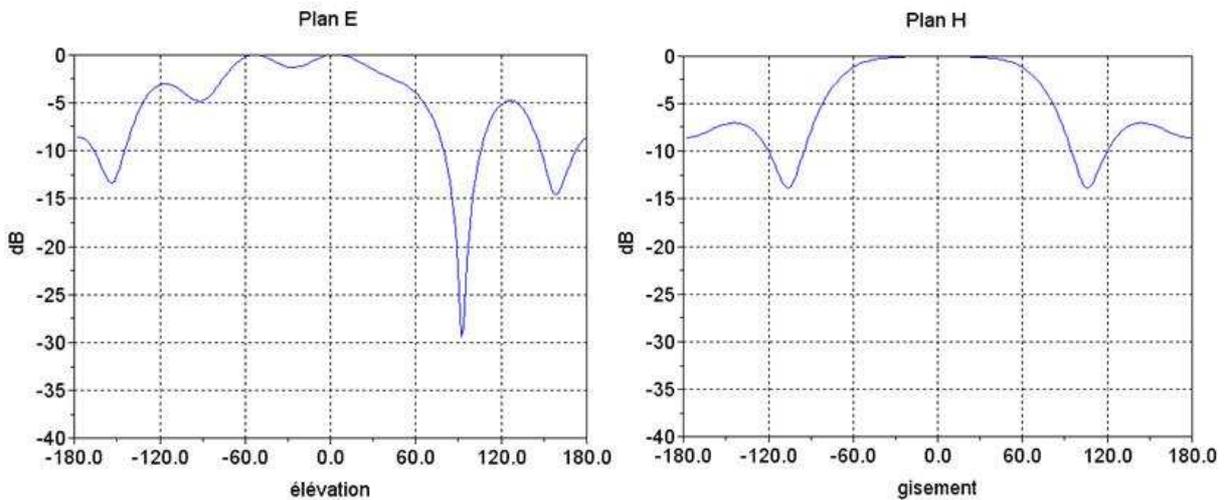


Figure II - 34 : champ lointain, $f=1\text{GHz}$

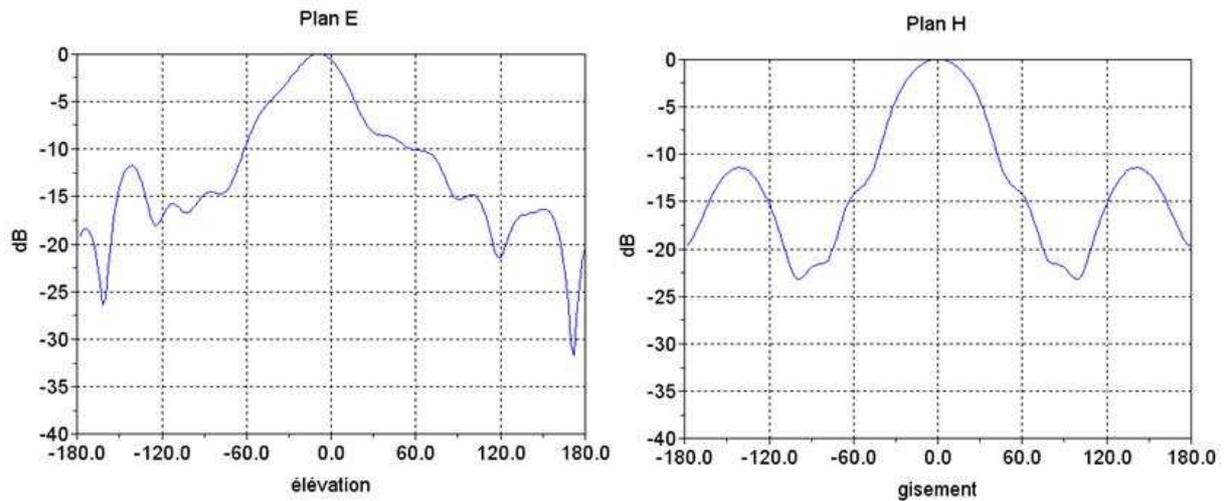


Figure II - 35 : champ lointain, $f=2\text{GHz}$

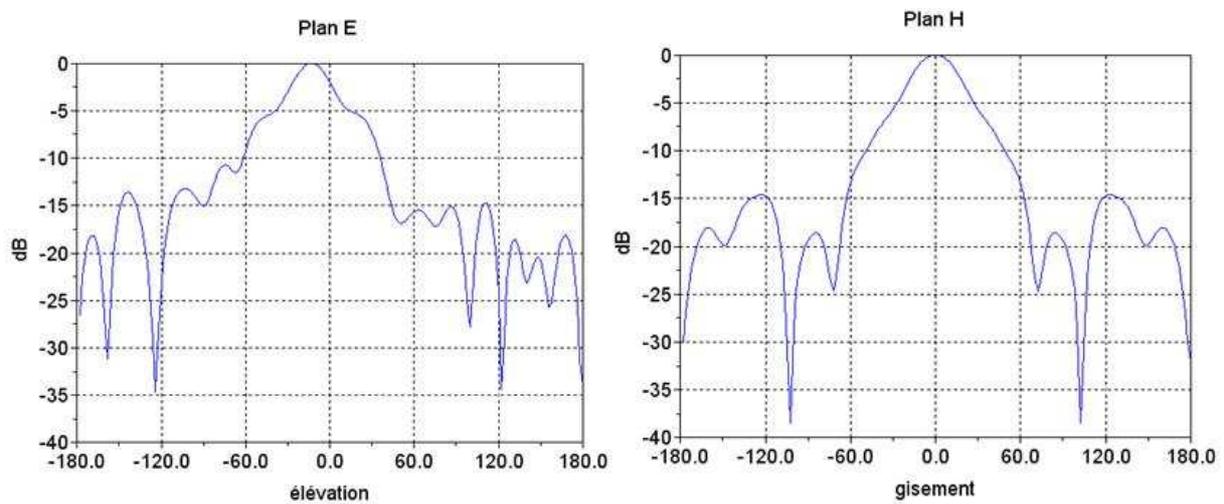


Figure II - 36 : champ lointain, $f=3\text{GHz}$

Ces représentations montrent bien la dissymétrie du rayonnement de l'antenne dans le plan E. Cette vue permet de constater que la formation de faisceau n'a lieu qu'au dessus de 1GHz. Ce phénomène est peu pénalisant étant donné la mise en réseau de l'antenne dans le cadre de l'étude.

III. Tests du prototype

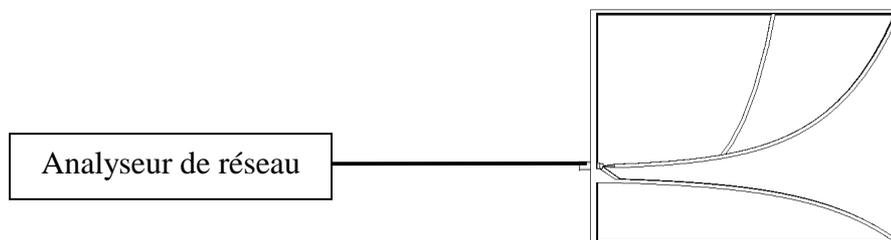
Le prototype a été réalisé par la société ProtoTIG, et les mesures ont été menées dans le hall d'essais de CISTEME à Brive. Elles sont basées principalement sur la mesure du rayonnement en impulsif. L'intérêt de travailler en régime transitoire est de pouvoir s'affranchir de l'environnement par un fenêtrage temporel des signaux mesurés. Il est alors possible de déterminer en outdoor les caractéristiques harmoniques de rayonnement à partir de Transformées de Fourier des signaux transitoires.



Figure II - 37 : prototype de l'antenne élémentaire

III.1 Mesure du coefficient de réflexion par une instrumentation harmonique

L'analyseur vectoriel (Wiltron 87269B) a permis la mesure du paramètre de réflexion S11 en entrée de l'antenne. Pour faciliter cette mesure, il convenait de bien dégager l'antenne de tout élément perturbateur.



Le module du coefficient de réflexion, comparé à celui obtenu par simulation est donné figure suivante.

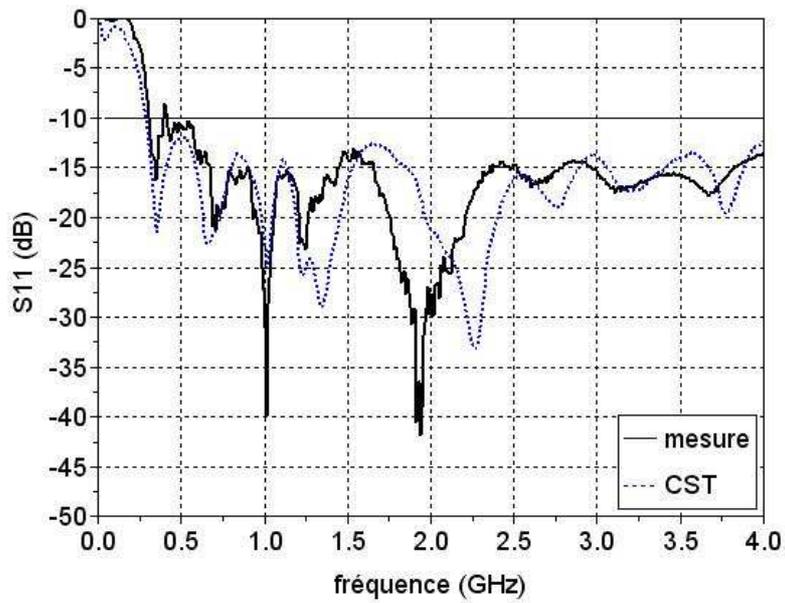


Figure II - 38 : module du coefficient de réflexion

L'adaptation est conforme à celle simulée sous CST Microwave Studio sauf pour la fréquence de 400MHz où le module mesuré remonte au dessus de -10dB.

III.2 Mesures des performances de l'antenne par une instrumentation impulsionnelle

- Principe de la mesure transitoire

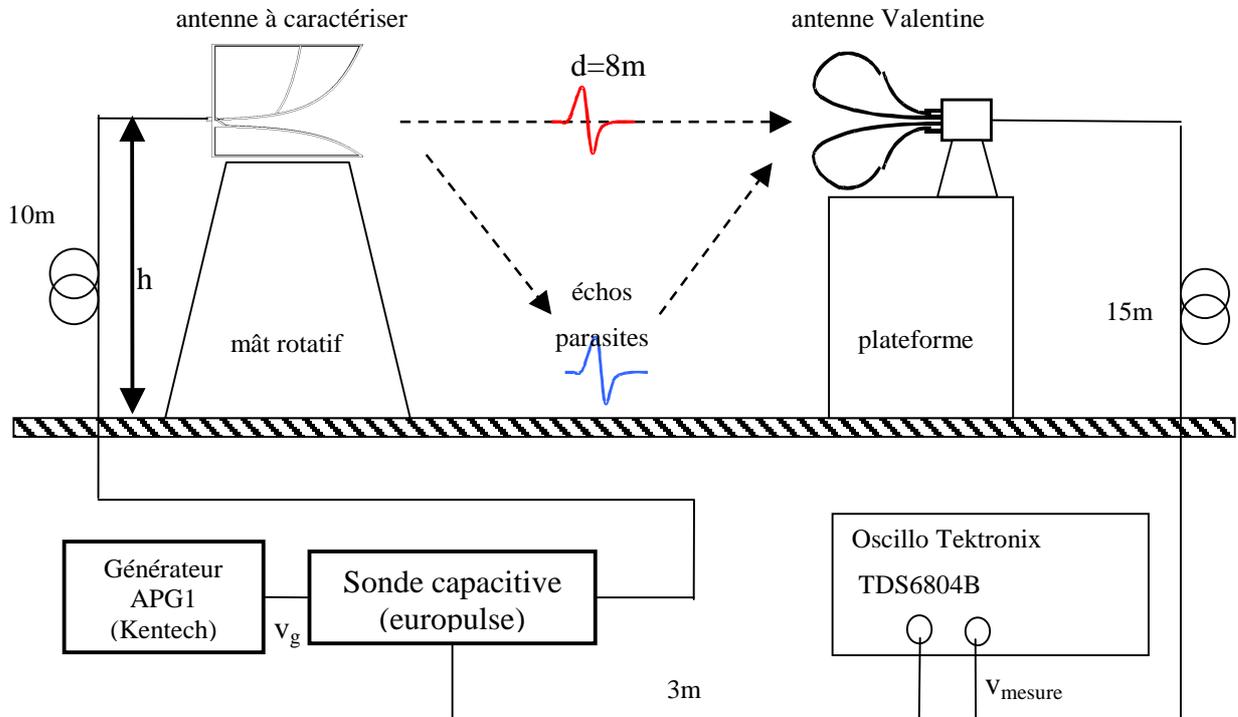


Figure II - 39 : principe de mesure

La caractérisation du prototype est réalisée à l'aide d'un générateur électronique Kentech APG1 ; le générateur optique sera utilisé pour la caractérisation du réseau global. Afin de caractériser au mieux l'antenne, il convient de connaître parfaitement tous les éléments composant le banc de mesure (câbles, sondes, antenne de référence et générateur). Cela passe par une connaissance de leur fonction de transfert ULB (transitoire et/ou harmonique) afin d'en extraire les caractéristiques propres aux antennes.

- Analyse de la chaîne de mesure

Tous les câbles (société ATEM) utilisés lors des manipulations couvrent le spectre DC-7GHz et supportent 10kV crête et sont choisis pour ne pas disperser le signal transmis. De plus ils sont renforcés mécaniquement, ce qui permet de les utiliser en rotation et en milieu extérieur ; ce blindage les rend également moins sensibles aux perturbations électromagnétiques ambiantes. Le générateur Kentech APG1 délivre une impulsion proche d'une Gaussienne couvrant un spectre s'étalant de 0 à 5GHz à -20dB.

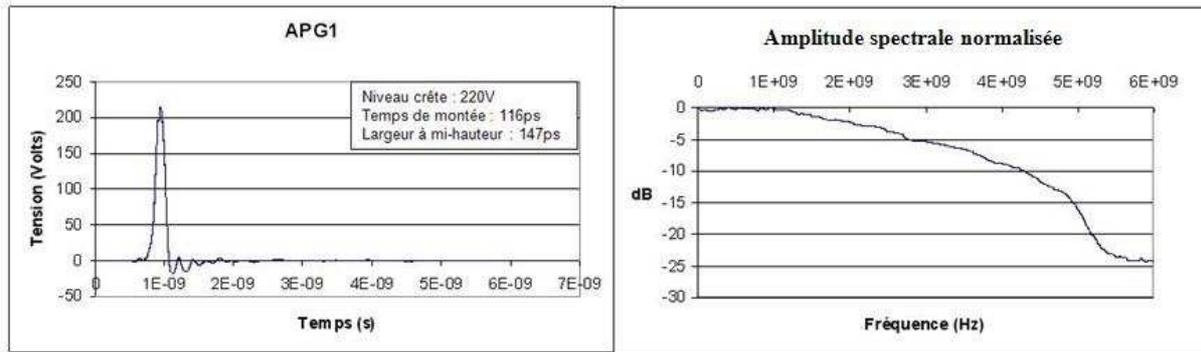


Figure II - 40 : signal du générateur APG1

La sonde capacitive (europulse) a pour but de prélever une infime partie de la puissance de ce signal, la majorité de celle-ci étant transmise vers l'antenne. Le signal prélevé est atténué de 53dB par rapport au signal incident.



Figure II - 41 : principe de la sonde capacitive

Le signal est prélevé par un oscilloscope numérique dont le rôle est d'échantillonner le signal reçu. Les principales caractéristiques de l'oscilloscope utilisé TDS6804 sont données dans le tableau suivant :

Nombre de voies	4
Bande passante	7GHz et 8 GHz avec DSP
Temps de montée	62ps
Impédance d'entrée	50Ω
Sensibilité	10mV/div à 1V/div sur 10 divisions
Résolution verticale	8 Bits
Tension max acceptée	5V RMS
Fréquence max d'échantillonnage	20Gech/s sur les 4 voies
Base de temps	25ps/div à 40s/div
Jitter du trigger	1.5ps RMS
Longueur d'enregistrement	4M points sur 1 voie

Tableau II - 1 : caractéristiques du TDS6804

- Principe de caractérisation des éléments de la chaîne de mesure

La chaîne de mesure doit être connue afin de pouvoir apporter des corrections et d'extraire les caractéristiques propres à l'antenne sous test. On caractérise de façon globale la chaîne de mesure. Tous les éléments sont caractérisés en une seule expérimentation.

Une première mesure est appelée mesure "à vide" ou "de référence" ; elle est schématisée figure suivante :

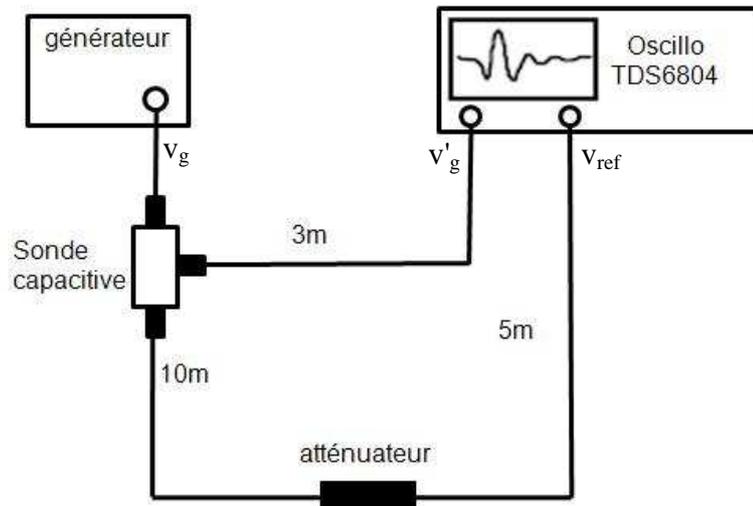


Figure II - 42 : mesure de référence

Lors de la mesure à vide, on rajoute un atténuateur parfaitement connu par sa fonction de transfert h_{att} afin de limiter la tension sur l'entrée de l'oscilloscope. La tension de référence ($v_{ref}(t)$), corrigée par l'atténuateur est alors relevée ainsi que l'image de la tension d'alimentation ($v_g(t)$). Il est alors possible de définir la fonction de transfert de la chaîne de mesure qui nous sert à corriger l'effet des câbles et de la sonde capacitive.

La tension de référence s'exprime alors : $v_{ref}(t) = v_g(t) \otimes h_{tot}(t)$ eq II - 5

h_{tot} est la fonction de transfert prenant en compte tous les composants de la chaîne de mesure, donc :

$$h_{TOT} = h_{sonde} \otimes h_{cable10} \otimes h_{att} \otimes h_{cable5} \quad \text{eq II - 6}$$

ou en fréquentiel : $H_{TOT} = H_{sonde} \times H_{cable10} \times H_{att} \times H_{cable5}$ eq II - 7

h_{sonde} , $h_{cable10}$ et h_{cable5} sont les fonctions de transfert respectivement de la sonde, du câble de 10 mètres et du câble de 5 mètres. H_{sonde} , $H_{cable10}$ et H_{cable5} sont les transformées de Fourier des fonctions de transfert citées précédemment.

Il est donc possible d'établir la fonction de transfert de la chaîne de mesure h_{cm} (H_{cm}) car h_{att} (H_{att}) est connu.

$$H_{cm} = \frac{V_{ref}}{V_g \times H_{att}} \quad \text{eq II - 8}$$

Les antennes sont alors réintroduites dans la chaîne de mesure comme le montre la figure II-39. On cherche à calculer la fonction de transfert de l'antenne sous test grâce aux tensions relevées afin de remonter à son diagramme de rayonnement.

Conformément à la théorie explicitée dans le chapitre 1, à l'aide des équations I-4, I-6, I-7 et en y associant l'équation II-6, la chaîne de mesure globale est caractérisée en harmonique par :

$$V_{mesure} = V_g \times H_{cm} \times H_{TAST} \times H_{RVAL} \times \frac{e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}}}{d} \quad \text{eq II - 9}$$

où H_{RVAL} est la fonction de transfert en réception de l'antenne Valentine
 H_{TAST} est la fonction de transfert en transmission de l'Antenne Sous Test

La fonction de transfert de l'antenne sous test H_{TAST} constitue la seule inconnue de l'équation II-9.

$$H_{TAST} = \frac{V_{mesure} \times H_{att}}{V_{ref} \times H_{RVAL}} \times d \times e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}} \quad \text{eq II - 10}$$

La fonction de transfert de l'antenne Valentine est parfaitement connue ; elle est donnée sur la figure suivante. Sont représentés le module ainsi que la phase :

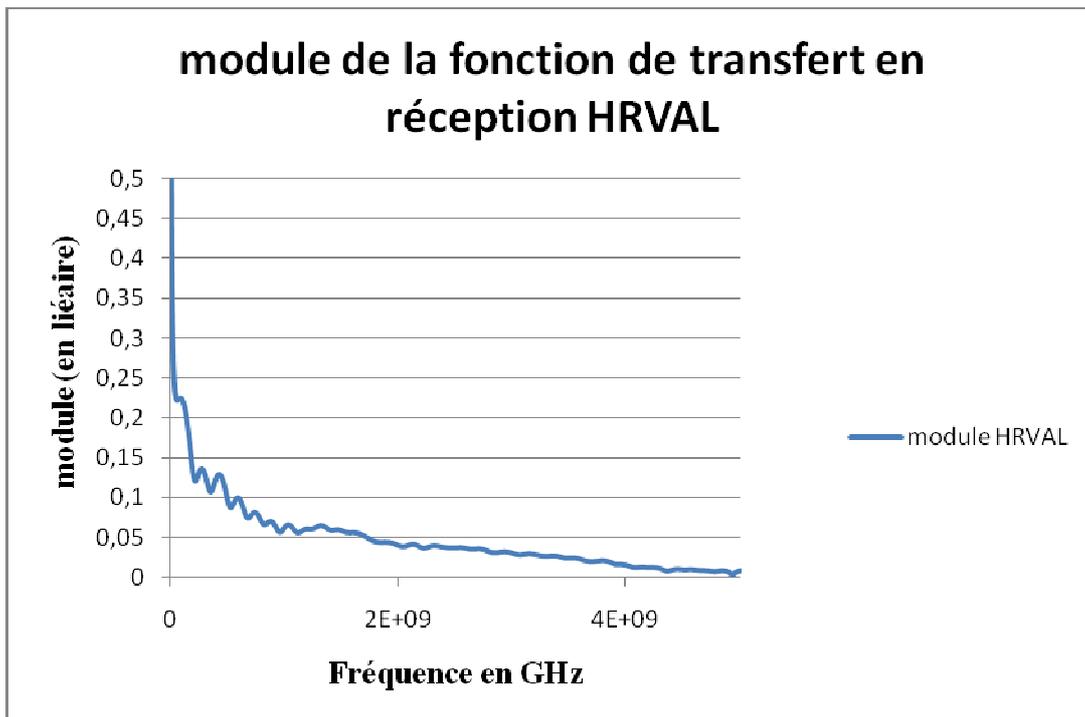


Figure II - 43 : module de la fonction de transfert en réception de l'antenne Valentine

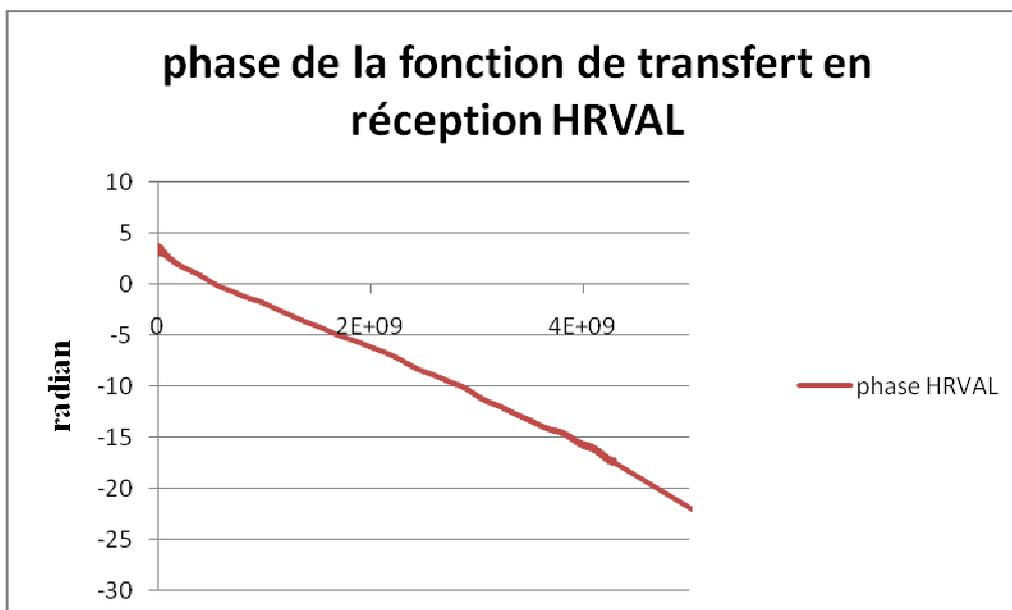


Figure II - 44 : phase de la fonction de transfert en réception de l'antenne Valentine

Le principe de la mesure peut être résumé avec l'organigramme suivant :

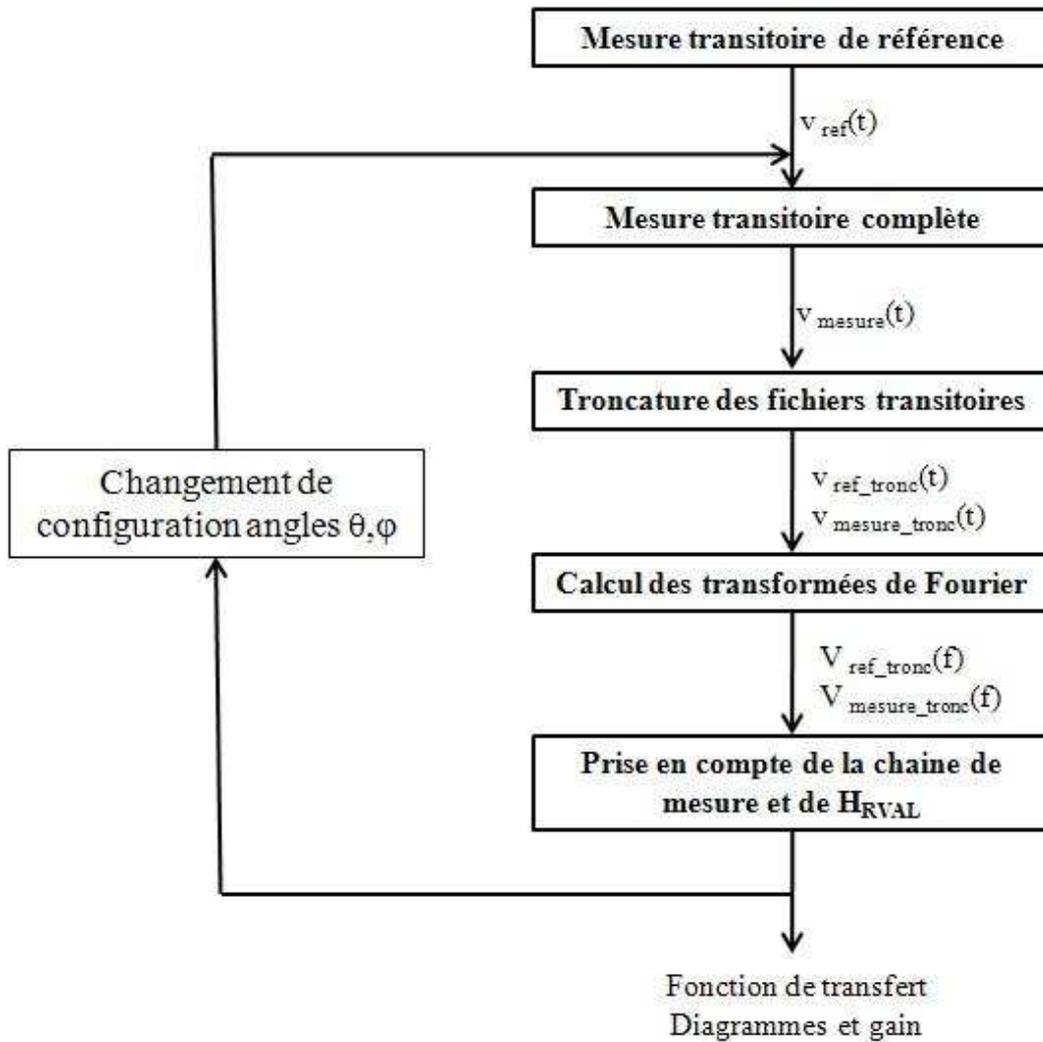


Figure II - 45 : principe de mesure

La troncature des fichiers de mesures est nécessaire pour éviter que soient pris en compte les échos parasites liés aux chemins multiples. Cette troncature dépend du temps clair.

- Etablissement du temps clair

Il est nécessaire d'établir un temps clair, temps durant lequel le signal reçu par l'oscilloscope correspond seulement au rayonnement de l'antenne sans les réflexions parasites liées à l'environnement. Le temps clair est la différence entre le trajet direct et le trajet ayant subi une réflexion. Ce temps clair est conditionné par la disposition des antennes dans le hall d'essais.

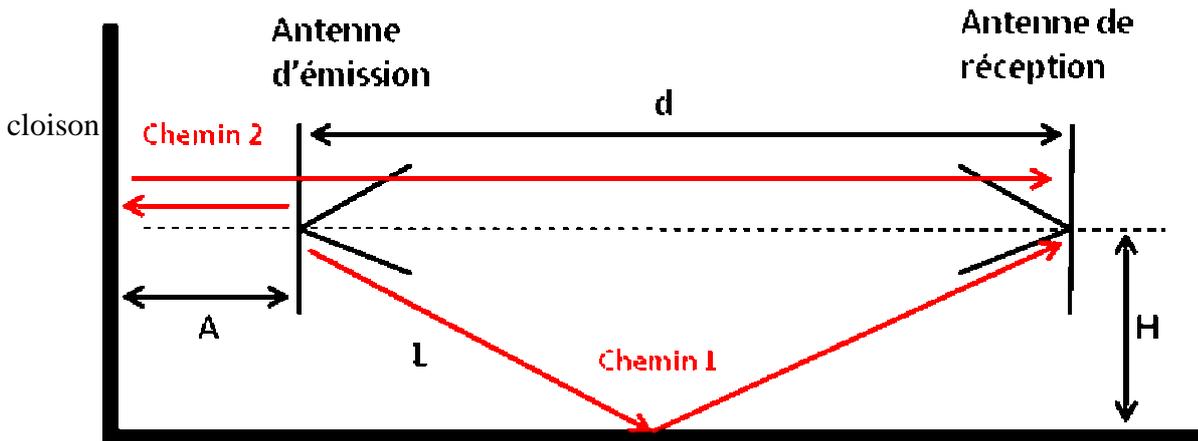


Figure II - 46 : disposition des antennes dans le hall d'essais

Il existe deux chemins critiques limitant ce temps clair (les autres chemins étant considérés plus longs).

Le premier chemin (*effet du sol*) : $T_{c1} = \frac{2L - d}{c}$ avec : $L = 2\sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + H^2}$

Le deuxième chemin (*effet de la cloison arrière*) : $T_{c2} = \frac{2A}{c}$

Le temps clair utile est la plus faible valeur entre les deux chemins. Il convient donc de choisir la hauteur de l'antenne et sa distance par rapport au mur arrière.

III.3 Caractérisation du prototype

L'antenne à caractériser et l'antenne Valentine sont placées face à face à une distance d égale à 7m (de la plaque arrière de l'antenne à caractériser à l'entrée du balun de l'antenne Valentine). L'antenne à caractériser est utilisée en émission et est disposée à une hauteur de 2,75m sur un mât rotatif, permettant ainsi une variation en gisement de 0° à 360° . La mesure en site est réalisée en basculant les deux antennes de 90° (passage en polarisation H-H). L'enregistrement des tensions en pied d'antenne de réception s'effectue en régime impulsionnel. La mesure n'est significative que pendant le temps clair autorisé par les conditions d'implantation sur site (dans la configuration actuelle, le temps clair est de 6.35ns).

Une première mesure de la tension en sortie de l'antenne Valentine montre l'influence de la troncature sur la transformée de Fourier du signal temporel dans l'axe.

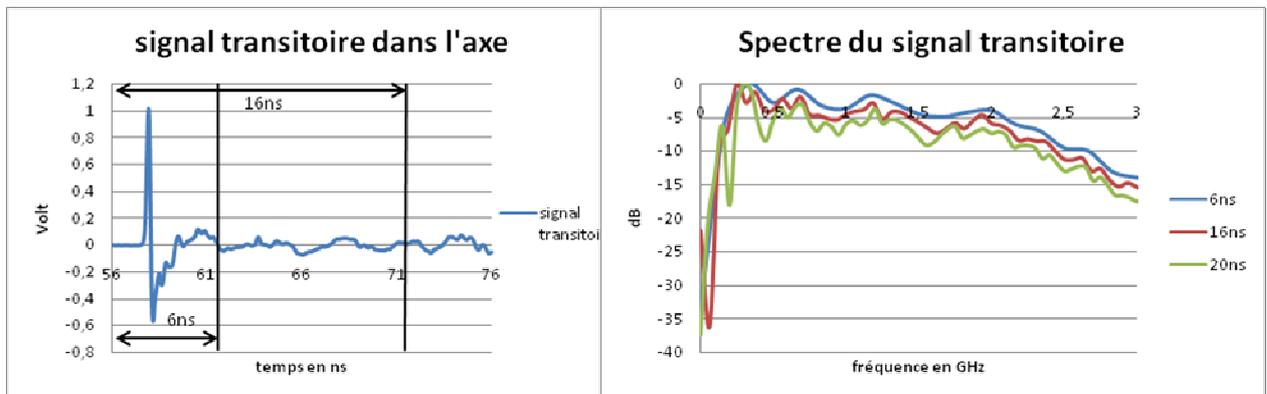


Figure II - 47 : effet de la troncature sur la tension reçue

Le fenêtrage temporel est une technique performante pour réduire l'influence de l'environnement. La courbe prenant en compte le temps clair (6ns) est beaucoup plus "lisse" et plus significative que celles obtenues à partir des deux autres fenêtrages (16ns et 20ns). Par la suite, ce fenêtrage est systématiquement adopté lors du traitement des signaux de mesure destinés au calcul des diagrammes de rayonnement.

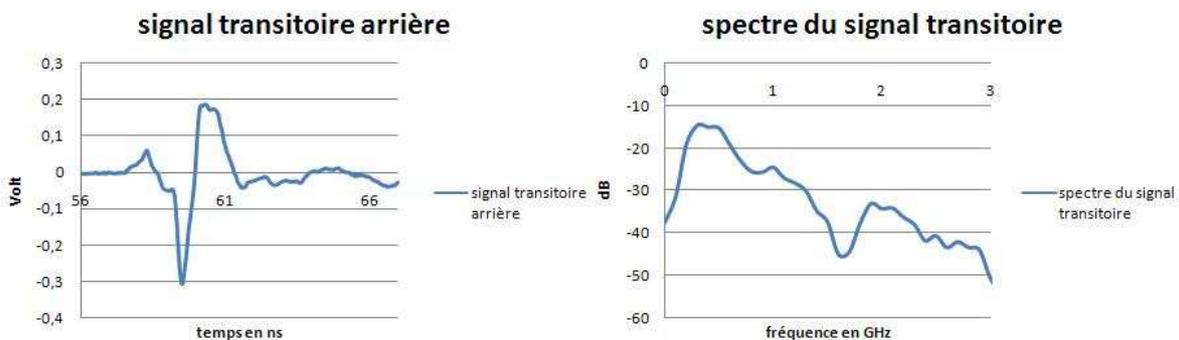


Figure II - 48 : signal transitoire arrière et amplitude spectrale normalisée par rapport au maximum du spectre mesuré dans l'axe

Le signal arrière (figure II-48) est beaucoup plus étalé dans le temps (forte dispersion). A 3GHz l'écart entre le rayonnement arrière et le rayonnement avant est de l'ordre de 35dB.

Dans l'étude théorique le comportement transitoire de l'antenne était entre autre jugé d'après le rapport des niveaux crêtes. Ici ce rapport est de : $20\log_{10}\left(\frac{1.02}{0.3}\right) = 10.6\text{ dB}$

Le rapport des niveaux crêtes n'est pas comparable à la valeur obtenue en théorie lorsque l'antenne était alimentée par un signal monocycle. Il est plus faible que le niveau théorique calculé dans la première partie lors de la conception de l'antenne ; cela est dû à la forme du signal employée en pratique dont la valeur moyenne est non nulle. En effet, le spectre du signal alimentant l'antenne possède des composantes basses fréquences. Ces basses fréquences ne pouvant pas être rayonnées par l'antenne ont tendance à faire le tour de l'antenne et les courants basses fréquences se retrouvent sur la plaque arrière de l'antenne et contribuent fortement au rayonnement arrière. De plus, l'existence de ces basses fréquences a tendance à augmenter le couplage de l'antenne avec son support.

- Le gain dans l'axe

De ces mesures transitoires, comme il est présenté dans le chapitre 1, il est possible de déterminer le gain de l'antenne. Celui-ci est présenté ci-dessous :

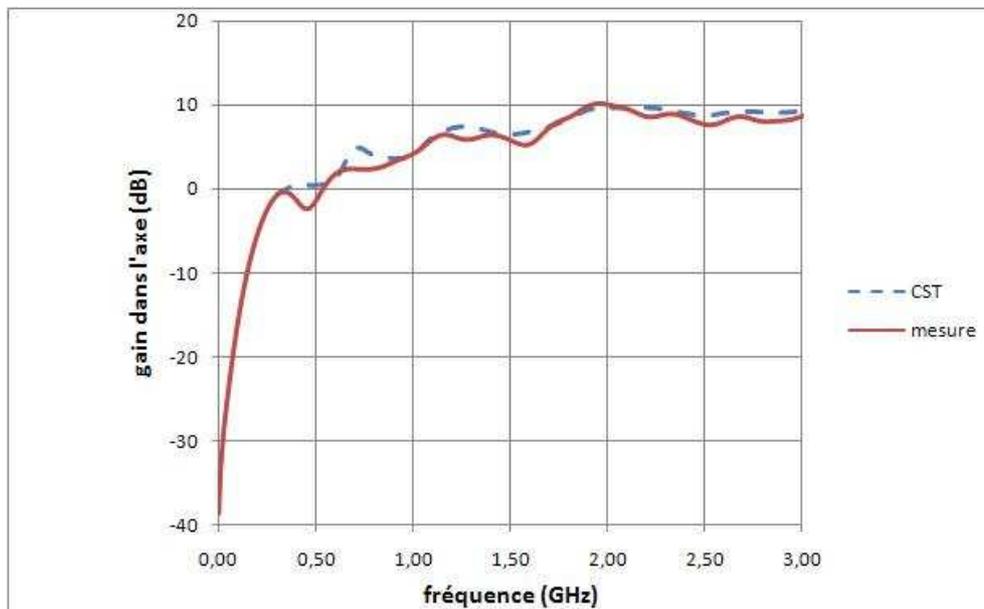


Figure II - 49 : comparaison des gains théoriques et mesurés

Le gain mesuré lors de nos essais en transitoire est comparé au gain relevé sous CST (figure II-49). L'évolution reste identique entre la théorie et la pratique, les valeurs sont du même ordre de grandeur.

On peut également vérifier la phase de la fonction de :

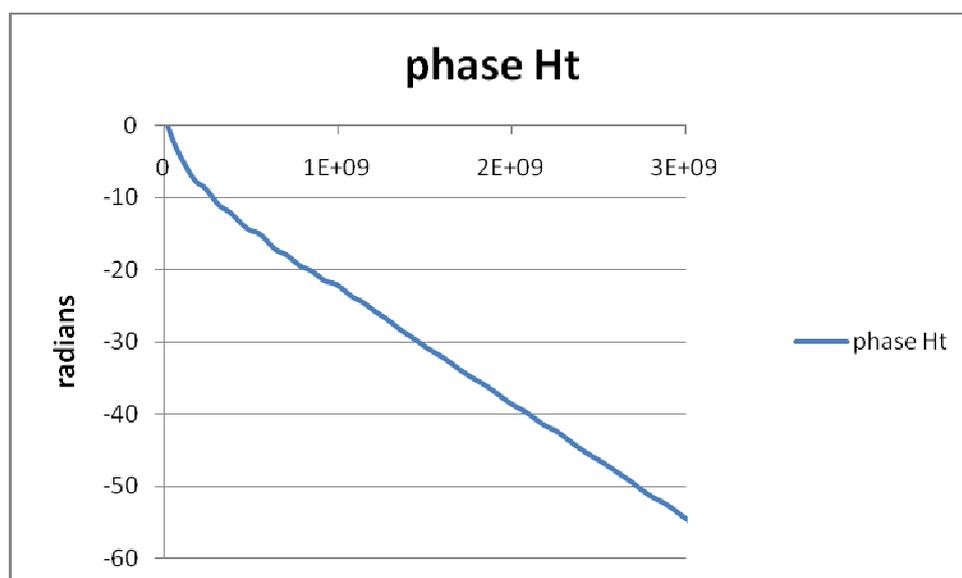


Figure II - 50 : phase de la fonction de transfert

La pente de la phase est sensible au positionnement de l'antenne, une erreur de 5cm de positionnement apporte 3 radians de décalage ; de plus le centre de phase de la Valentine (antenne de référence) reste très incertain et difficile à positionner.

Malheureusement, le calcul du temps de groupe à partir des mesures se révèle être délicat car les micro-variations dues au bruit ambiant sur les signaux relevés entraînent un bruit conséquent sur les variations du temps de groupe et rend celui-ci difficilement exploitable. La phase présentée sur la figure II-50 permet toutefois de conclure quand à la linéarité.

La fonction de transfert temporelle dans l'axe est donnée ci-dessous :

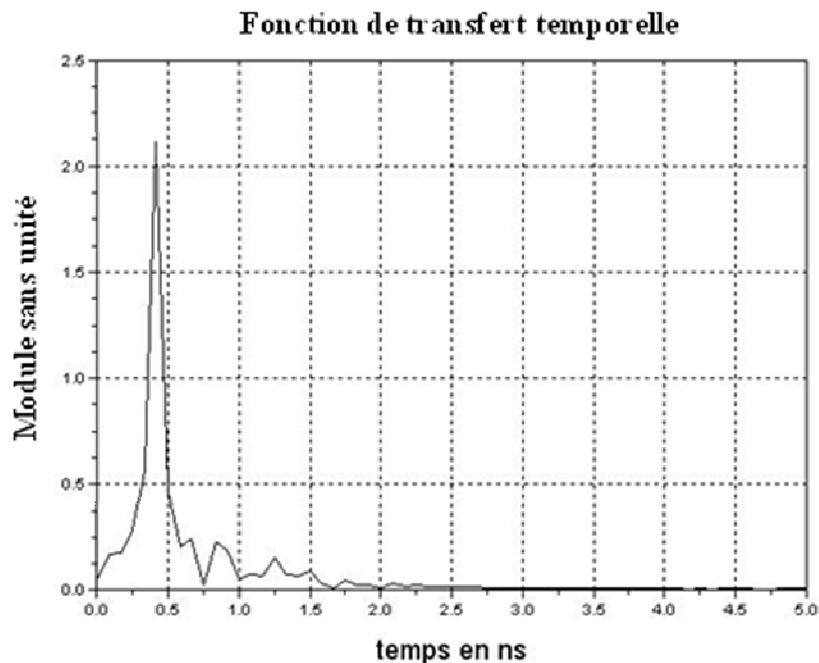


Figure II - 51 : mesure de la fonction de transfert transitoire

Le calcul de l'étalement temporel τ_{ds} vaut 0.78ns (contre 0.56ns en simulation), l'antenne réalisée est un peu plus dispersive qu'en théorie. La fonction de transfert n'est pas centrée autour de 3ns du fait des erreurs de positionnement et des incertitudes de centre de phases liées aux conditions d'expérimentations.

- Taches de rayonnement transitoires et harmoniques

Tout comme en théorie, la variation angulaire du rayonnement de l'antenne peut être représentée sur un graphe de niveau en transitoire et en harmonique. Ces taches de rayonnement présentent l'avantage de montrer le comportement global de la source rayonnante (générateur + antenne).

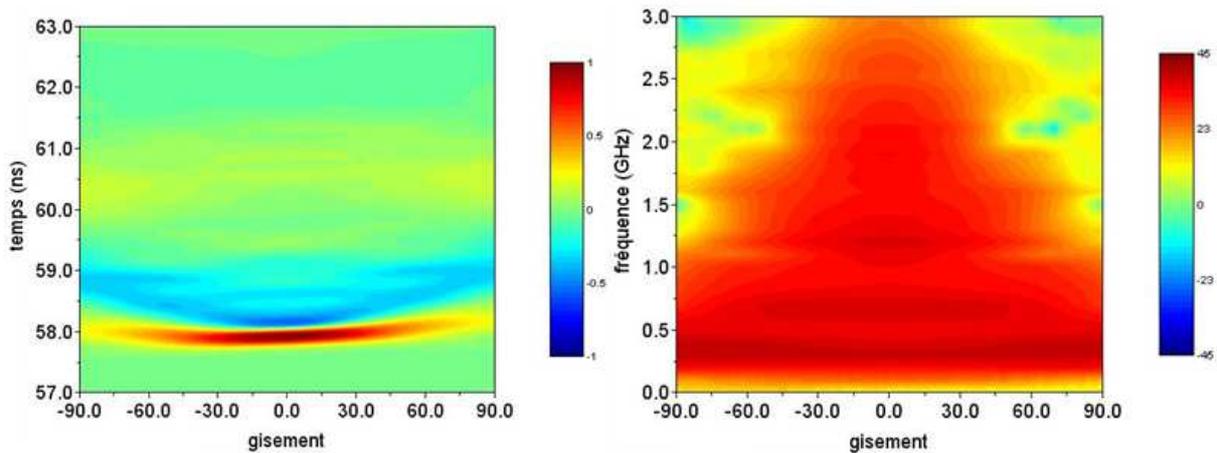


Figure II - 52 : taches de rayonnement dans le plan H

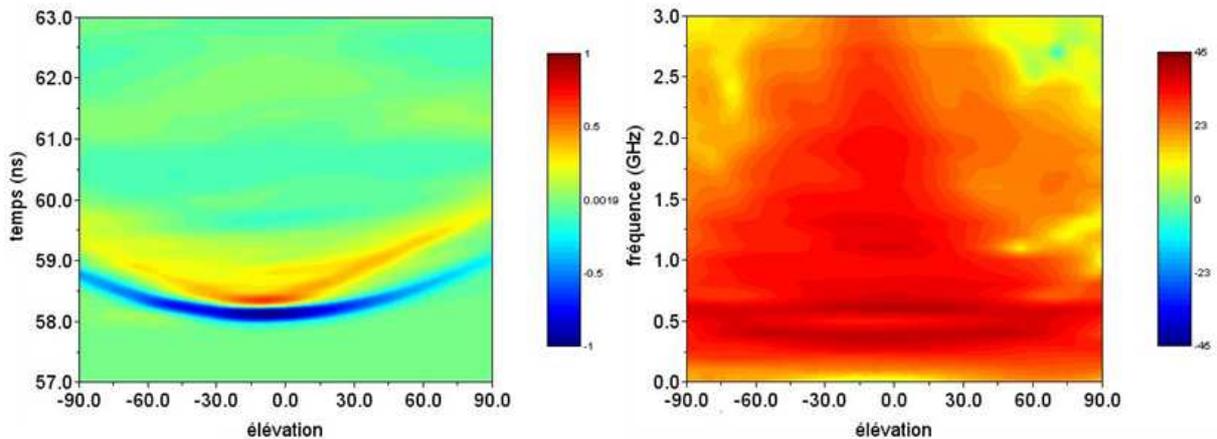


Figure II - 53 : taches de rayonnement dans le plan E

Dans le plan H, le rayonnement de l'antenne est relativement symétrique. Dans le plan E un léger dépointage vertical est constaté (l'antenne a tendance à pointer vers le haut de 10°). En harmonique on constate de forts lobes secondaires dans le plan H. Cependant, dans le domaine temporel, ces lobes n'ont pas d'influence car ils apparaissent à des fréquences où la puissance du signal d'excitation est faible. Les données issues de la mesure sont en accord avec les simulations théoriques (cf. figure II-30 et II-31).

- Les diagrammes harmoniques

Ces diagrammes représentent en fait des coupes de la tache de rayonnement harmonique. C'est la représentation usuelle utilisée en harmonique. Quelques fréquences caractéristiques sont présentées ci-après :

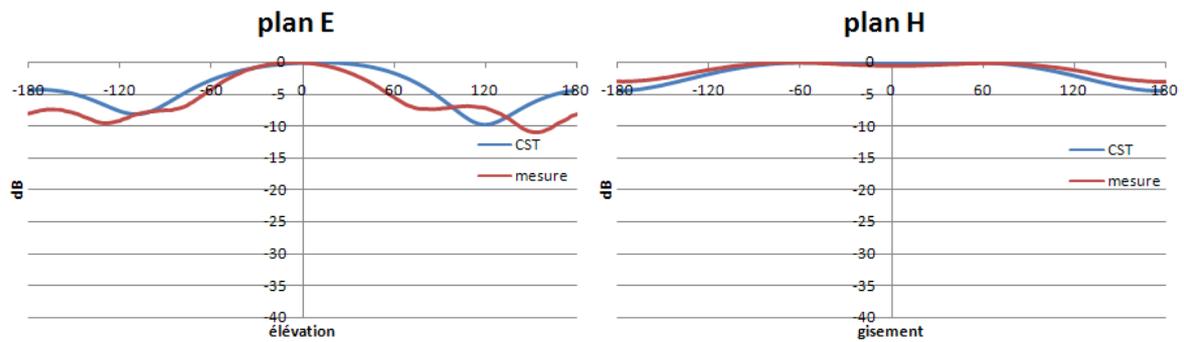


Figure II - 54 : rayonnement harmonique, $f=0.3\text{GHz}$

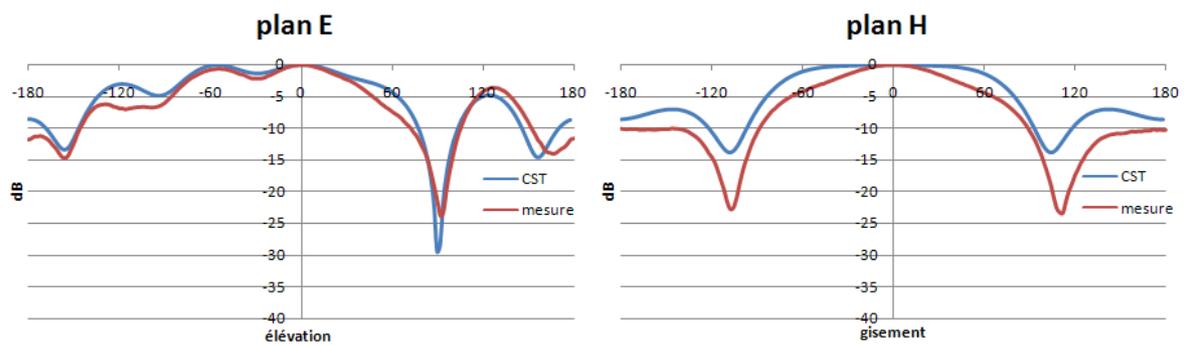


Figure II - 55 : rayonnement harmonique, $f=1\text{GHz}$

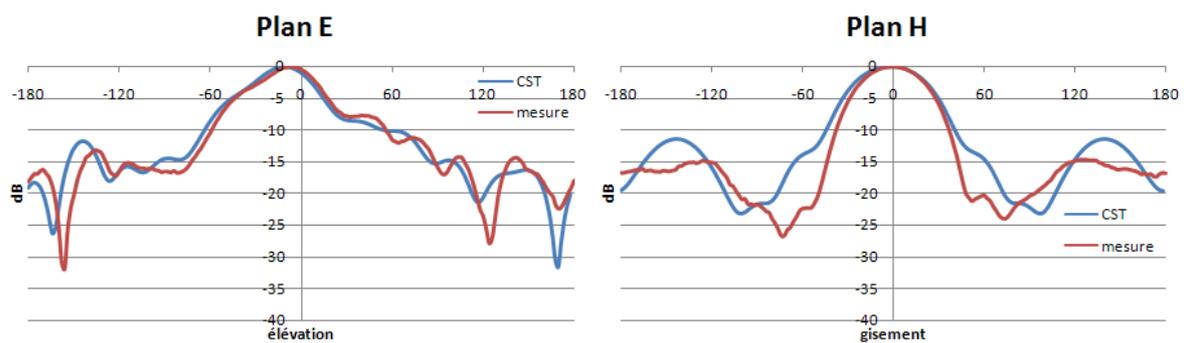


Figure II - 56 : rayonnement harmonique, $f=2\text{GHz}$

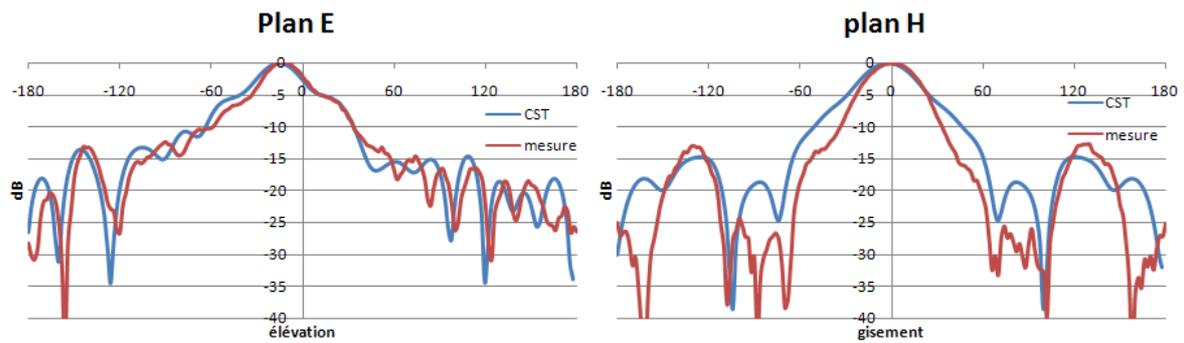


Figure II - 57 : rayonnement harmonique, $f=3\text{GHz}$

Globalement, la co-validation entre la théorie (CST) et la méthode de mesure transitoire est vérifiée. Dans le plan E le lobe principal se forme autour de 1.5GHz ; le dépointage repéré dans la partie simulation se retrouve bien en mesure. Dans le plan H l'antenne est globalement plus directive. Cependant, la position des minima et des maxima se retrouvent pour les mêmes angles. La mesure dans le plan E est toujours plus délicate que celle effectuée dans le plan H ; le support d'antenne a alors une influence non négligeable sur le comportement électromagnétique de l'antenne plus difficile à limiter dans ce cas.

IV. Conclusion

Ce chapitre a présenté la conception ainsi que la réalisation et le test de l'antenne élémentaire qui sera par la suite intégrée dans le réseau agile impulsif. La réalisation s'est trouvée être en accord avec le design théorique de l'antenne : l'adaptation a été retrouvée en mesure ainsi que le gain dans l'axe et les diagrammes de rayonnement. Toutefois, les mesures dans le plan E se sont révélées délicates principalement à cause du couplage basses fréquences avec le support de l'antenne. Le chapitre suivant abordera la mise en réseau de l'antenne élémentaire.

Bibliographie chapitre 2

- [1] P.J. Gibson, *"The Vivaldi Aerial"*, European microwave conference, October 1979.
- [2] V. Bertrand, *"Génération optoélectronique, propagation et rayonnement d'impulsions électromagnétiques ultra-brèves. Application à l'étude d'un banc de caractérisation en millimétrique"*, thèse de doctorat de l'université de Limoges n°34-96, 1996.
- [3] C. Roblin, *"représentation, mesure et modélisation d'antennes pour la radio impulsionnelle"*, GRD ondes, Octobre 2006.
- [4] V.I. Koshelev, Y.A. Andreev, Y.I. Buyanov, V.V. Plisko, K.N. Sukhushin, *"Ultrawideband transmitting antennas, arrays, and high power radiation sources"*, Ultra-wideband Short Pulse Electromagnetics 6, Kluwer A/P Publisher, 2003.
- [5] S. Bories, *"Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ULB"*, thèse de doctorat de l'université de Paris Sud XI, 2006.

Chapitre 3 : Etude et Conception
du réseau d'antennes ULB
impulsionnelles

I. Introduction

Ce chapitre traite de la mise en réseau de l'antenne développée dans le chapitre 2. La structure retenue lors du chapitre 1 est une structure à N antennes pour N générateurs. Le choix s'est porté vers 12 antennes, chacune alimentée par un signal à valeur moyenne nulle de 2kV crête à crête afin d'être dans des conditions de puissances similaires au projet PULSAR composé d'une seule antenne alimentée par 25kV. Le choix de la disposition des antennes est principalement fixé par les contraintes de gestion des retards ; cet aspect sera présenté dans le chapitre 4. La structure retenue est un réseau 4×3 , 4 antennes dans le plan horizontal et 3 antennes dans le plan vertical. Ainsi dans cette disposition matricielle, pour commander les 12 antennes, seulement 7 lignes à retard sont nécessaires contre 12 pour d'autres dispositions non linéaires.

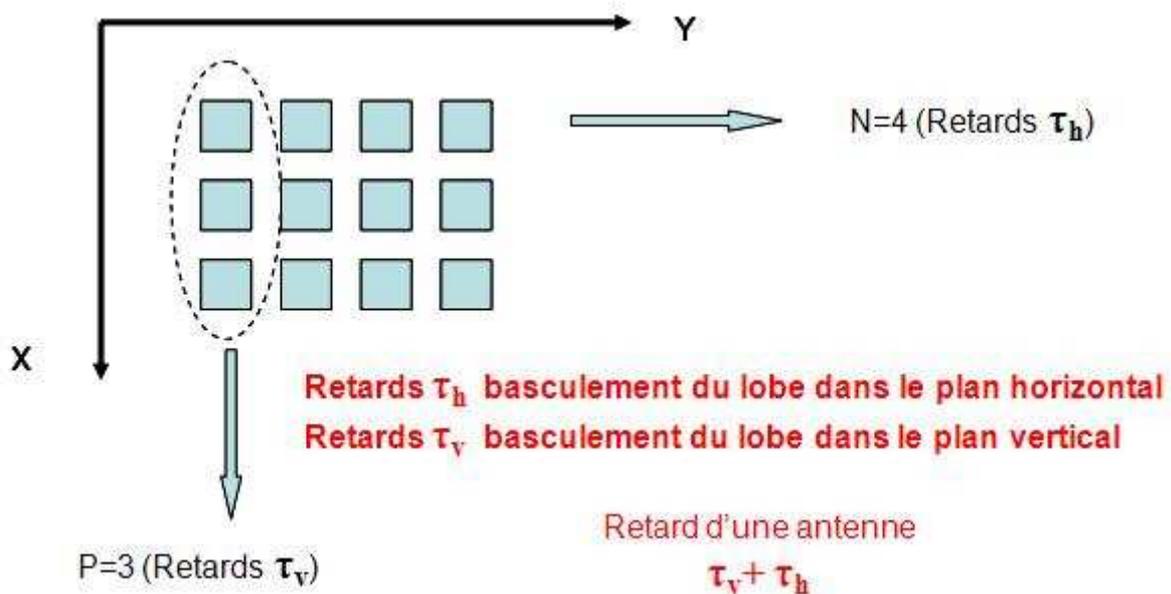


Figure III - 1 : disposition des antennes élémentaires constituant le réseau

Dans la suite du chapitre seront successivement étudiées les interactions entre antennes pour une colonne et celles pour une ligne. Ces deux études permettront d'optimiser les positions relatives des antennes en fonction de leur rayonnement. Dans un deuxième temps, le réseau complet sera assemblé et étudié. Les performances globales du réseau tant en rayonnement qu'en balayage angulaire en 2D seront alors quantifiées.

Enfin, en dernier lieu, des optimisations seront envisagées afin d'améliorer les performances du réseau.

L'ensemble des antennes lors des simulations acceptent la tension suivante en entrée :

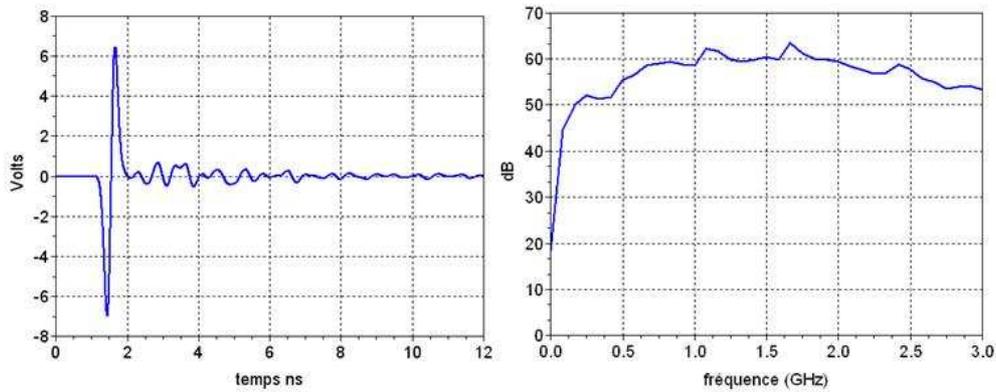


Figure III - 2 : tension d'alimentation acceptée par les antennes

Les champs lointains étudiés sont quant à eux tous ramenés à 1m.

II. Interactions entre antennes

II.1 Interactions entre antennes horizontales

Pour cette étude 4 antennes sont placées horizontalement. L'objectif est de déterminer l'espacement nécessaire entre les antennes. Un compromis entre compacité et performance devra être trouvé. L'étude paramétrique sur la distance entre les antennes s'appuie sur l'adaptation et sur les rayonnements transitoires et harmoniques.

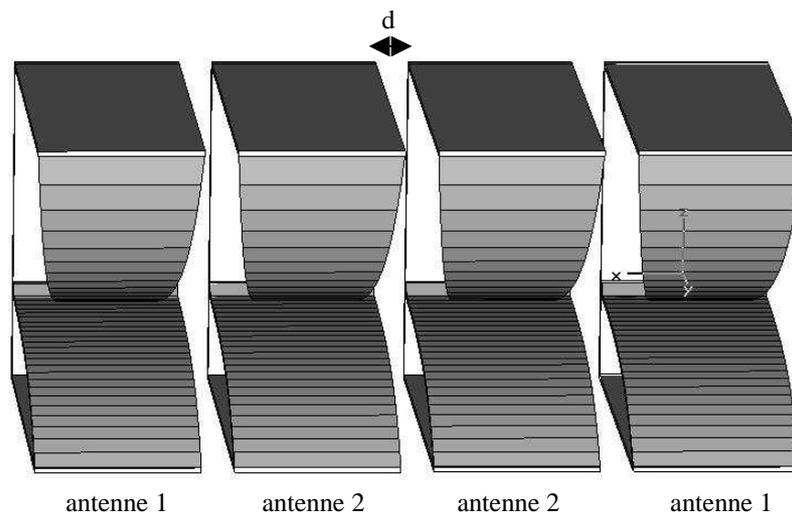


Figure III - 3 : réseau horizontal de 4 antennes

II.1.1 Adaptation des antennes

Les antennes étant relativement proches les unes des autres, il existe du couplage entre elles. On s'intéressera aux coefficients de réflexion S11 des antennes pour les 3 configurations suivantes : antennes en contact, antennes espacées de 20mm et de 100mm.

Le module du coefficient de réflexion des antennes en contact est tout d'abord comparé à celui de l'antenne élémentaire :

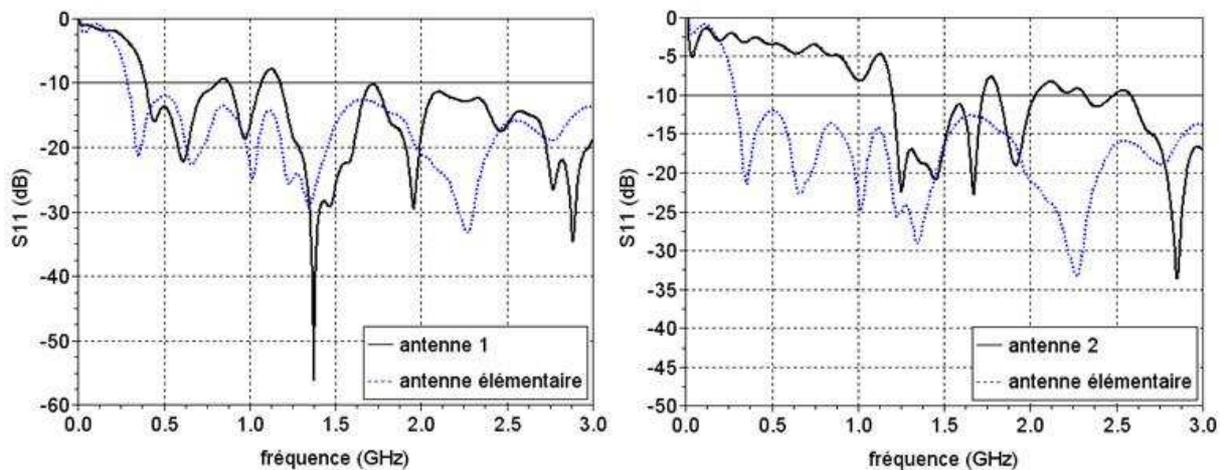


Figure III - 4 : modules des coefficients de réflexion du réseau horizontal pour les antennes en contact

L'antenne 1 est celle en extrémité du réseau ; elle est moins perturbée par les effets de couplage de par sa position (figure III-4). On constate que l'antenne 2 possède un S11 de module supérieur à -10dB jusqu'à 1.2GHz.

Ci-dessous sont présentés les modules des coefficients de réflexion des antennes 1 et 2 pour un espacement de 20mm.

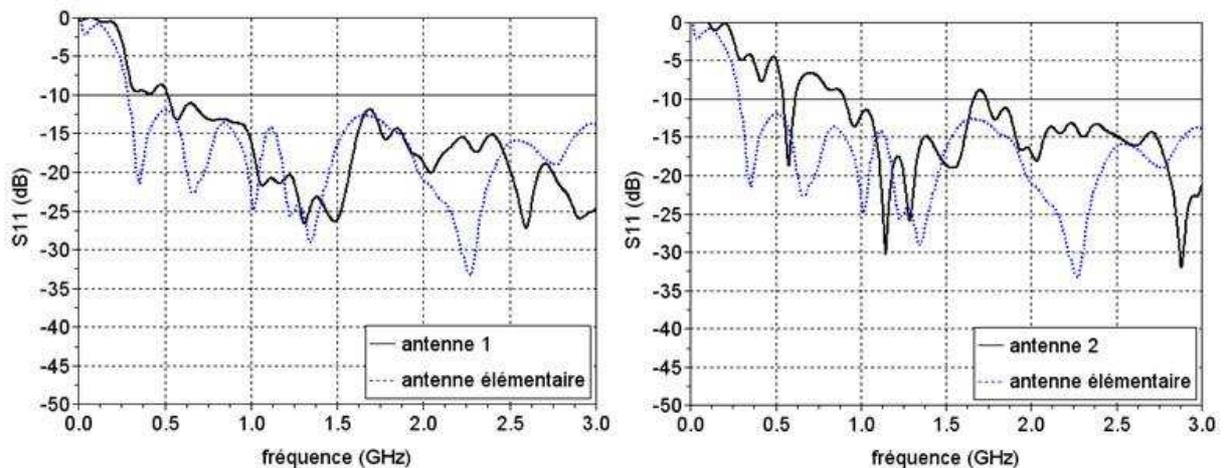


Figure III - 5 : modules des coefficients de réflexion du réseau horizontal pour un espace de 20mm

On remarque une nette amélioration par rapport au cas précédent (antennes en contact). L'antenne 1 (figure III-5) peut être considérée comme adaptée malgré la légère remontée du module du S11 entre 300MHz et 500MHz, l'antenne 2 est beaucoup moins perturbée par rapport au cas précédent ; l'adaptation devient correcte pour 900MHz.

Ci-dessous sont présentés les modules des coefficients de réflexion des antennes 1 et 2 pour un espacement de 100mm.

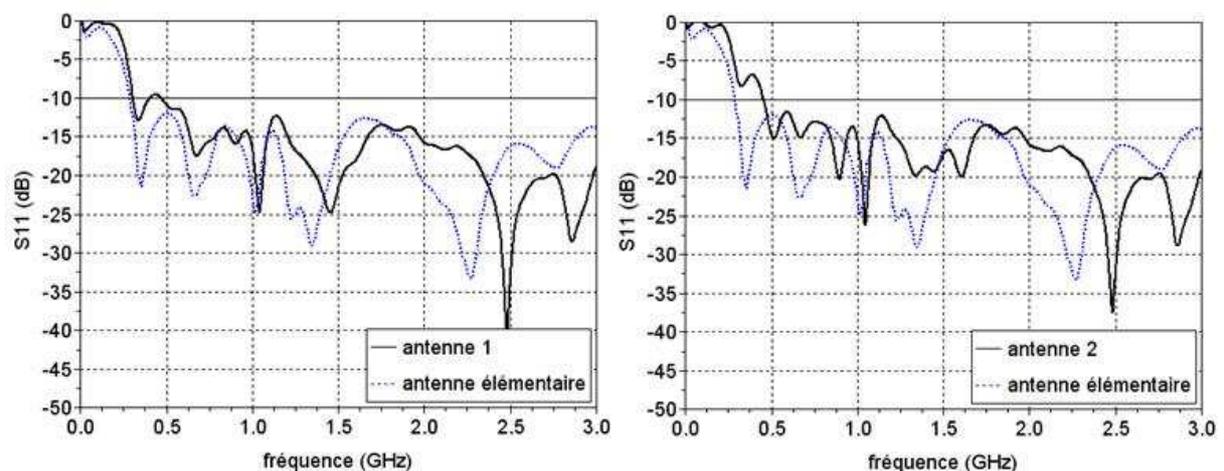


Figure III - 6 : modules des coefficients de réflexion du réseau horizontal pour un espace de 100mm

Pour la distance de 100mm l'antenne 1 est adaptée sur l'ensemble de la bande et l'antenne 2 l'est à partir de 450MHz. L'éloignement des antennes améliore fortement le module du S11 de chaque aérien composant le réseau.

II.1.2 Le champ rayonné suivant l'axe

L'étude paramétrique consiste à analyser l'évolution transitoire ainsi que le spectre du champ rayonné suivant l'axe et vers l'arrière en fonction de l'espacement entre les antennes.

Les résultats, pour trois configurations particulières, sont présentés sur les figures III-7 et III-8 :

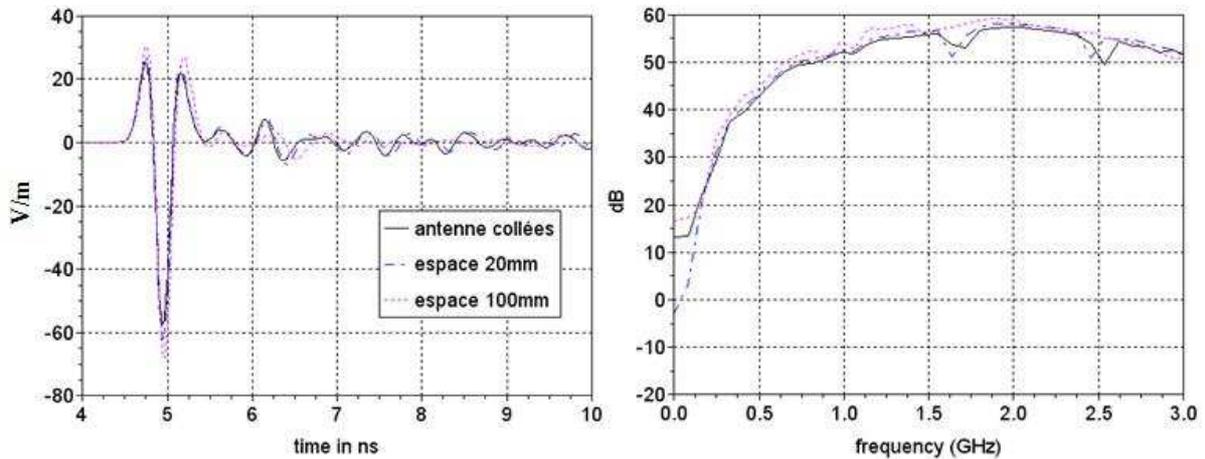


Figure III - 7 : réseau horizontal, rayonnement transitoire suivant l'axe

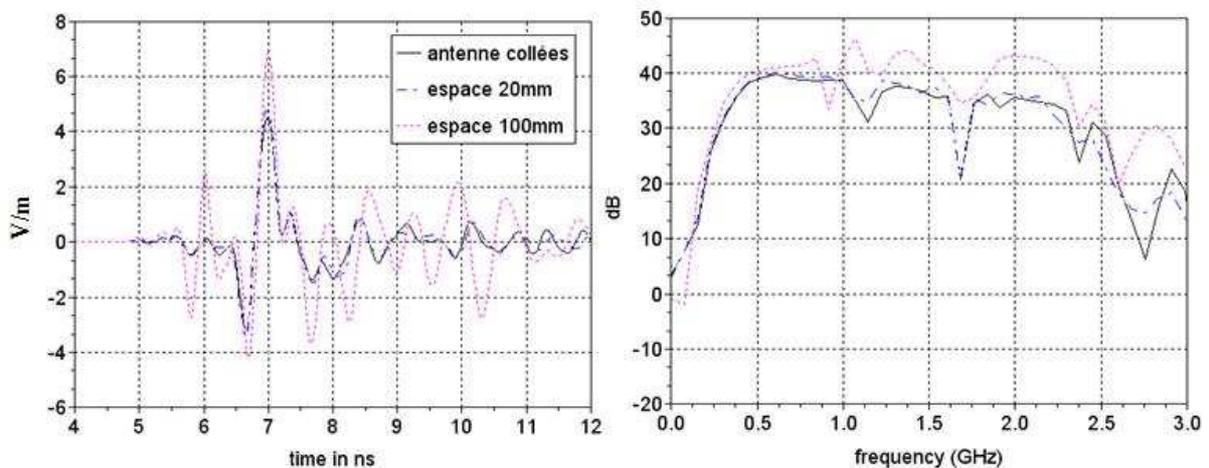


Figure III - 8 : réseau horizontal, rayonnement transitoire arrière

Plus les antennes sont espacées les unes par rapport aux autres, plus le rayonnement suivant l'axe est important car le couplage entre antenne diminue. Cependant le rayonnement arrière augmente également fortement avec l'espacement. Il convient de trouver un compromis entre la distance entre antennes et le rapport des niveaux crêtes avant sur arrière.

Le graphique suivant présente le rapport des rayonnements crêtes avant sur arrière pour différents espacements entre antennes.

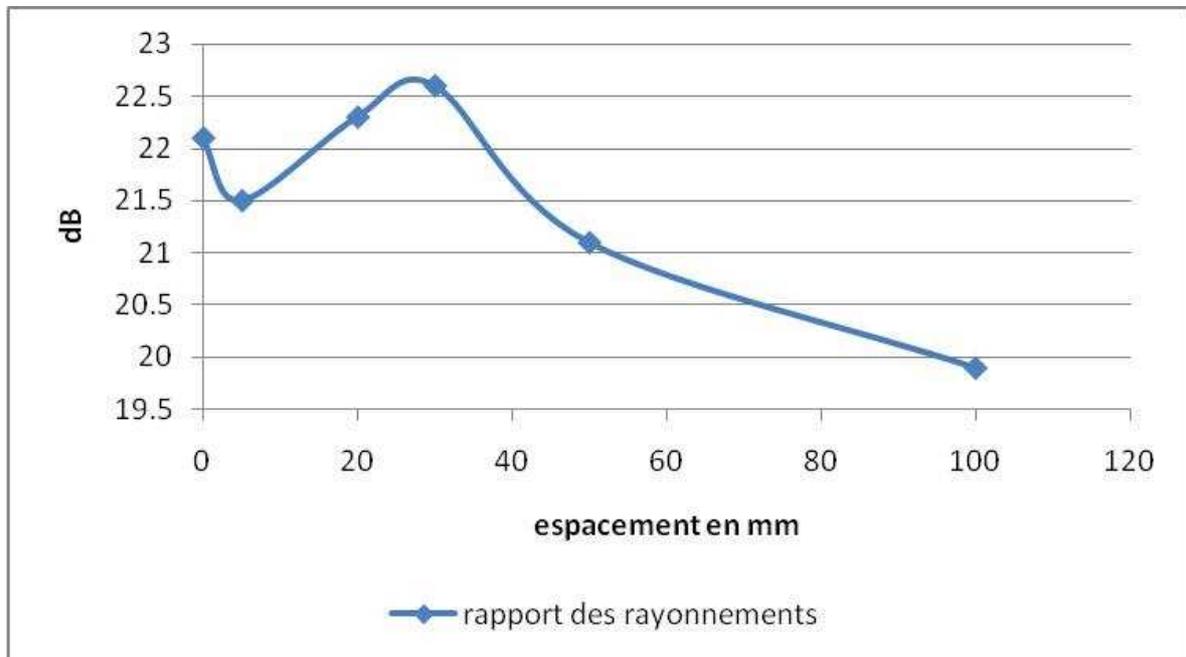


Figure III - 9 : rapport des niveaux crêtes en fonction de l'espacement entre antennes

Lorsque les antennes sont en contact, le couplage est fort et le rayonnement arrière est limité par l'écran formé par les plaques arrières des antennes. Puis pour l'espacement de 5cm, le rayonnement arrière devient plus fort si bien que le rapport avant / arrière diminue. Lorsque l'espacement augmente encore, la diminution du couplage se traduit par une augmentation du rapport avant arrière jusqu'à un espacement limite pour lequel l'effet réseau est atteint et le rayonnement arrière croît avec cette distance entre antennes.

La solution optimale se situe pour une distance inter antenne comprise entre 20 et 30mm.

II.1.3 Critère sur les lobes de réseau

Une analyse paramétrique sur l'évolution du niveau des lobes de réseau en fonction de la distance entre antennes a été menée. Les résultats de simulation sont présentés en annexe 2, partie A2.1 ; seuls les résultats sont présentés dans ce paragraphe.

La figure suivante montre l'évolution des niveaux relatifs des lobes de réseau par rapport au lobe principal en fonction de l'espace entre antennes pour une configuration sans dépointage.

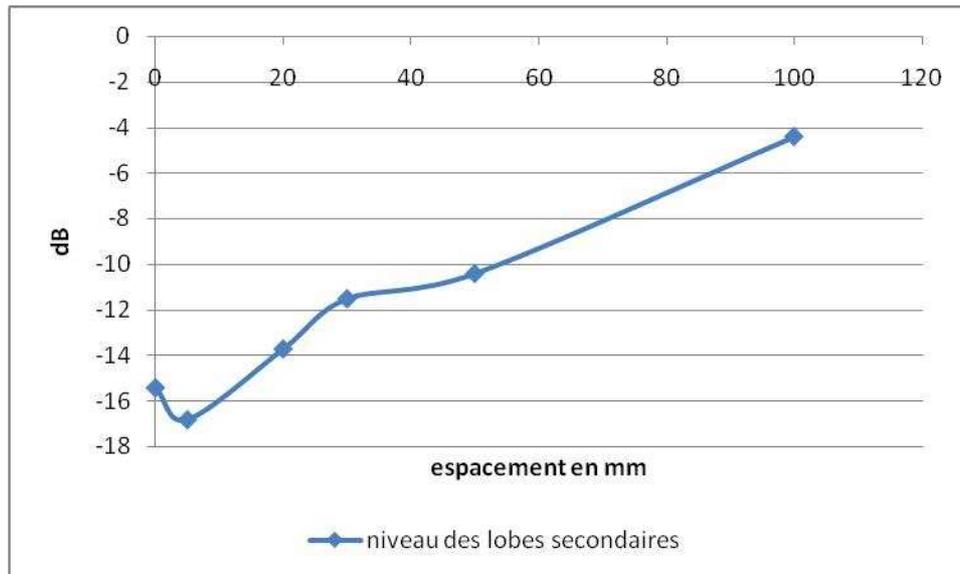


Figure III - 10 : évolution des niveaux des lobes de réseau, $f=3\text{GHz}$

D'une façon générale, le niveau des lobes de réseau augmente avec l'espacement entre antennes. Lorsqu'un dépointage sera appliqué sur le réseau, ce niveau relatif par rapport au lobe principal sera encore augmenté. Il convient donc de trouver un espacement entre antennes le plus faible possible pour assurer un niveau de lobes de réseau suffisamment bas et un encombrement réduit, tout en gardant comme contrainte un rapport des niveaux crêtes rayonnés avant / arrière le plus fort possible. L'espacement de 20mm est un bon compromis.

II.2 Interactions entre antennes verticales

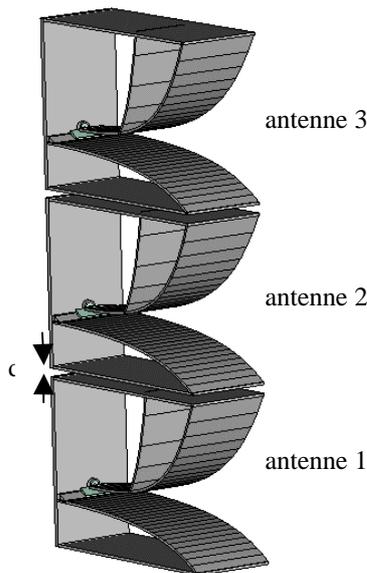


Figure III - 11 : réseau vertical

La même démarche que précédemment est appliquée sur le réseau vertical. La particularité majeure dans ce plan est la hauteur de l'antenne : 203mm contre une largeur de 100mm. Il a été montré (cf. Annexe 1 A1.1) que les lobes de réseau étaient importants pour des espacements de 100mm dans le plan horizontal. Même si les antennes sont en contact électrique (figure III-11), la distance minimale entre les alimentations est de 203mm. Cette longueur est supérieure à $\lambda/2$ pour une fréquence supérieure à 750MHz. On peut donc s'attendre à des lobes de réseau de niveau important. Cependant, il faut vérifier si le contact électrique des antennes n'est pas nuisible au bon fonctionnement en rayonnement et adaptation.

II.2.1 Adaptation des antennes

Les simulations suivantes montrent l'adaptation des antennes intégrant le couplage entre antennes. Les modules des coefficients de réflexion ont été calculés sur chaque antenne dans le cas où les antennes sont en contact électrique.

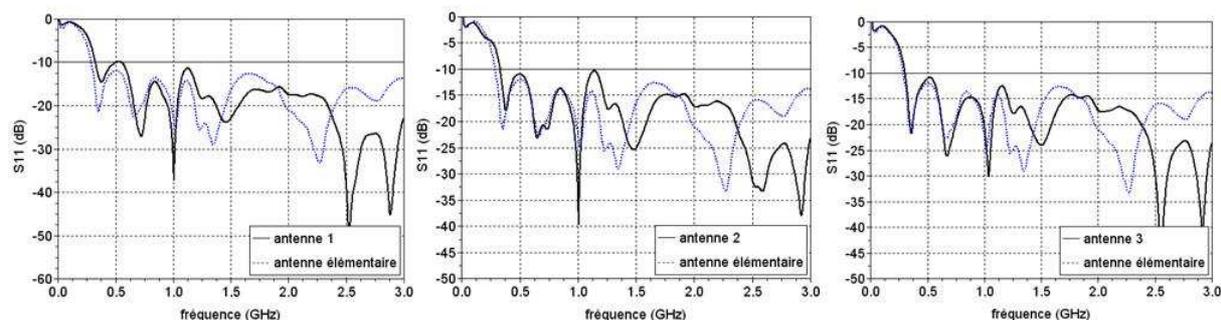


Figure III - 12 : modules des coefficients de réflexion du réseau vertical pour les antennes collées

Sur la figure III-12, on remarque que le module du S11 reste toujours inférieur aux -10dB, l'adaptation est satisfaisante sur la totalité du spectre de travail. Des configurations complémentaires sont reportées en annexe, les différences d'adaptation ne sont pas significatives ; pour ce critère les antennes en contact sont la solution à retenir d'un point de vu compacité et adaptation.

II.2.2 Le champ rayonné suivant l'axe

Une étude paramétrique a été menée pour 3 espacements entre antennes : antennes en contact, un espacement de 10mm et un espacement de 50mm.

Le niveau de rayonnement dans l'axe et vers l'arrière est donné figure suivante.

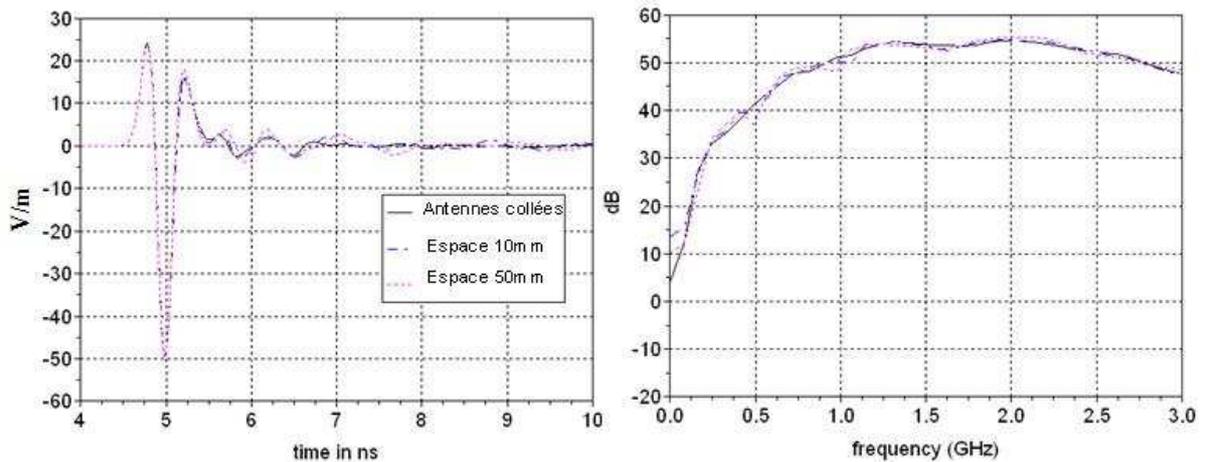


Figure III - 13 : signaux rayonnés dans l'axe, réseau vertical

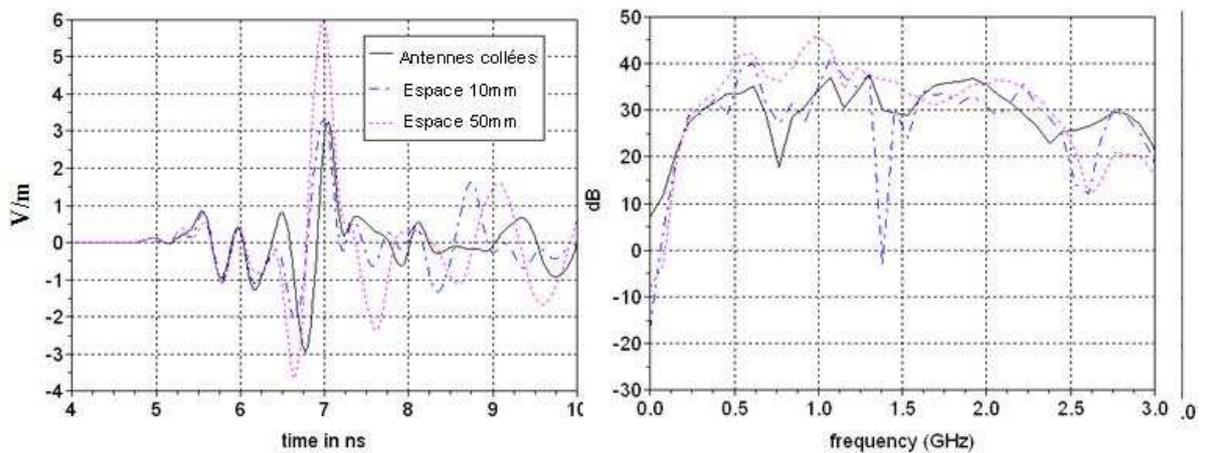


Figure III - 14 : signaux rayonnés vers l'arrière, réseau vertical

Le niveau de rayonnement suivant l'axe varie peu tandis que le niveau de rayonnement arrière a fortement augmenté avec l'espacement entre antennes.

Ci-dessous les rapports des rayonnements avant sur arrière :

$$\text{Pour les antennes en contact: } 20 * \log\left(\frac{49.76}{3.24}\right) = 23.7 \text{ dB}$$

$$\text{Pour les antennes espacées de 10mm: } 20 * \log\left(\frac{49.72}{3.29}\right) = 23.6 \text{ dB}$$

Pour les antennes espacées de 100mm: $20 * \log\left(\frac{50.57}{5.96}\right) = 18.6 \text{ dB}$

Ce paramétrage montre que les antennes doivent être en contact dans le plan vertical pour minimiser le rayonnement arrière et optimiser le rapport des niveaux crêtes.

II.2.3 Taches de rayonnement

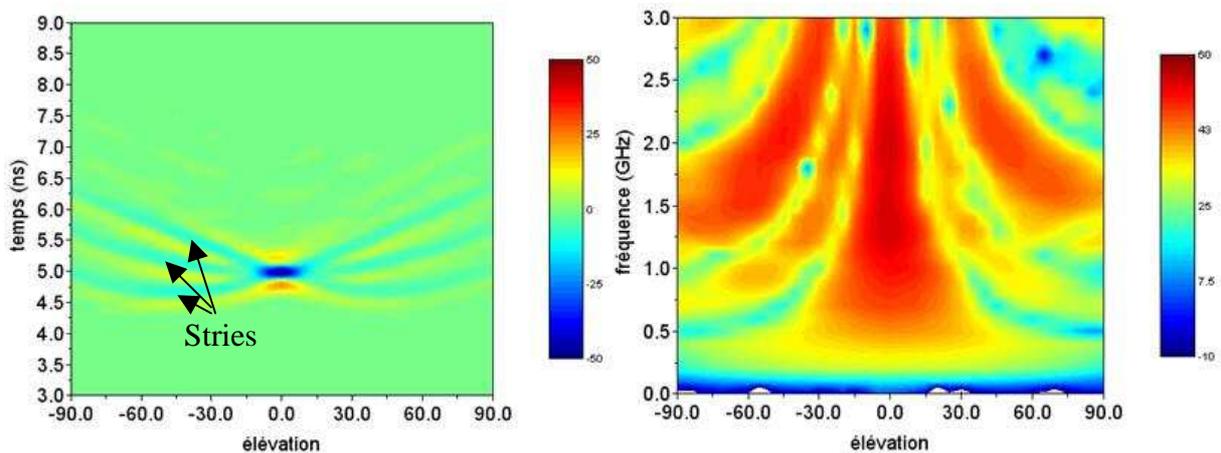


Figure III - 15 : taches de rayonnement, antennes collées

Dans le domaine temporel, trois séries de stries de faible niveau apparaissent, elles sont la contribution de chacune des 3 antennes du plan vertical. La sommation cohérente de ces contributions a lieu dans la direction de propagation privilégiée, dans l'axe pour cette configuration. La représentation harmonique montre que pour les fréquences supérieures à 1.5GHz, les lobes de réseau sont sensiblement du même niveau que le lobe principal, l'annexe 2 A.2.2 montre les résultats des taches de rayonnement pour les deux autres configurations (antennes espacées de 10mm et 50mm).

II.2.4 Diagrammes de rayonnement

Les rayonnements harmoniques dans le plan E, du fait de la distance minimale entre antennes, montrent de forts lobes secondaires. Ci-après les diagrammes de quelques fréquences caractéristiques.

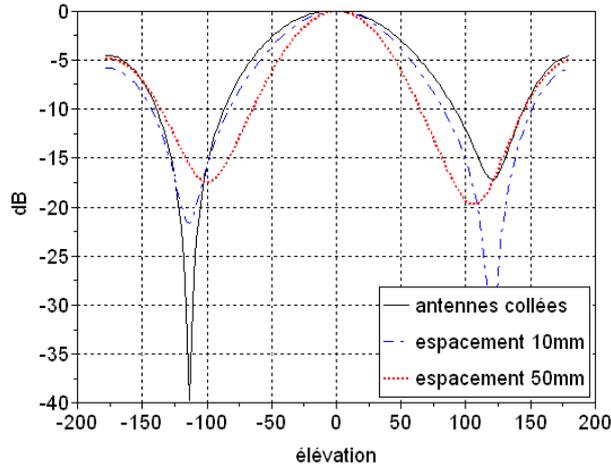


Figure III - 16 : rayonnement harmonique, $f=0.3\text{GHz}$

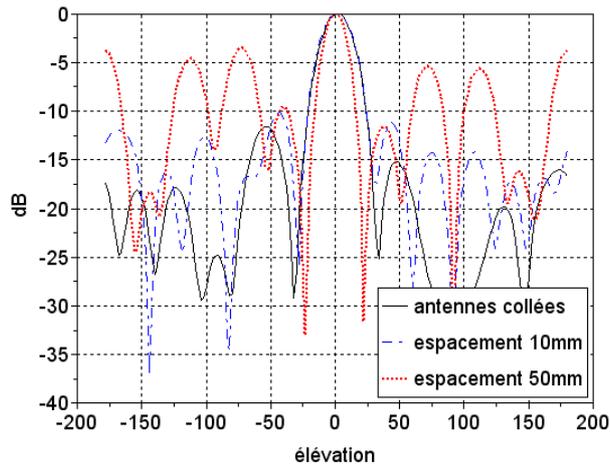


Figure III - 17 : rayonnement harmonique, $f=1\text{GHz}$

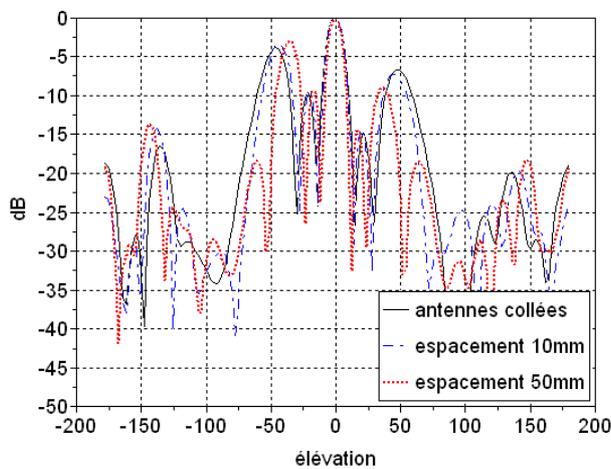


Figure III - 18 : rayonnement harmonique, $f=2\text{GHz}$

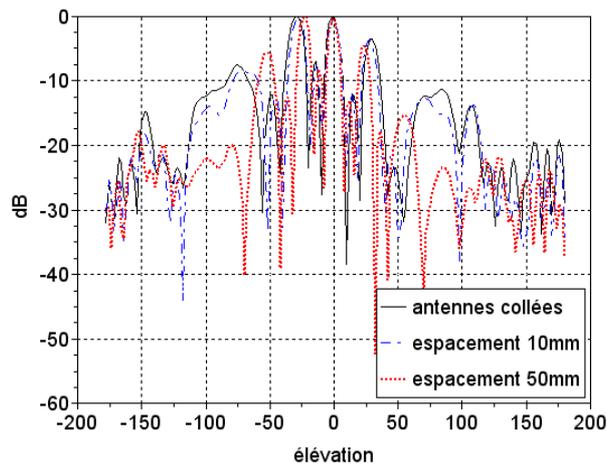


Figure III - 19 : rayonnement harmonique, $f=3\text{GHz}$

Plus l'espace entre antennes augmente, plus les lobes de réseau se rapprochent du lobe principal et augmentent en amplitude, phénomène très visible à 1GHz. Au dessus de 1GHz, les lobes de réseau sont déjà très forts et l'influence de la distance est faible.

Le souci majeur de ce plan est l'éloignement des sources des antennes entre elles. La hauteur de l'antenne de 203mm correspond à la longueur d'onde de 1.5GHz et en théorie les lobes de réseau commencent à apparaître à la demi-longueur d'onde. Les lobes de réseau deviennent non négligeables au dessus de 1GHz. On notera également la dissymétrie des diagrammes en raison de la dissymétrie géométrique de l'antenne élémentaire. Les antennes doivent rester en contact dans le plan vertical.

III. Constitution du réseau d'antennes ULB

Le réseau prend en compte les conclusions précédentes, il est donc constitué d'un empilement vertical de 3 antennes en contact et de 4 antennes espacées de 20mm entre elles. L'objectif de l'étude suivante est de caractériser le réseau complet d'un point de vue électromagnétique et quantifier les performances du réseau en terme de :

- Dépointage maximal, plan E, H et dépointage 2D
- Rapport des niveaux crêtes avant / arriere

Ces performances serviront de repères quant aux améliorations présentées dans la partie 4 de ce chapitre.

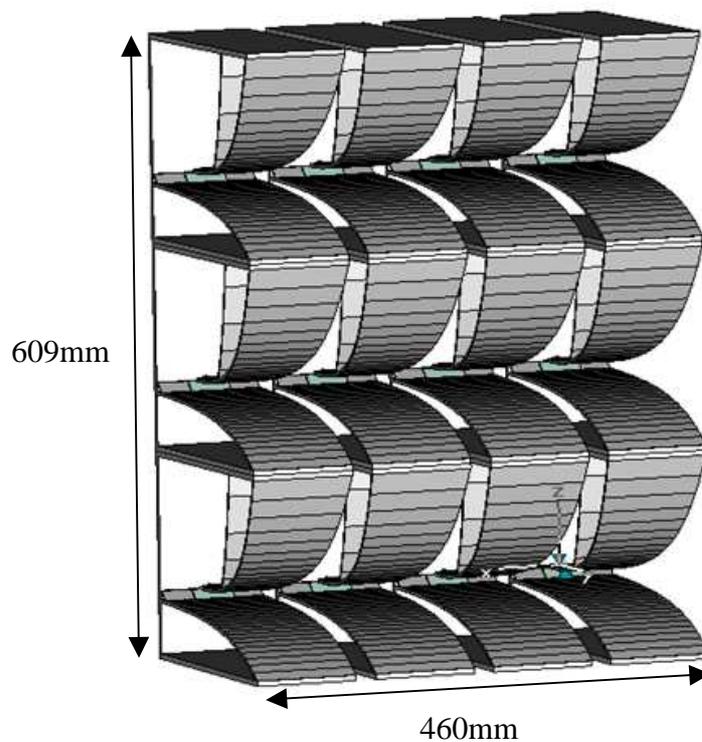


Figure III - 20 : le réseau complet

III.1 Le rayonnement sans dépointage

III.1.1 Le signal transitoire

Dans cette partie, sont présentés les signaux transitoires rayonnés et les spectres associés suivant l'axe et l'arrière, ce sont les signaux champ lointains ramenés à 1m. Chaque antenne est alimentée par le signal suivant :

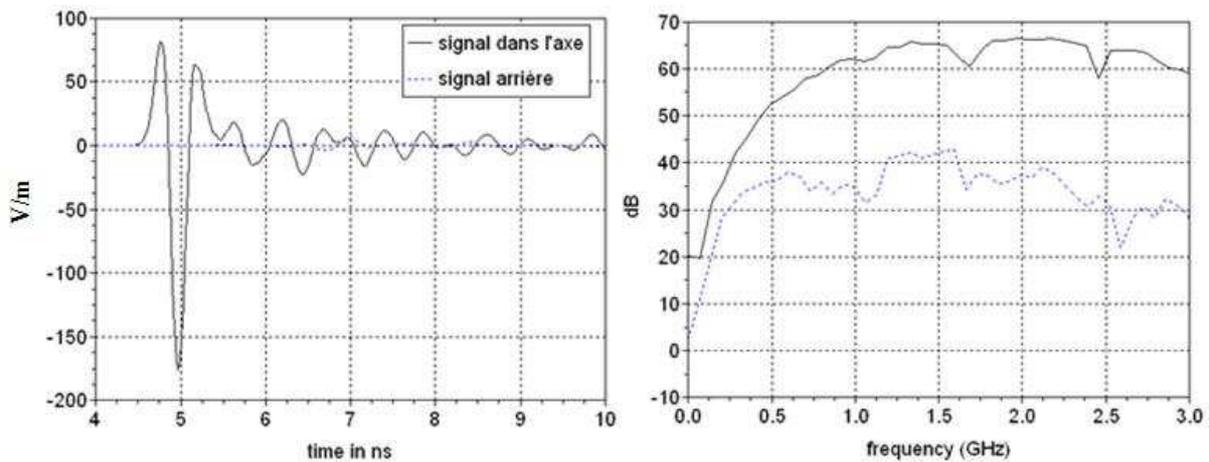


Figure III - 21 : signaux transitoires du réseau complet, suivant l'axe et vers l'arrière

En observant le spectre rayonné, on constate que le rayonnement avant est toujours supérieur de 10 dB par rapport au rayonnement arrière au delà de la fréquence basse du spectre de travail (300MHz). L'écart augmente jusqu'à 30dB à 3GHz.

Le rapport des niveaux crêtes avant - arrière est le suivant :

$$20 * \log_{10} \left(\frac{176.2}{6.77} \right) = 28.3dB \text{ contre } 20dB \text{ pour l'antenne élémentaire}$$

Le facteur de mérite du réseau est : $rEd_{\text{reseau}} = \frac{176.2}{6.96} = 25.32$

L'équation II-4 (chapitre 2) donnait un rEd_{ant} de 2.25 pour l'antenne élémentaire seule. Le rapport entre ces deux grandeurs vaut 11.27. Dans le cas idéal d'antennes totalement indépendantes (pas de couplage) le rapport aurait été de 12 donc une perte de 6% liée au couplage entre antennes. Le couplage entre les antennes influe donc peu sur le comportement électromagnétique du réseau en termes de facteur de mérite.

III.1.2 Taches de rayonnement transitoire et harmonique

Cette représentation a pour objectif de montrer les rayonnements transitoires et harmoniques suivant toutes les directions dans les plans E et H. L'étude a été menée dans le demi-plan face au réseau (-90° à 90°). La ressource mémoire du simulateur étant limitée la plage angulaire d'analyse a été restreinte à 180° .

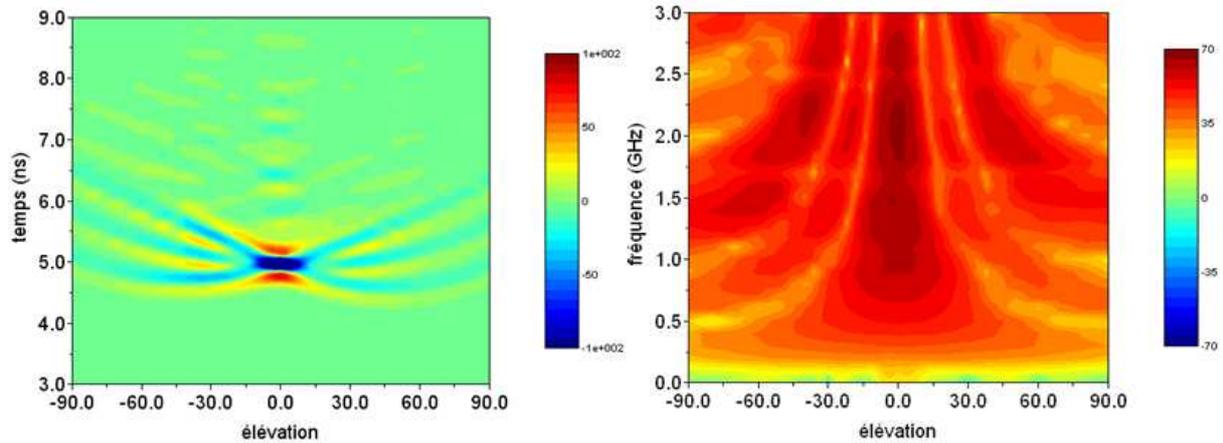


Figure III - 22 : tache de rayonnement dans le plan E

Une légère dissymétrie est visible dans le plan E (figure III-22). Elle est plus visible sur la représentation spectrale (droite) que sur la représentation temporelle (gauche). Cette dissymétrie est due à la dissymétrie de l'antenne élémentaire dans ce plan. De forts lobes de réseau apparaissent également pour les fréquences supérieures à 2GHz.

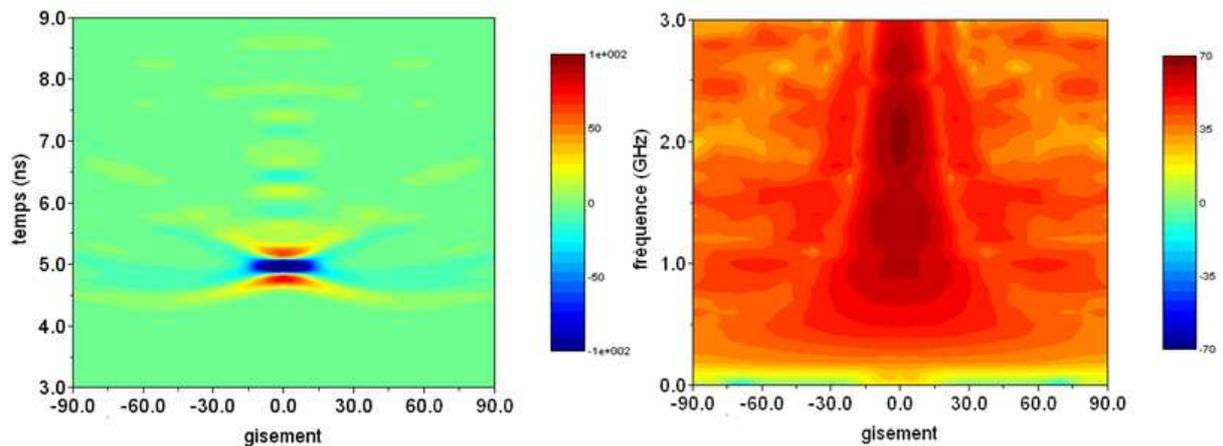


Figure III - 23 : tache de rayonnement dans le plan H

Le plan H est quant à lui bien symétrique et les lobes de réseau observés sont de plus faibles amplitudes. Le faisceau comme attendu est nettement plus directif que pour l'antenne élémentaire (cf. figure II-52 et II-53 du chapitre 2). Dans le plan H les antennes sont plus couplées, les contributions de chaque antenne sont donc peu visible et les stries sont moins visibles que dans le plan E.

Pour quantifier le rétrécissement du faisceau, sont représentés les niveaux crêtes transitoires en fonction de l'angle.

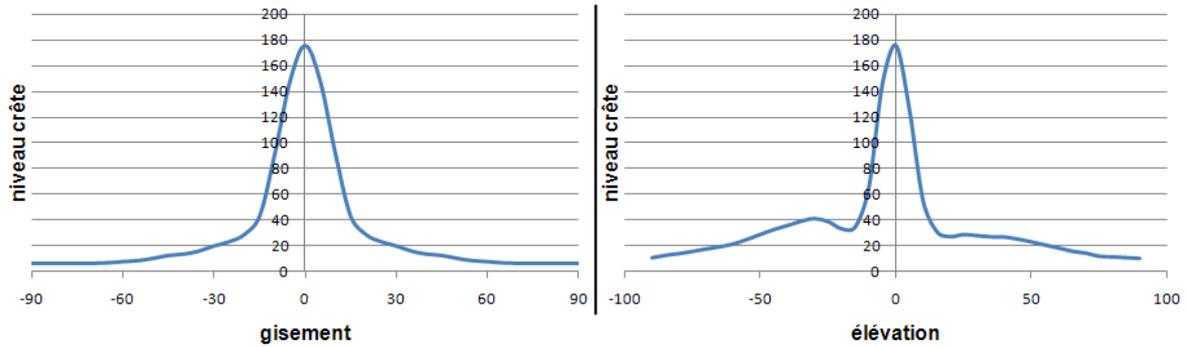


Figure III - 24 : diagramme des niveaux crêtes en fonction de l'angle

L'ouverture à mi-niveau est de l'ordre de 24° pour le plan H (figure III-24 gauche) et de 16° pour le plan E (figure III-24 droite) contre 70° dans le plan H et 60° dans le plan E pour l'antenne élémentaire (cf. figure II-32 chapitre 2).

III.1.3 Diagrammes de rayonnement harmoniques

La représentation plus habituelle du diagramme de rayonnement est montrée pour quelques fréquences caractéristiques suivant les plans E et H.

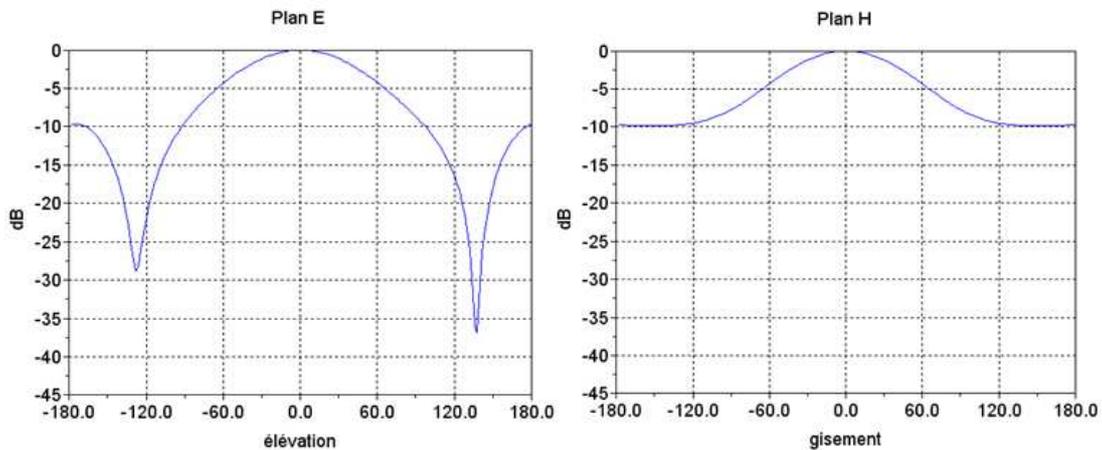


Figure III - 25 : diagramme de rayonnement harmonique, $f=0.3\text{GHz}$

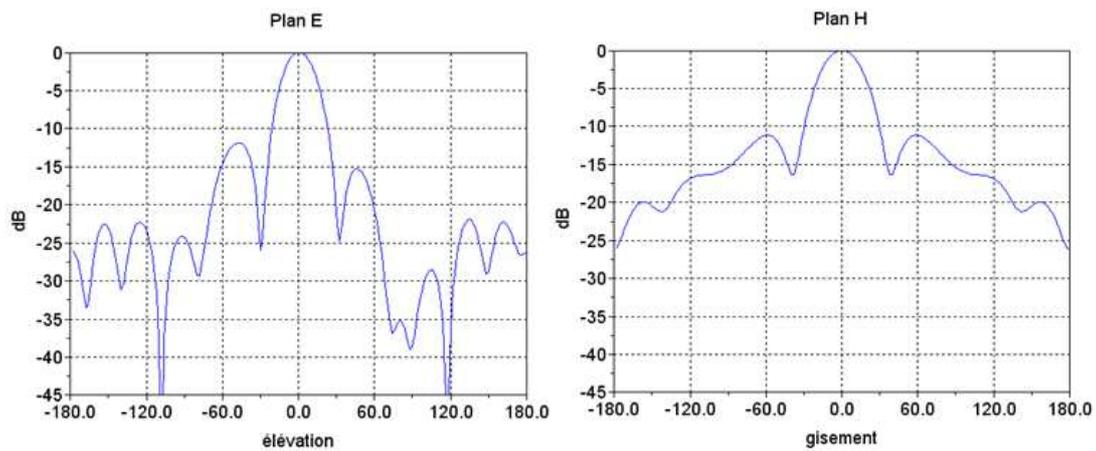


Figure III - 26: diagramme de rayonnement harmonique, $f=1\text{GHz}$

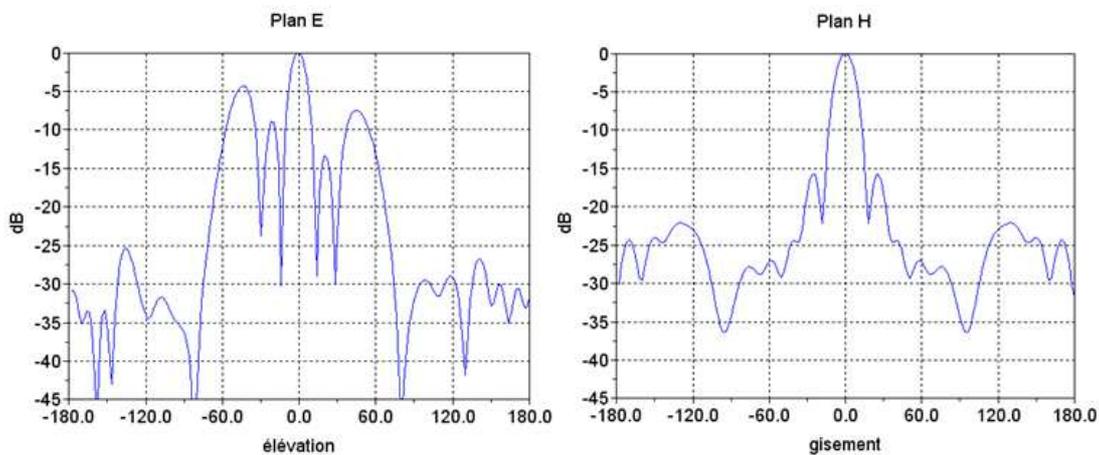


Figure III - 27: diagramme de rayonnement harmonique, $f=2\text{GHz}$

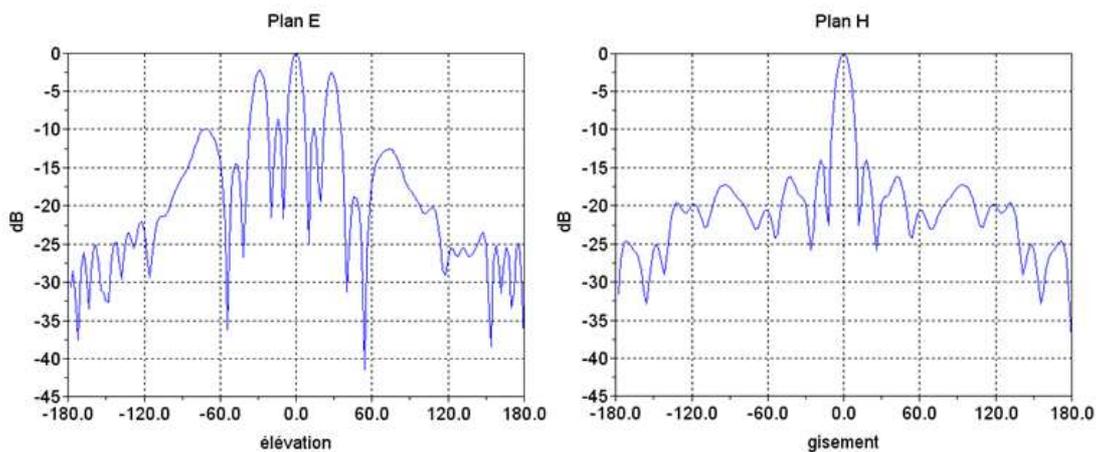


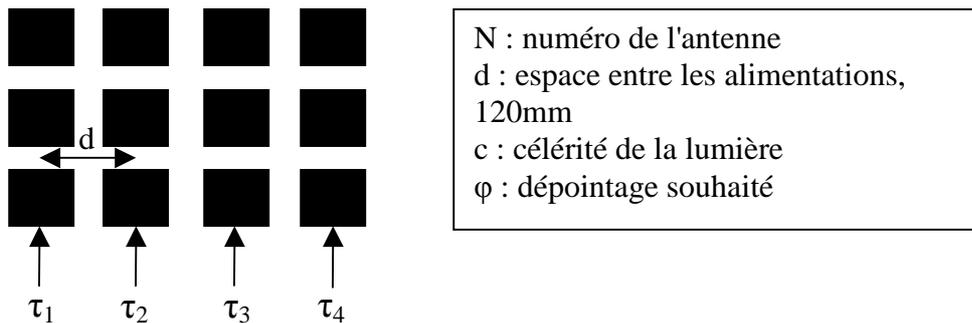
Figure III - 28 : diagramme de rayonnement harmonique, $f=3\text{GHz}$

La dissymétrie géométrique de l'antenne élémentaire et par conséquent du réseau suivant le plan E est visible sur les différents diagrammes de rayonnement. Au delà de 2GHz, les lobes de réseau sont de niveaux importants ($>-5\text{dB}$). Ces forts niveaux limiteront les capacités de dépointage du système suivant le plan vertical.

III.2 Le rayonnement avec dépointage angulaire

L'objectif est de quantifier les capacités de dépointage et de calculer les retards respectifs à appliquer sur l'alimentation de chaque antenne du réseau. Les critères analysés sont l'amplitude du champ rayonné ainsi que le niveau des lobes de réseau.

III.2.1 Le balayage dans le plan horizontal



La formule de calcul des retards à appliquer a été décrite dans le chapitre 1, eqI-25

$$\tau_N = \frac{(N - 1) * d * \sin(\varphi)}{c}$$

Ci-dessous, plusieurs simulations permettent d'analyser le comportement du réseau dans le plan H pour différents angles de dépointage. On ne s'intéresse qu'au demi plan avant (de -90° à 90) pour les taches de rayonnement transitoire et harmonique du fait du volume de calcul important pour une observation sur 360° et des ressources mémoires limitées du calculateur.

Pour obtenir un dépointage de 5°, les retards à appliquer sont les suivants :

$\tau_1=0$; $\tau_2=35\text{ps}$; $\tau_3=70\text{ps}$; $\tau_4=105\text{ps}$

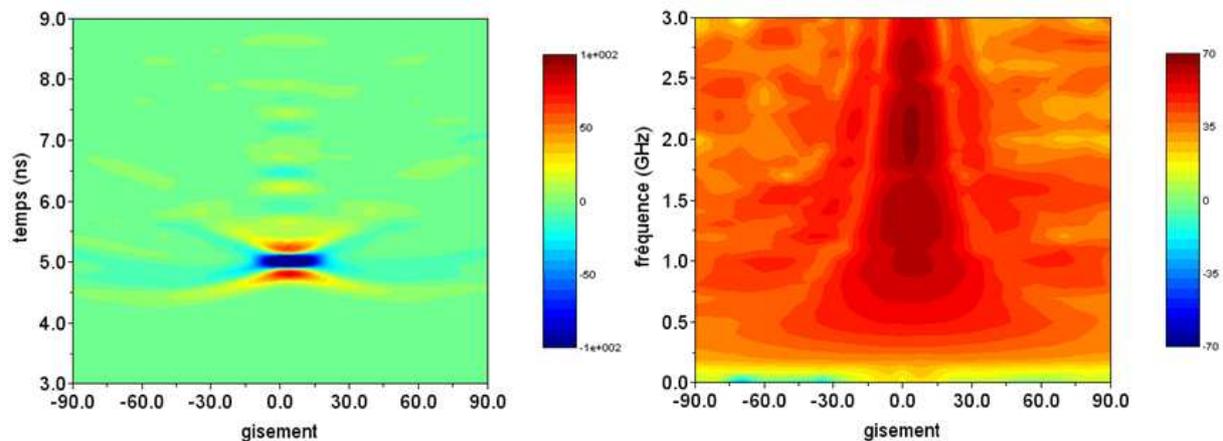


Figure III - 29 : plan horizontal, dépointage de 5°

Pour obtenir un dépointage de 10° :

$\tau_1=0$; $\tau_2=70\text{ps}$; $\tau_3=140\text{ps}$; $\tau_4=210\text{ps}$

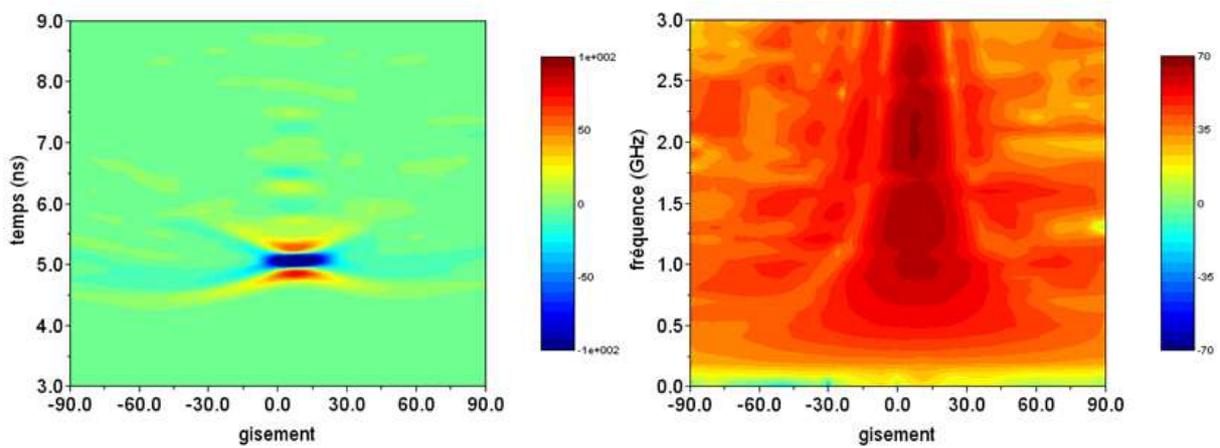


Figure III - 30 : plan horizontal, dépointage de 10°

Pour obtenir un dépointage de 12° :

$\tau_1=0$; $\tau_2=83\text{ps}$; $\tau_3=166\text{ps}$; $\tau_4=250\text{ps}$

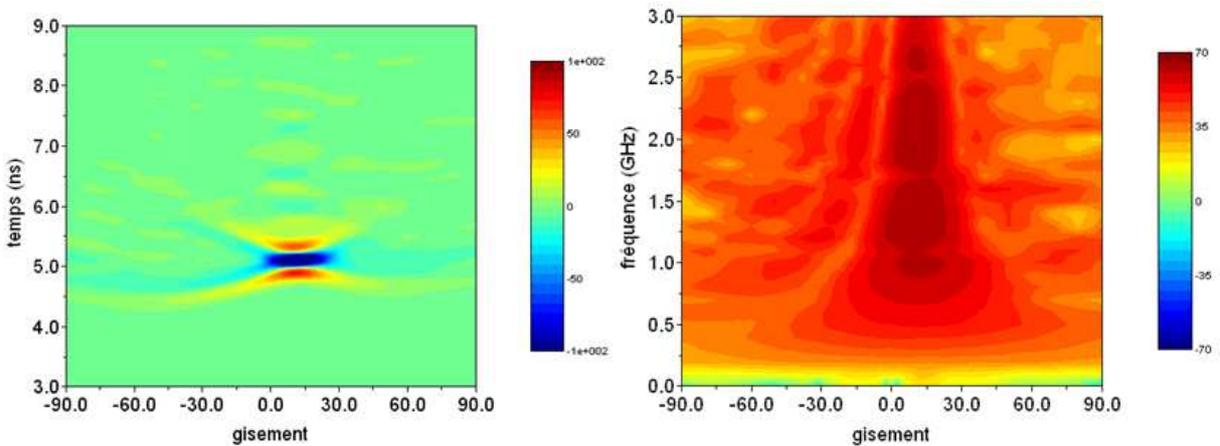


Figure III - 31 : plan horizontal, dépointage de 12°

Sur les taches temporelles, un léger renforcement des stries sur le coté du réseau apparait avec le dépointage, mais leurs niveaux restent négligeables par rapport au pic principal. Néanmoins, en observant la partie harmonique, on remarque une baisse du niveau maximal et par conséquent un écart plus faible avec les lobes de réseau (4dB par niveau de couleur sur la tache fréquentielle).

Pour chacune des configurations de retard on observe le signal transitoire rayonné dans la direction de dépointage :

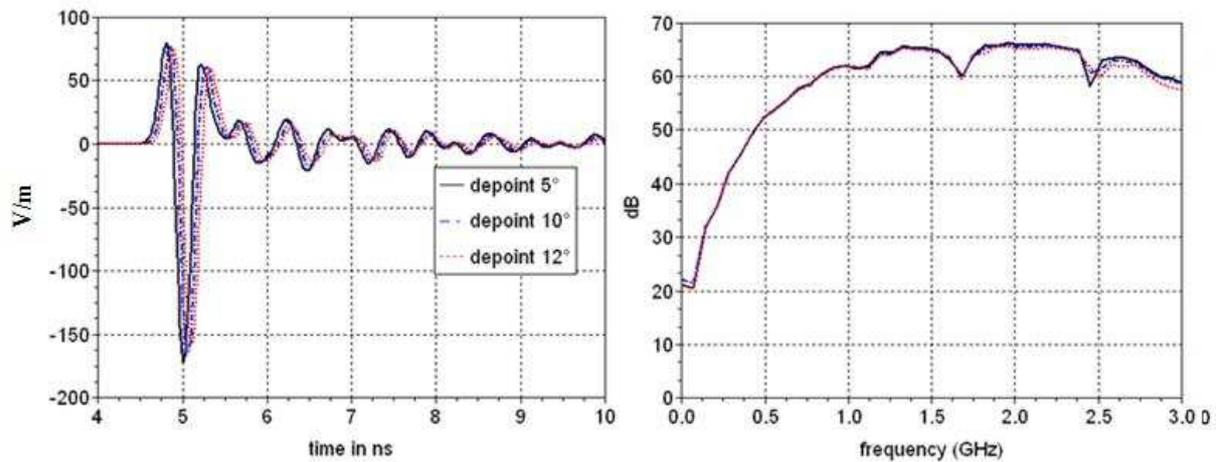


Figure III - 32 : signaux transitoires dans la direction de dépointage

Le spectre rayonné est quasiment constant pour les angles de dépointage considérés. Le niveau crête transitoire chute légèrement lorsque le dépointage augmente. La décroissance du champ peut être approximée à 0.9% par degré de dépointage sur la plage $0^\circ - 15^\circ$. On s'autorise une chute de 15% du champ rayonné dans l'axe seulement il faut vérifier l'évolution des lobes de réseau avec le dépointage.

Ci-dessous les diagrammes harmoniques pour quelques fréquences caractéristiques du spectre.

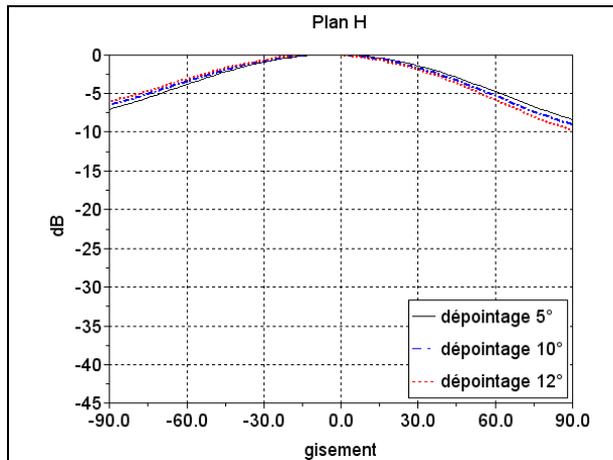


Figure III - 33 : dépointage horizontal, $f=0.3\text{GHz}$

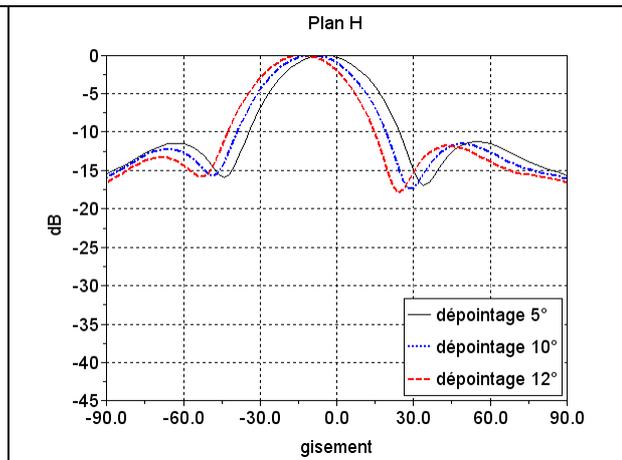


Figure III - 34 : dépointage horizontal, $f=1\text{GHz}$

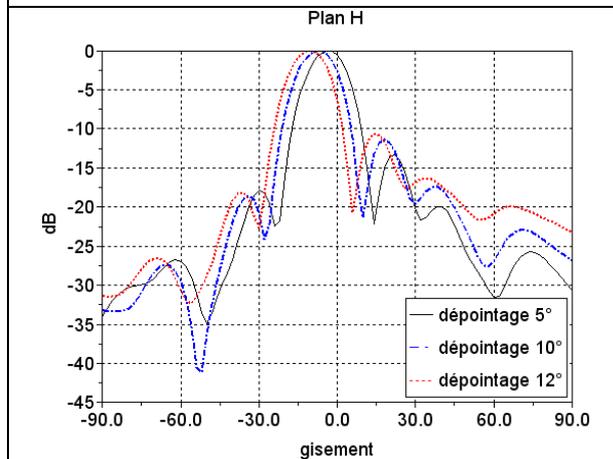


Figure III - 35 : dépointage horizontal, $f=2\text{GHz}$

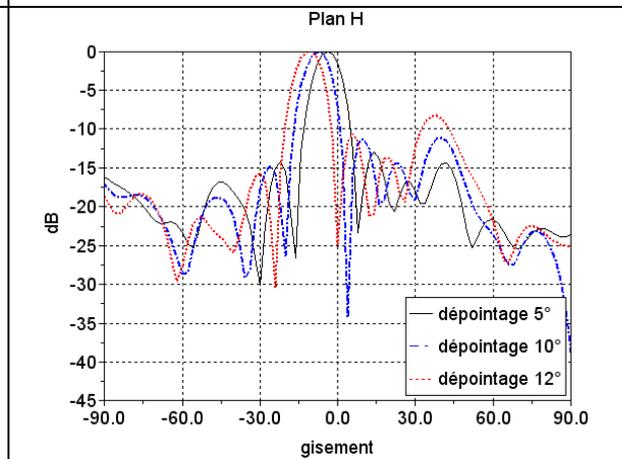
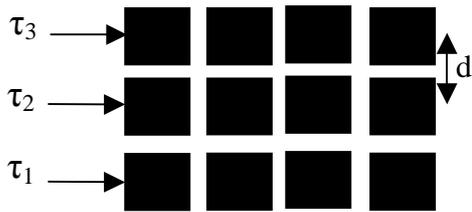


Figure III - 36 : dépointage horizontal, $f=3\text{GHz}$

L'amplitude du premier lobe de réseau augmente de façon monotone avec l'angle de dépointage.

III.2.2 Le balayage dans le plan vertical



N : numéro de l'antenne
 d : espace entre les alimentations, 203mm
 c : célérité de la lumière
 θ : dépointage souhaité

La formule suivante a été décrite dans le chapitre 1, eq I-25 :

$$\tau_N = \frac{(N-1) * d * \sin(\theta)}{c}$$

On s'intéresse au niveau de champ rayonné dans la direction de dépointage souhaitée.

L'exemple ci-dessous montre le signal rayonné dans les directions : -5° , 0° , 5° et 10° .

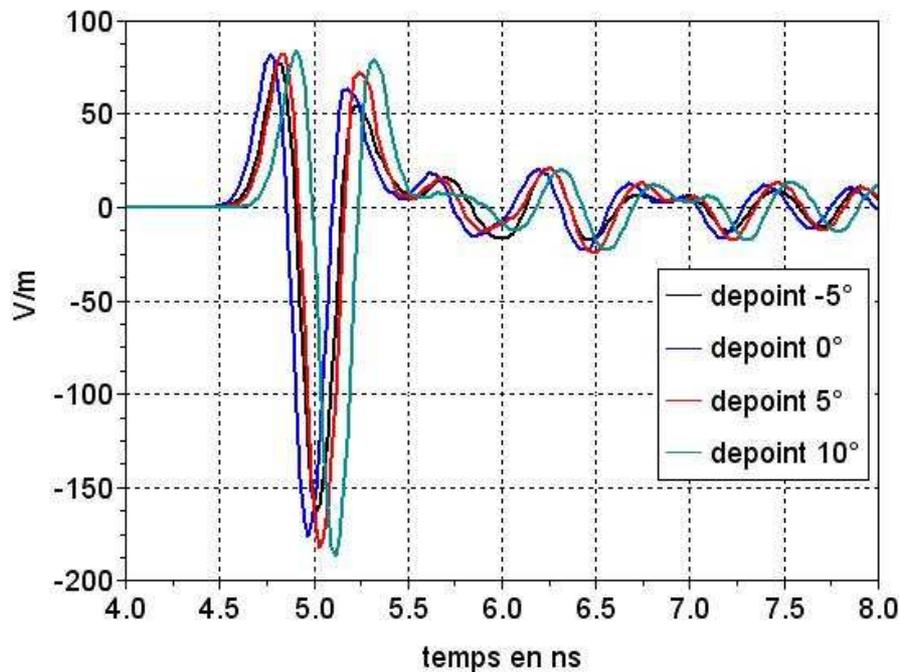


Figure III - 37 : niveau du champ rayonné ramené à 1m

Cette figure montre clairement que le rayonnement optimum du réseau ne se trouve pas dans l'axe (0°), le maximum du signal se trouve pour 10° (niveau crête ramené à 1m de 187 V/m), ce qui coïncide avec le dépointage de l'antenne élémentaire. On affine l'étude autour de 10° pour les simulations suivantes :

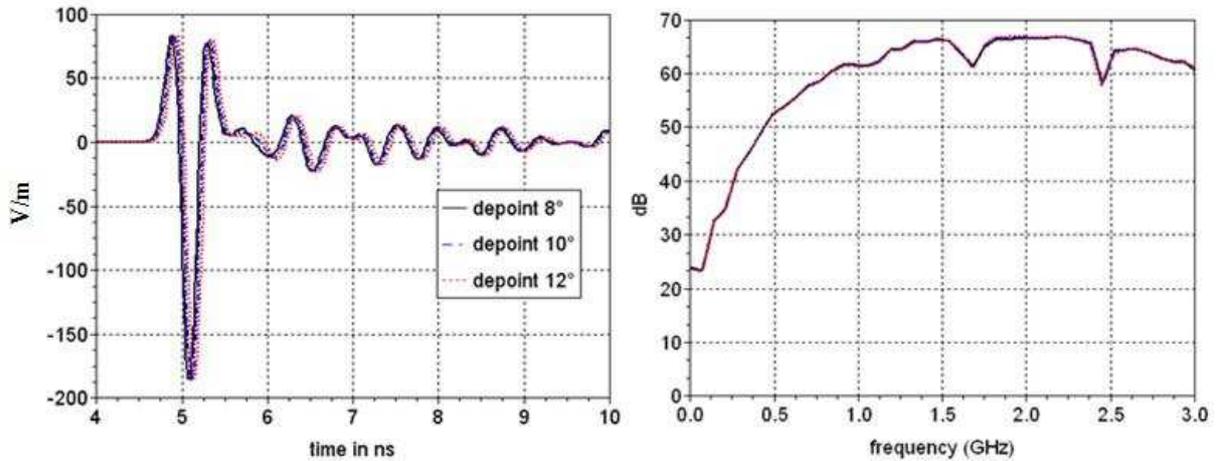


Figure III - 38 : signaux transitoires dans la direction de dépointage

Le niveau crête est pratiquement constant pour cette plage de dépointage entre 8° et 12° (variations inférieures à 1%). En augmentant la plage de dépointage entre 5° et 15° on arrive à une variation de 3% soit environ une chute du niveau crête de 0.3% par degré. Le niveau crête du rayonnement n'est alors pas le seul critère d'analyse, il convient d'analyser les lobes de réseau.

De même que précédemment, l'étude commence par la visualisation des taches de rayonnement transitoire et harmonique.

Pour obtenir un dépointage de 8° :
 $\tau_1=0$; $\tau_2=94\text{ps}$; $\tau_3=188\text{ps}$

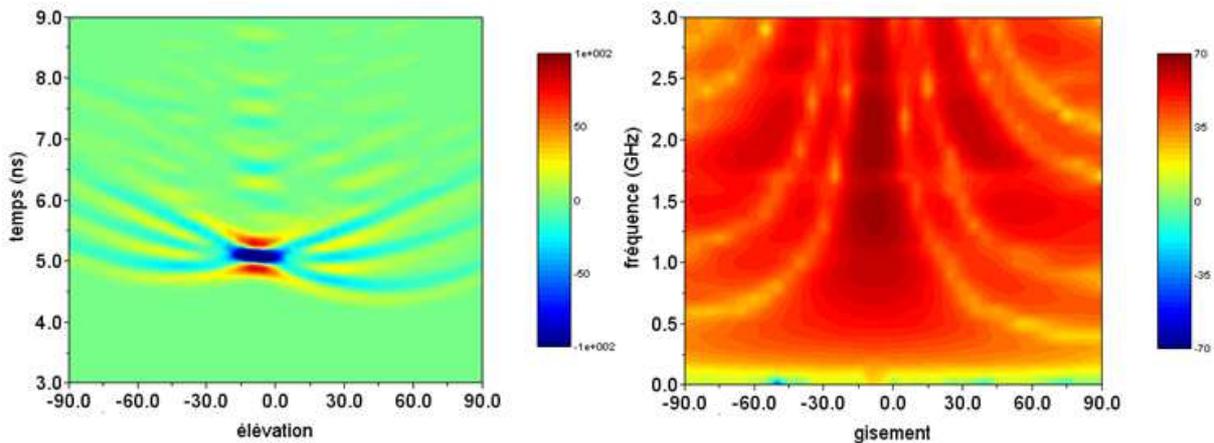


Figure III - 39 : plan E, dépointage 8°

En observant le spectre rayonné, il apparait des lobes de réseau au delà de 1.5GHz de part et d'autre de la tache centrale. Le signal transitoire est quant à lui relativement peu étalé et le rayonnement est maximal à -8° comme attendu.

Pour obtenir un dépointage de 10° :
 $\tau_1=0$; $\tau_2=116\text{ps}$; $\tau_3=232\text{ps}$

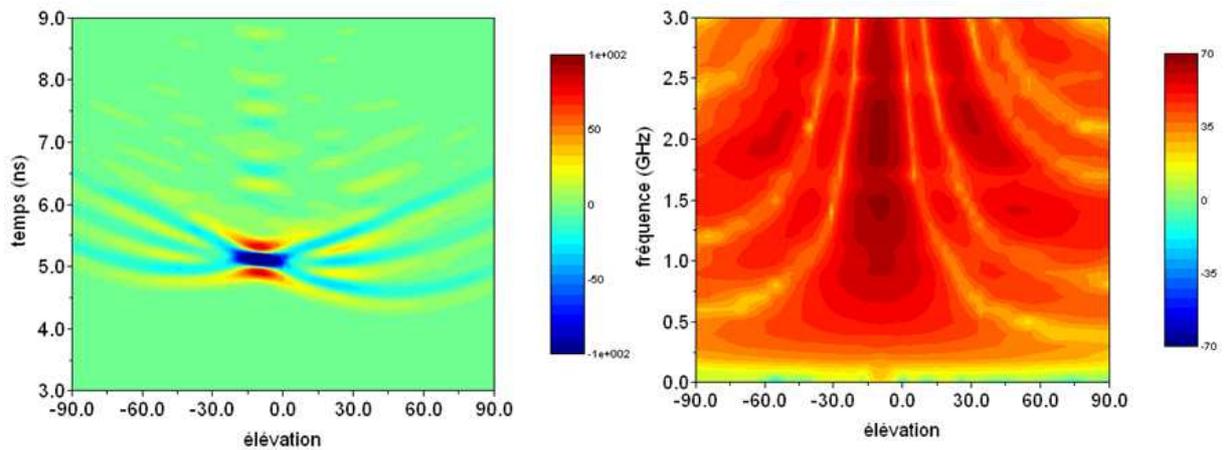


Figure III - 40 : plan E, dépointage 10°

Pour un dépointage de 10° , les lobes de réseau sont plus faibles par rapport au lobe principal que dans les cas précédents (sans dépointage et 8°). Cette configuration de dépointage est la configuration optimale.

Pour obtenir un dépointage de 12° :
 $\tau_1=0$; $\tau_2=140\text{ps}$; $\tau_3=280\text{ps}$

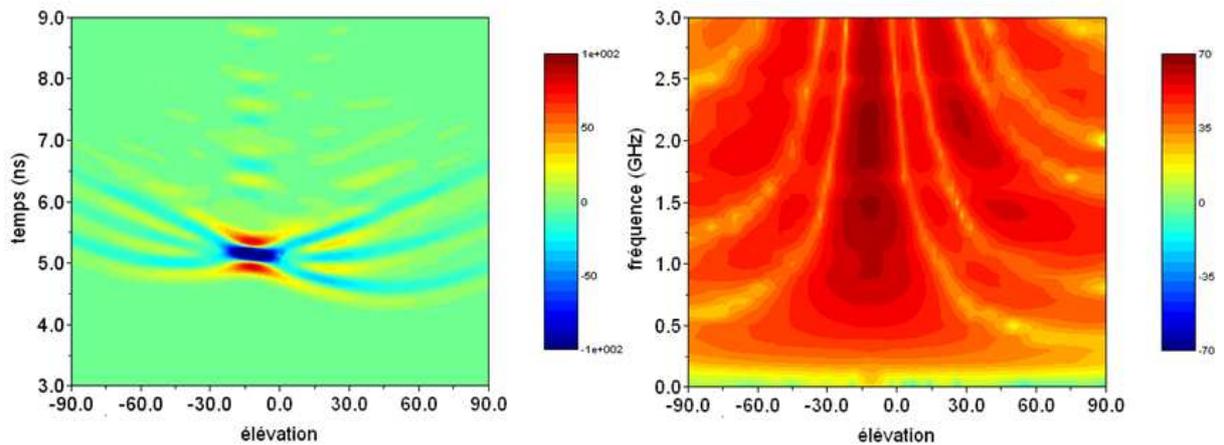


Figure III - 41 : plan E, dépointage 12°

Avec 12° de dépointage le lobe principal est bien dissocié des lobes de réseau, le lobe principal est entre 4dB et 5dB plus fort à 3GHz. Cette configuration peut être mise en œuvre dans notre système. Sur la tâche temporelle la traîne du signal (rebonds après le pic principal de rayonnement) reste très faible comparativement au signal crête principal, environ à 10% du maximum de rayonnement (cf. figure III-41).

Ce plan est vraiment délicat du fait de la distance entre antennes plus grande dans le plan E que dans le plan H. Pour visualiser de manière plus fine, quelques diagrammes à des fréquences caractéristiques sont montrés ci-après :

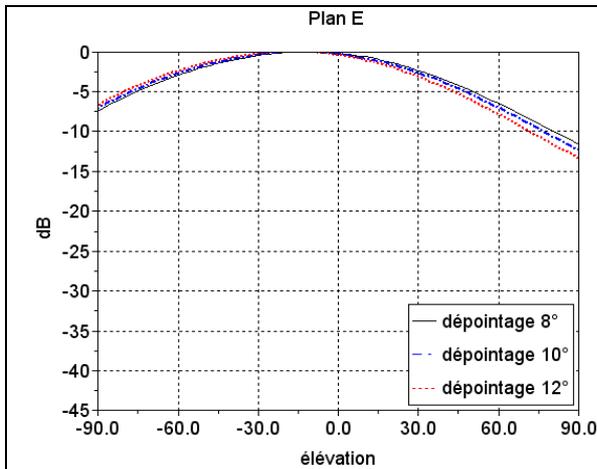


Figure III - 42 : dépointage vertical, $f=0.3\text{GHz}$

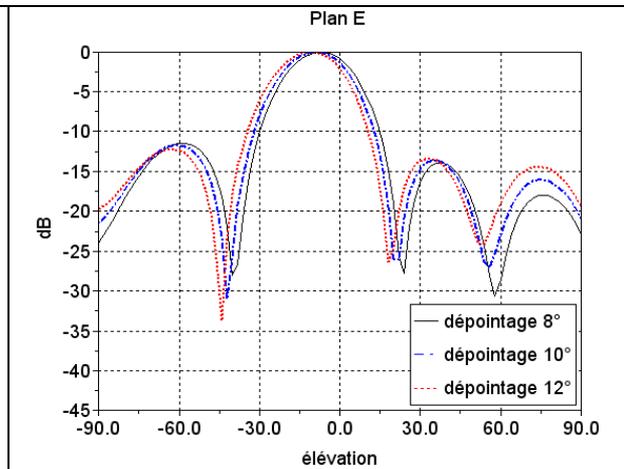


Figure III - 43 : dépointage vertical, $f=1\text{GHz}$

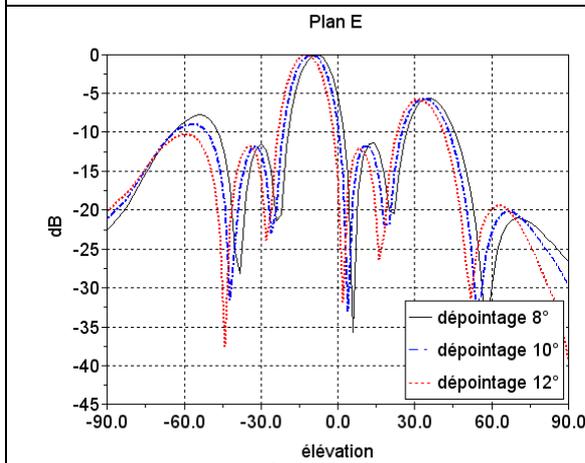


Figure III - 44 : dépointage vertical, $f=2\text{GHz}$

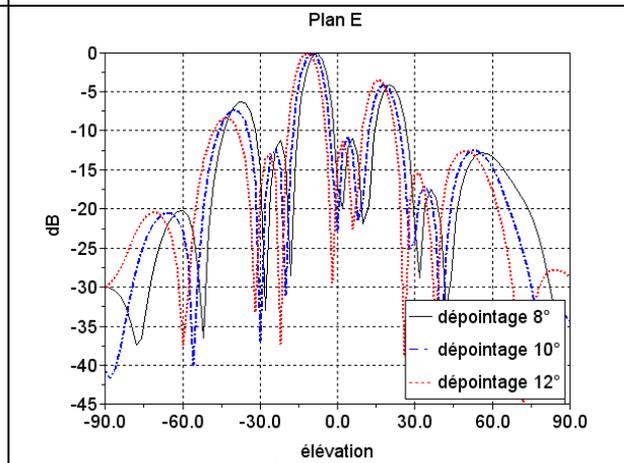


Figure III - 45 : dépointage vertical, $f=3\text{GHz}$

A 3GHz, il est difficile d'obtenir des lobes de réseau inférieurs d'au moins 5dB du lobe principal. Ceci est dû aux grandes dimensions de l'antenne par rapport à la fréquence 3GHz. Les lobes de réseau sont de fortes intensités. Le fait de centrer la plage de dépointage autour de 10° limite l'influence des lobes de réseau qui reste toutefois importante dans ce plan.

III.2.3 Conclusion sur le dépointage 1D

La figure suivante conclut sur les possibilités de dépointage dans les plans E et H :

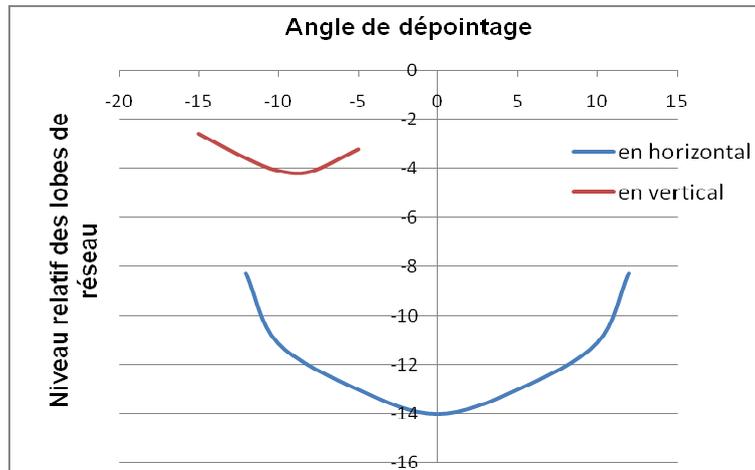
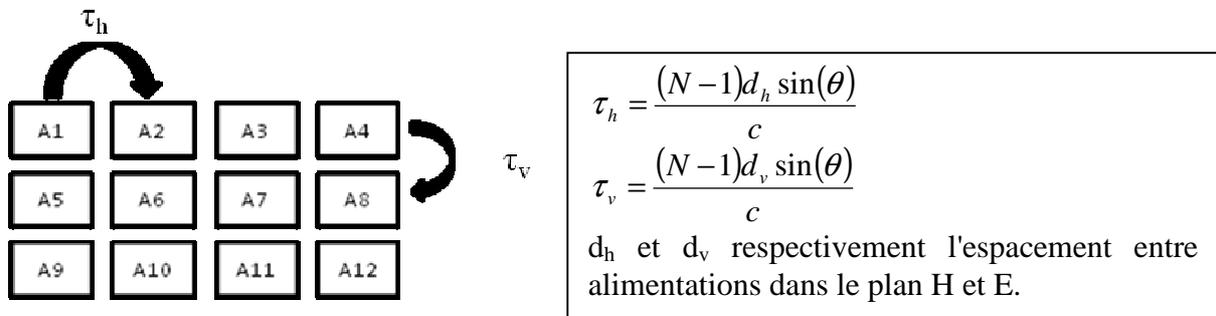


Figure III - 46 : niveau relatif des lobes de réseau à 3GHz en fonction du dépointage

En résumé, on peut conclure au vu de ces lobes de réseau qu'on peut accepter un dépointage compris entre -5° et -12° dans le plan E et -12° à 12° dans le plan H. Cependant, en raisonnant seulement sur le rayonnement transitoire, tous ces problèmes sont lissés, les taches transitoires sont elles très peu étalées et leurs niveaux varient faiblement avec le dépointage.

III.2.4 Le balayage 2D

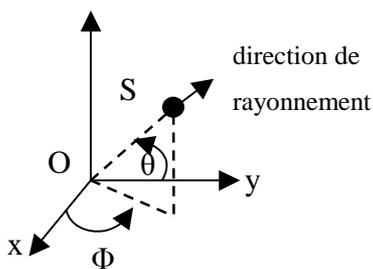
Cette partie a pour objectif de vérifier que les conclusions précédentes restent valides dans le cas d'un dépointage 2D. Pour calculer les retards il faut raisonner comme une matrice, la figure ci-dessous montre comment sont calculés les retards.



La simulation montre le cas limite où l'on dépointe simultanément de 12° dans les plans vertical et horizontal, chaque retard est la combinaison par la sommation des retards τ_h et τ_v (cf. figure III-1) :

- $\tau_1=0$; $\tau_2=83\text{ps}$; $\tau_3=166\text{ps}$; $\tau_4=249\text{ps}$;
- $\tau_5=141\text{ps}$; $\tau_6=224\text{ps}$; $\tau_7=307\text{ps}$; $\tau_8=390\text{ps}$;
- $\tau_9=282\text{ps}$; $\tau_{10}=365\text{ps}$; $\tau_{11}=448\text{ps}$; $\tau_{12}=531\text{ps}$;

On remarque qu'on arrive à des retards beaucoup plus importants que dans le cas d'un dépointage 1D. Les lignes à retards optiques devront être dimensionnées pour permettre ces délais entre les antennes.



Pour visualiser le plan vertical :
 $\Phi=102^\circ$ et $\theta=[-90;90]$

Pour visualiser le plan horizontal :
 $\Phi=[-90^\circ;90^\circ]$ et $\theta=10^\circ$

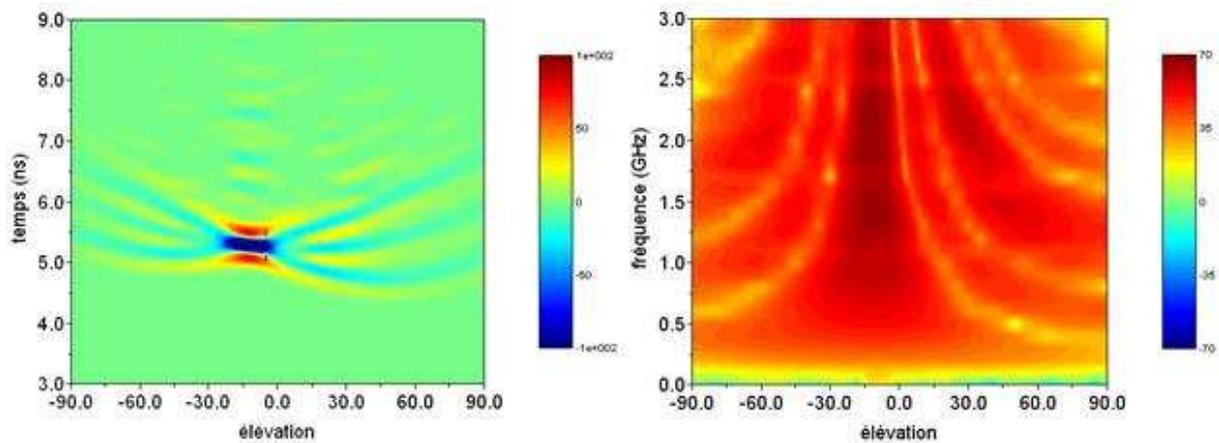


Figure III - 47 : plan vertical, dépointage 12° vertical et horizontal

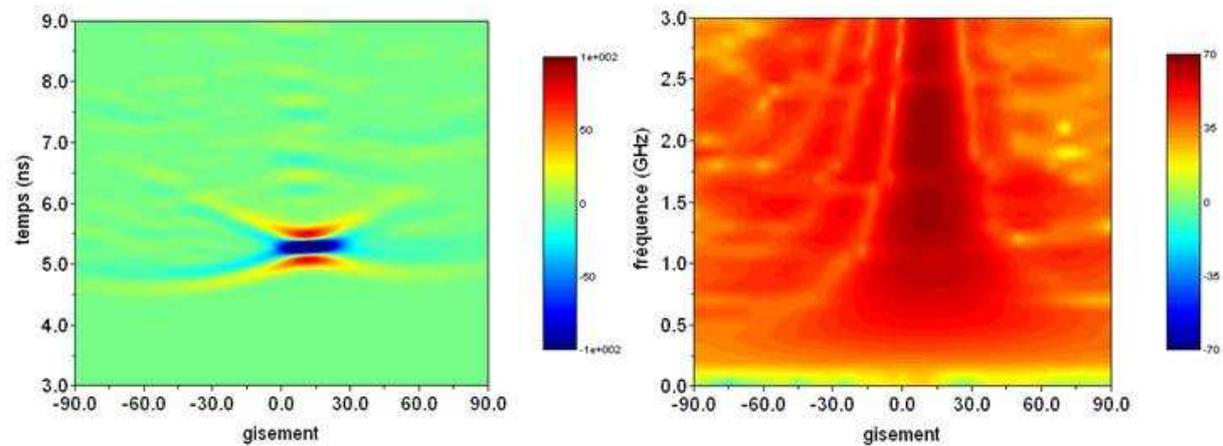


Figure III - 48 : plan horizontal, dépointage 12° vertical et horizontal

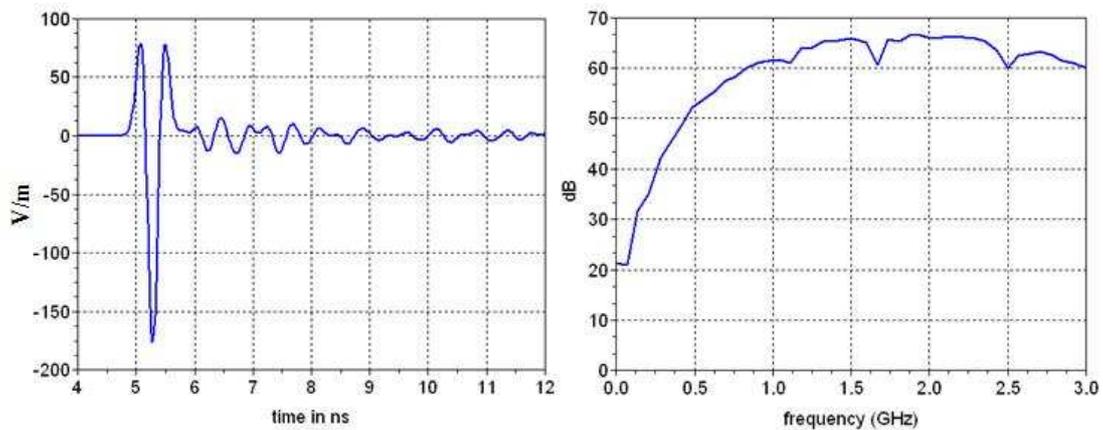


Figure III - 49 : champ rayonné ramené à 1m dans la direction de dépointage, 12° horizontal et vertical

Le niveau crête du rayonnement est de 176V/m contre 187V/m dans le cas du rayonnement maximum lorsque le réseau dépointe de 10° (cf. figure III-38) dans le plan vertical, soit une chute de 5% du niveau. Le dépointage 2D n'introduit pas de phénomènes inattendus. On peut représenter également le rayonnement harmonique complet (3D) pour certaines fréquences caractéristiques.

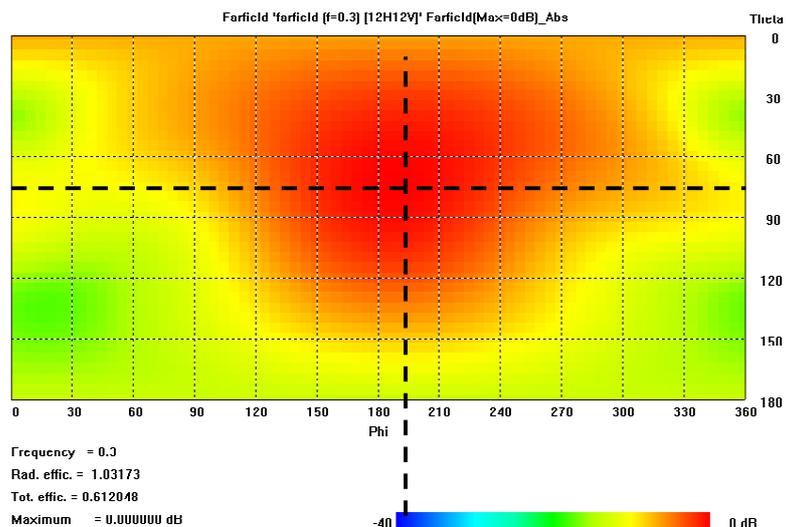


Figure III - 50 : tache de rayonnement harmonique, f=0.3GHz

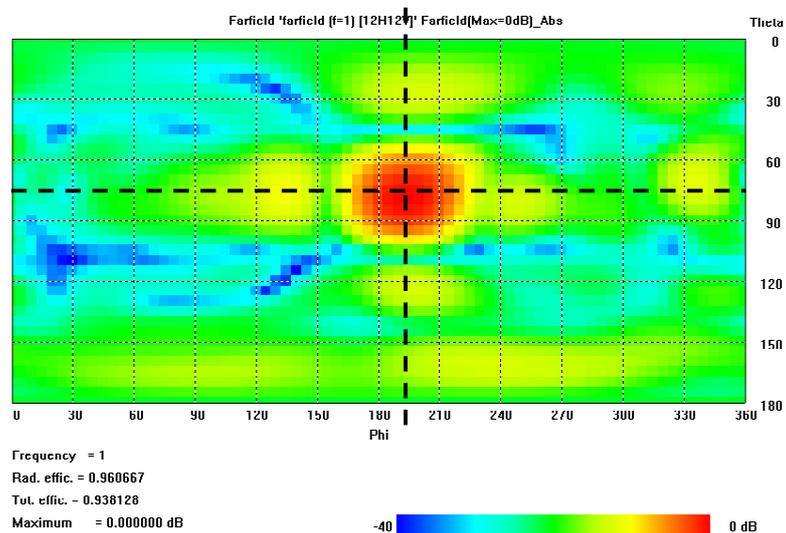


Figure III - 51 : tache de rayonnement harmonique, f=1GHz

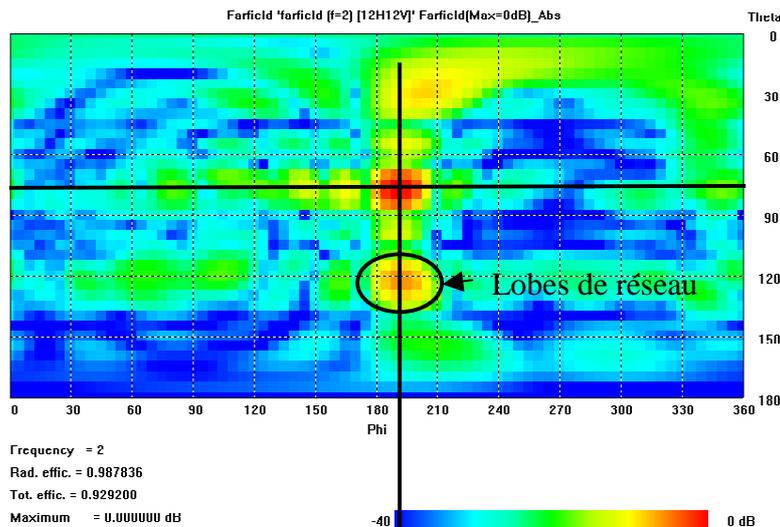


Figure III - 52 : tache de rayonnement harmonique, f=2GHz

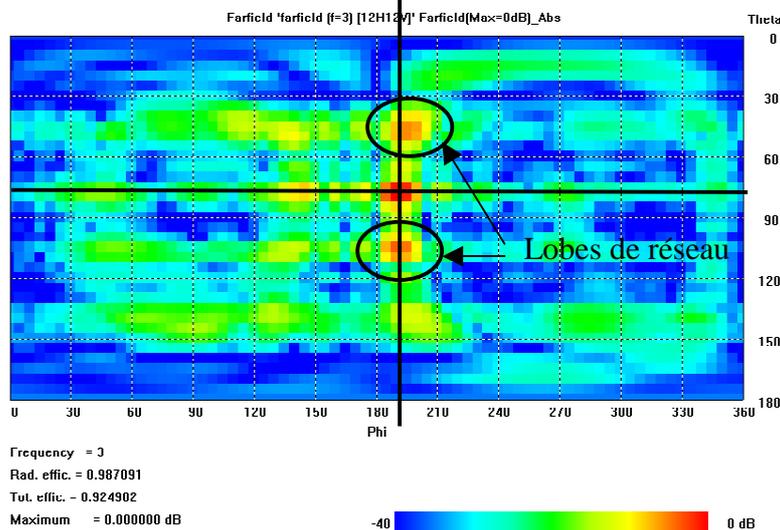


Figure III - 53 : tache de rayonnement harmonique, f=3GHz

Ces taches de rayonnement permettent de vérifier qu'il n'existe pas de rayonnement parasite dans une direction non prévue, dû à la mise en réseau et au dépointage 2D. Les lobes de réseau dans le plan E sont visibles entre 2GHz et 3GHz.

En résumé, il est possible de dépointer avec le réseau :

- Dans le plan horizontal, de -12° à $+12^\circ$
- Dans le plan vertical de -5° à -12°

Pour le dépointage 2D, il est possible de faire n'importe quelle combinaison de dépointage dans les plages données ci-dessus.

IV. Optimisation du rayonnement

IV.1 Diminution du rayonnement arrière

La première méthode envisagée pour diminuer le rayonnement arrière consiste à ajouter un plan de masse arrière. Cependant, le plan de masse doit être de grande dimension pour éviter le contournement des ondes et n'est pas idéal. Ce plan de masse servira de référence en terme de dimensionnement et de performances électromagnétiques dans la suite des travaux et notamment lors de l'étude d'une surface haute impédance de type corrugation (chapitre 1 IV.3).

IV.1.1 Ajout d'un plan de masse

Classiquement, le plan métallique doit au minimum dépasser de la structure d'une demi-longueur d'onde (donc 1 m) [1], cette méthode s'inspire des réflecteurs de type plan. Ceci est incompatible avec la réduction de l'encombrement du réseau.

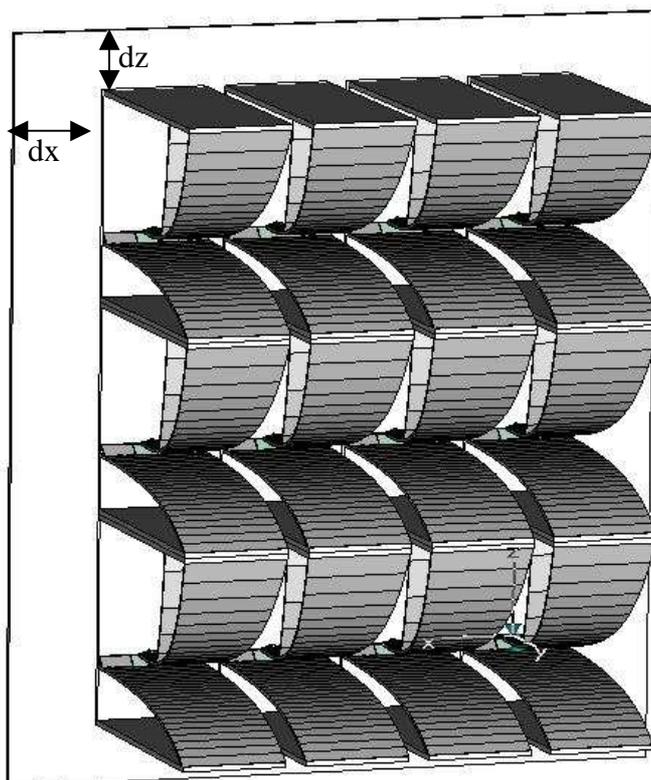


Figure III - 54 : réseau avec plan de masse arrière

Une configuration choisie arbitrairement est testée, $dx=155\text{mm}$ et $dz=105\text{mm}$ soit une hauteur totale de 819mm et une largeur de 770mm . Les rayonnements avant et arrière transitoires sont représentés figure III-55 :

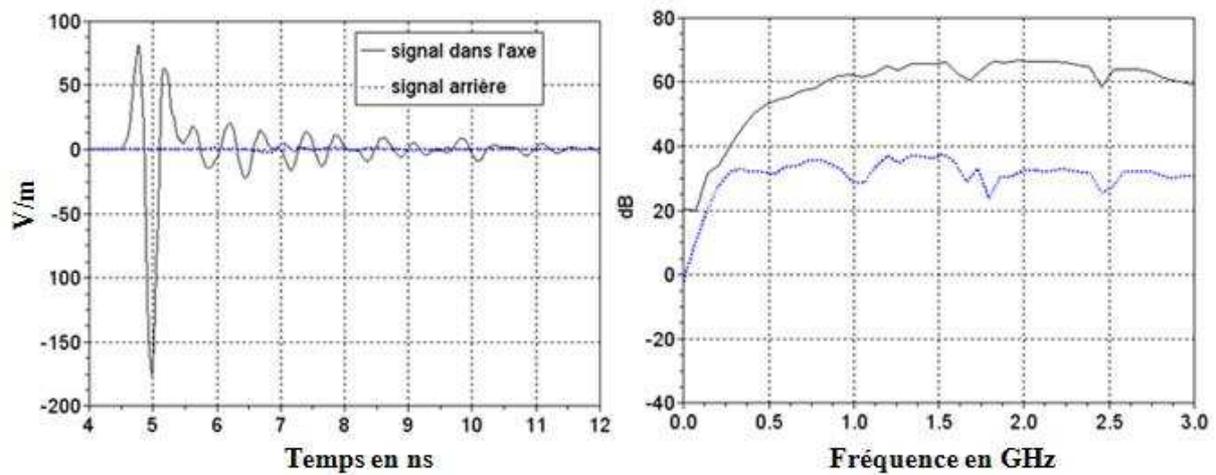


Figure III - 55 : signaux transitoires, dx=155mm et dz=105mm

Le nouveau rapport des signaux crêtes est : $20 * \log_{10} \left(\frac{176.2}{4.8} \right) = 31.3dB$

Malgré ce plan métallique d'assez grandes dimensions, le gain sur le rapport des niveaux crêtes présente peu d'intérêt car l'encombrement est fortement augmenté par cette méthode. Le rapport des niveaux crêtes sans plaque était de 28.3dB.

IV.1.2 Ajout de corrugations

Les corrugations décrites dans le chapitre 1 sont introduites autour du réseau dans le but de réduire le rayonnement arrière.

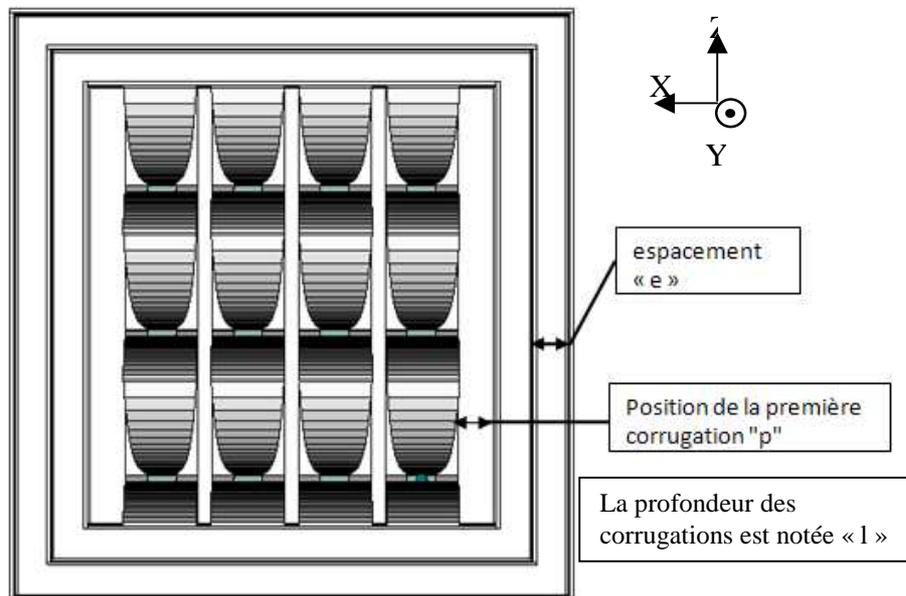


Figure III - 56 : réseau d'antenne et corrugations

L'étude des champs rayonnés par le réseau sans corrugation montre qu'il existe dans la direction X des champs E_z et E_y typiques d'une onde TM H_y se propageant selon X. Les conclusions du chapitre 1 quant au comportement de cette surface d'impédance complexe restent valides.

a) Etude paramétrique, position de la première corrugation

Le dimensionnement des corrugations passe par une étude paramétrique de l'espacement entre les corrugations noté 'e' ainsi que la position notée 'p' de la première corrugation par rapport au réseau. Il sera également vérifié que les corrugations ne détériorent pas le rayonnement dans l'axe. La longueur des corrugations est fixée à la longueur de l'antenne soit 261mm et l'épaisseur du métal à 5mm.

La variable "p" (voir figure III-56) varie de 20mm à 50mm. L'influence des corrugations sur le rayonnement est analysée par rapport au réseau élémentaire (sans les corrugations) sur les graphiques ci-dessous. L'espacement entre les corrugations est, dans un premier temps, arbitrairement fixé à $e=40\text{mm}$, la profondeur des corrugations est notée "l".

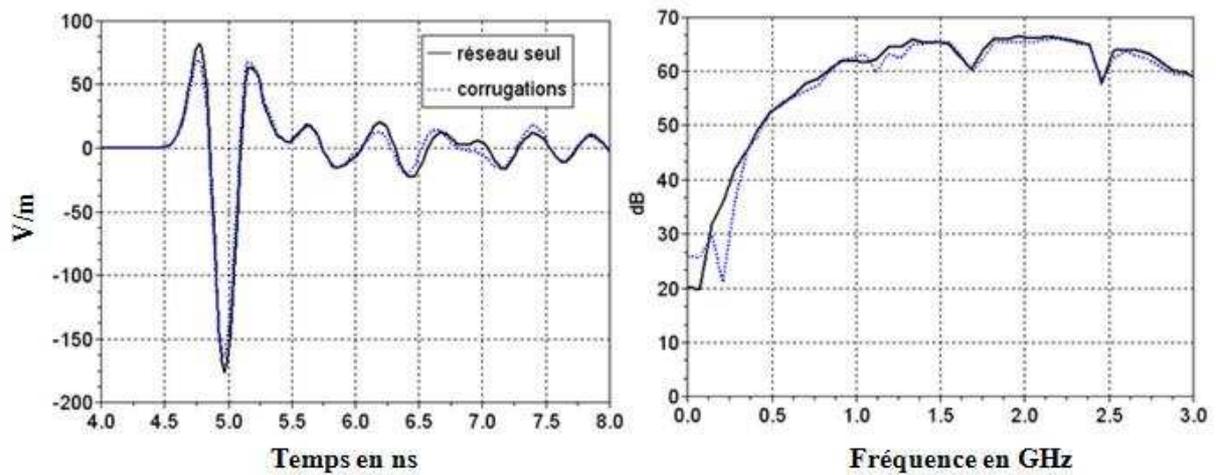


Figure III - 57 : signal dans l'axe, p=20mm

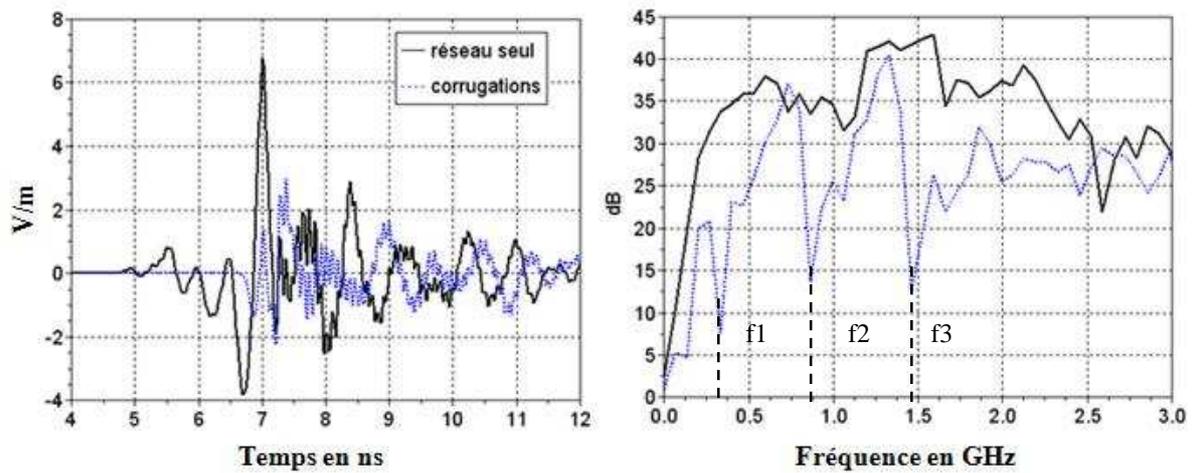


Figure III - 58 : signal arrière, p=20mm

Sur le spectre rayonné vers l'arrière (figures III-58), les fréquences pour lesquelles le rayonnement arrière est minimisé du fait des corrugations sont visibles : $f_1=290\text{MHz}$ ($l=\lambda/4$) comme imposé par la longueur de la corrugation, ensuite quelques multiples $f_2=875\text{MHz}$ ($l=3\lambda/4$) et $f_3=1.5\text{GHz}$ ($l=5\lambda/4$).

Pour rappel, le rapport des niveaux crêtes pour le réseau élémentaire :

$$20 * \log_{10} \left(\frac{176.2}{6.77} \right) = 28.3 \text{ dB}$$

Le rapport des niveaux crêtes pour le réseau avec les corrugations avec $p=20\text{mm}$ est :

$$20 * \log_{10} \left(\frac{163.8}{2.94} \right) = 35 \text{ dB}$$

Le tableau suivant donne les niveaux des champs crêtes avant et arrière et indique le rapport des niveaux crêtes pour toutes les configurations envisagées lors de l'étude paramétrique.

Position "p"	Rapport des niveaux crêtes
Sans corrugation	$20 * \log_{10} \left(\frac{176.2}{6.77} \right) = 28.3 \text{ dB}$
20mm	$20 * \log_{10} \left(\frac{163.8}{2.94} \right) = 35 \text{ dB}$
30mm	$20 * \log_{10} \left(\frac{168.7}{3} \right) = 35 \text{ dB}$
40mm	$20 * \log_{10} \left(\frac{173.2}{3.02} \right) = 35.17 \text{ dB}$
50mm	$20 * \log_{10} \left(\frac{177.2}{3.13} \right) = 35 \text{ dB}$
60mm	$20 * \log_{10} \left(\frac{181.2}{3.2} \right) = 35 \text{ dB}$

Tableau III - 1 : étude paramétrique sur le paramètre "p"

Il apparait que plus on éloigne la première corrugation et plus le signal dans l'axe augmente, cependant on arrive rapidement à une surface importante de corrugation contradictoire avec la miniaturisation. Cette augmentation du rayonnement avant est de toute façon de faible proportion. Quant au rapport avant / arrière il est largement augmenté par l'ajout de corrugations et peu sensible à leur positionnement.

b) Etude paramétrique, espacement entre les corrugations

Ci-dessous, un tableau récapitule les principaux résultats des simulations pour e variant de 20mm à 40mm, la position de la première corrugation étant fixée à p=30mm.

Espacement "e"	Rapport des niveaux crêtes
10mm	$20 * \log_{10}\left(\frac{140}{4.5}\right) = 30 \text{ dB}$
20mm	$20 * \log_{10}\left(\frac{168.7}{3}\right) = 35 \text{ dB}$
30mm	$20 * \log_{10}\left(\frac{168.7}{3}\right) = 35 \text{ dB}$
40mm	$20 * \log_{10}\left(\frac{168.7}{3}\right) = 35 \text{ dB}$
50mm	$20 * \log_{10}\left(\frac{168.6}{3.12}\right) = 34.65 \text{ dB}$

Tableau III - 2 : étude paramétrique sur le paramètre "e"

On constate que l'espacement n'a pas d'influence sur les rapports des niveaux crêtes pour « e » dépassant 20mm, le critère de décision sera donc exclusivement la compacité.

Lors de l'étude sur le dépointage il avait été conclu que le réseau devait dépointer de 10° en vertical pour minimiser les lobes de réseau. On constate sur l'étude paramétrique des corrugations une dépendance des niveaux de lobes de réseau vis à vis de l'espacement des corrugations. Ci-dessous sont représentés les diagrammes harmoniques à 3GHz dans le plan E du réseau pour un dépointage de 10° et pour différents espacements « e ».

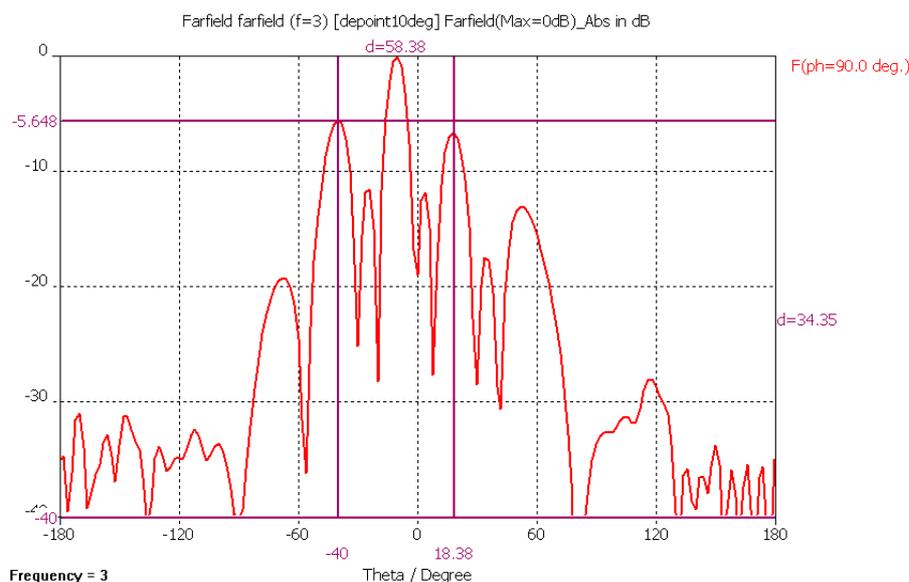


Figure III - 59 : plan E, f=3GHz, e=10mm

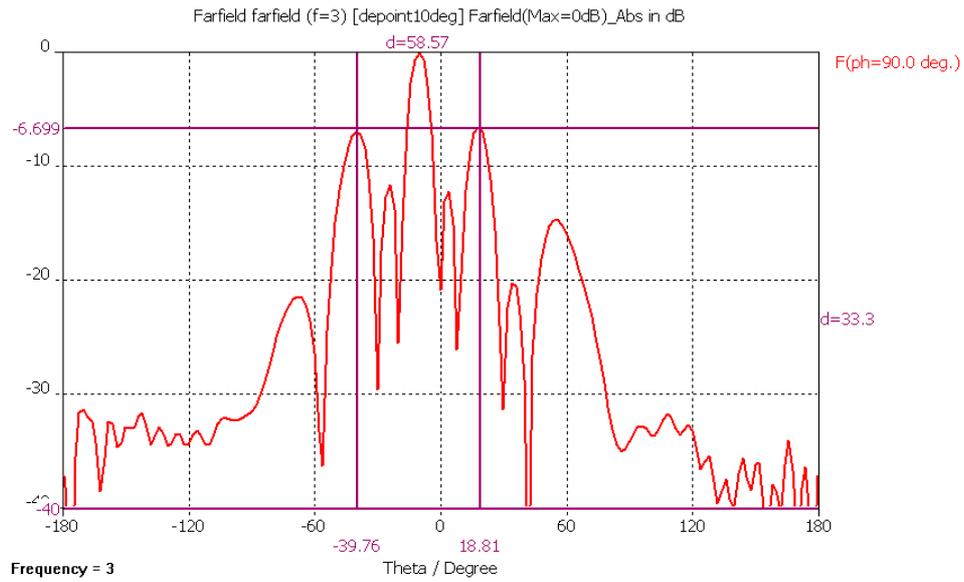


Figure III - 60 : plan E, f=3GHz, e=20mm

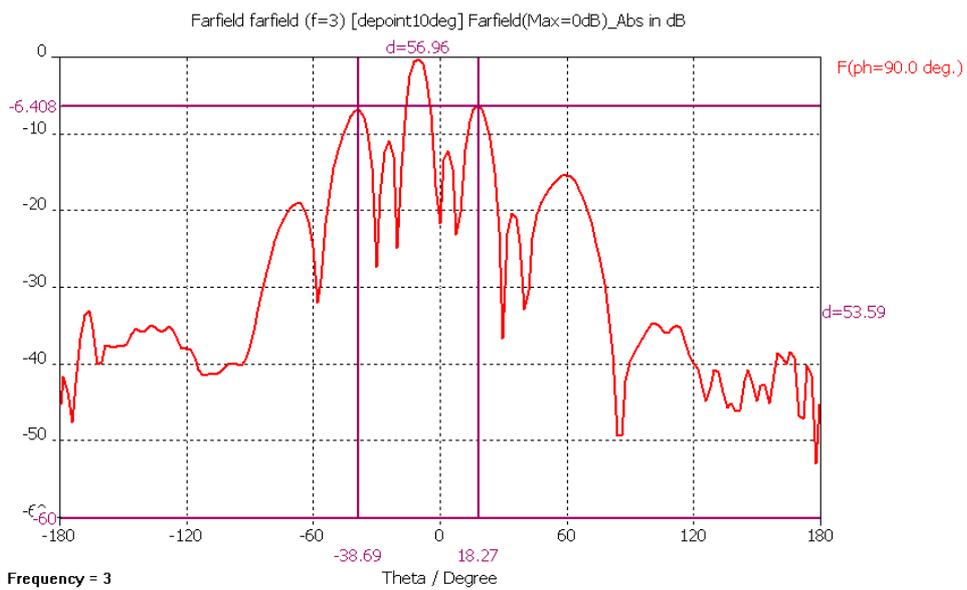


Figure III - 61 : plan E, f=3GHz, e=30mm

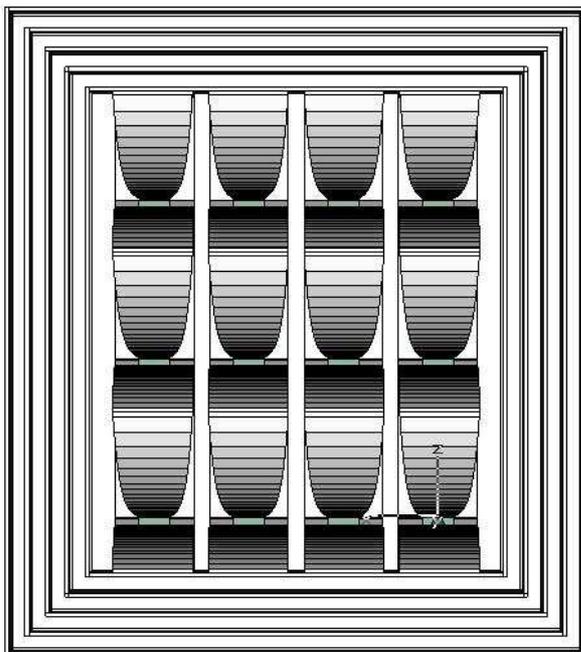
D'un point de vue lobe de réseau, la meilleure solution est obtenue pour un espacement de 20mm entre les corrugations. De plus, c'est aussi dans cette configuration que les corrugations sont les moins volumineuses.

c) Etude paramétrique, le nombre de corrugations

Dans les deux études paramétriques précédentes, seuls l'espacement et la position de la première corrugation ont été modifiés. Il reste la possibilité d'augmenter le nombre de corrugations et de faire varier leurs longueurs.

Il n'y a aucun intérêt à augmenter la longueur des corrugations, en effet une fréquence de coupure plus basse est inutile car le spectre d'alimentation est négligeable en dessous des 250MHz. Ce qui peut être testé est la juxtaposition de deux corrugations de taille différente pour tenter d'entrelacer des fréquences où le rayonnement est minimisé et ainsi détruire le front de montée du signal arrière.

- Tout d'abord une première simulation porte sur l'augmentation du nombre de corrugations, la figure suivante montre le réseau entouré de 2 séries de corrugations de même profondeur.



L'espacement entre les corrugations est fixé à 20mm et la distance par rapport à la 1ère corrugation est de 30mm.

Figure III - 62 : réseau d'antennes avec 2 paires de corrugations

Ci-dessous le relevé des signaux transitoires avant et arrière avec 1 ou 2 séries de corrugations :

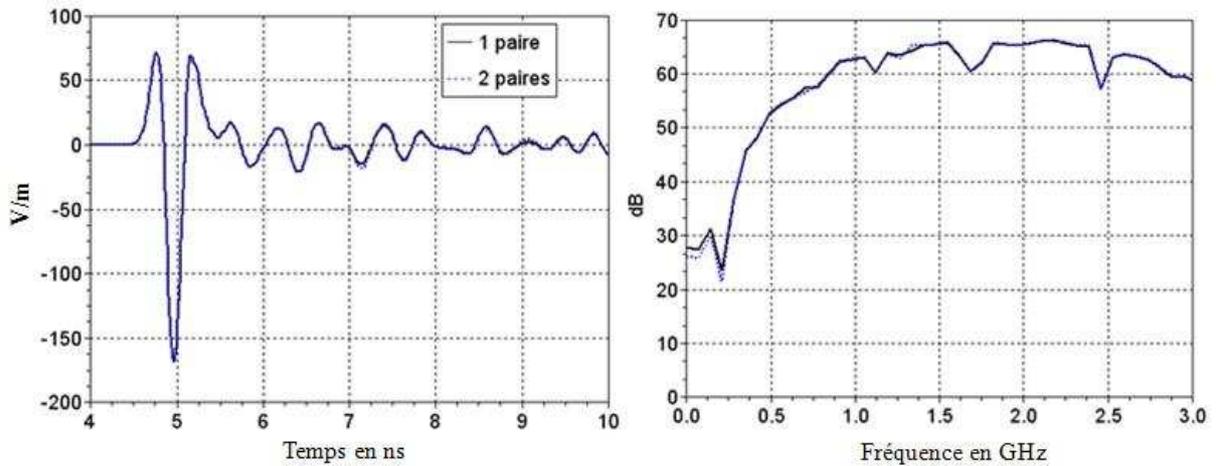


Figure III - 63 : signal dans l'axe pour 1&2 paires de corrugations

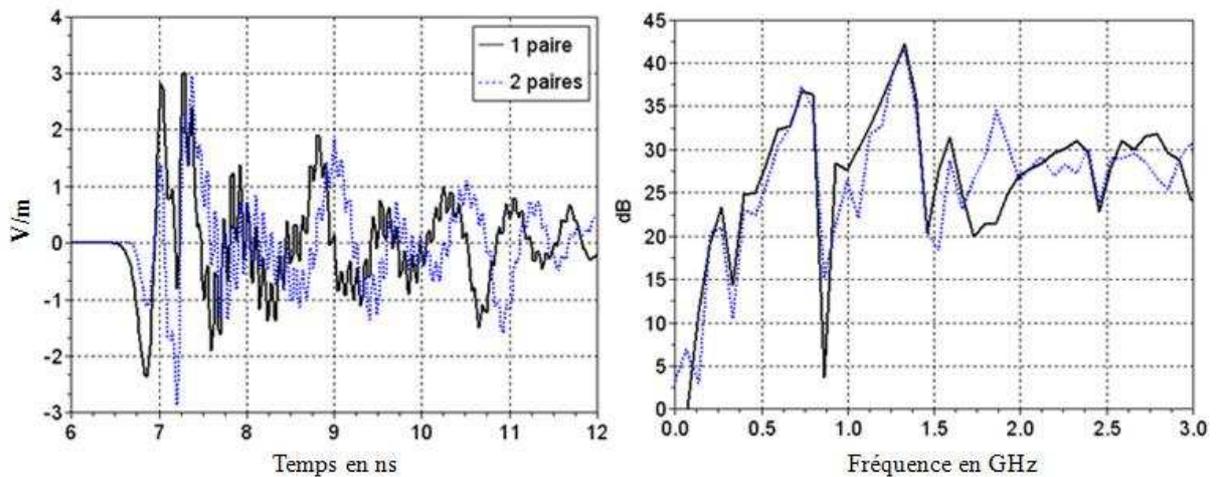


Figure III - 64 : signal vers l'arrière pour 1&2 paires de corrugations

Le nouveau rapport des niveaux crêtes : $20 * \log_{10} \left(\frac{168.7}{2.96} \right) = 35.1 \text{ dB}$

La figure III-64 ne montre aucun apport sur le transitoire arrière, dans le domaine harmonique, le 1er pic aux alentours de 300MHz est plus atténué avec les 2 corrugations mais pour les autres fréquences aucune amélioration n'est apportée. Il n'est donc pas nécessaire de rajouter des corrugations, de plus la taille du réseau complet a fortement augmenté.

- La prochaine simulation traite du cas où les corrugations sont de longueurs différentes.

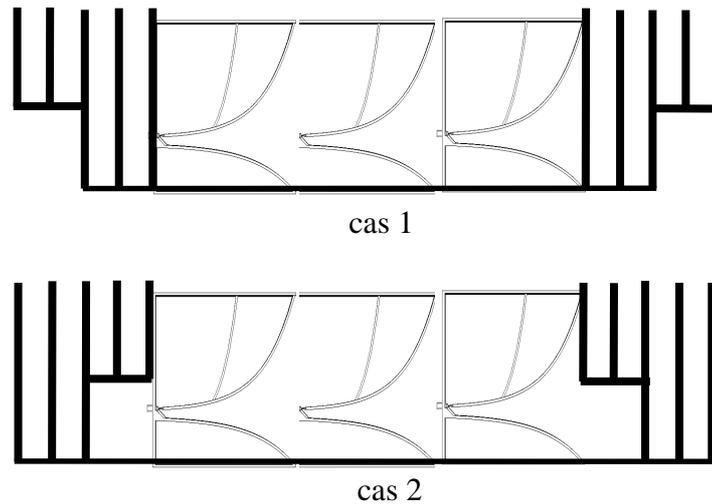


Figure III - 65 : corrugations de longueurs différentes (vue en coupe)

Les longueurs des corrugations les plus courtes sont dimensionnées de façon à réduire le rayonnement à 600MHz, soit une longueur de 125mm et les plus longues restent de longueur égale à 261mm.

Les résultats du cas 1 sont présentés sur les rayonnements transitoires suivants :

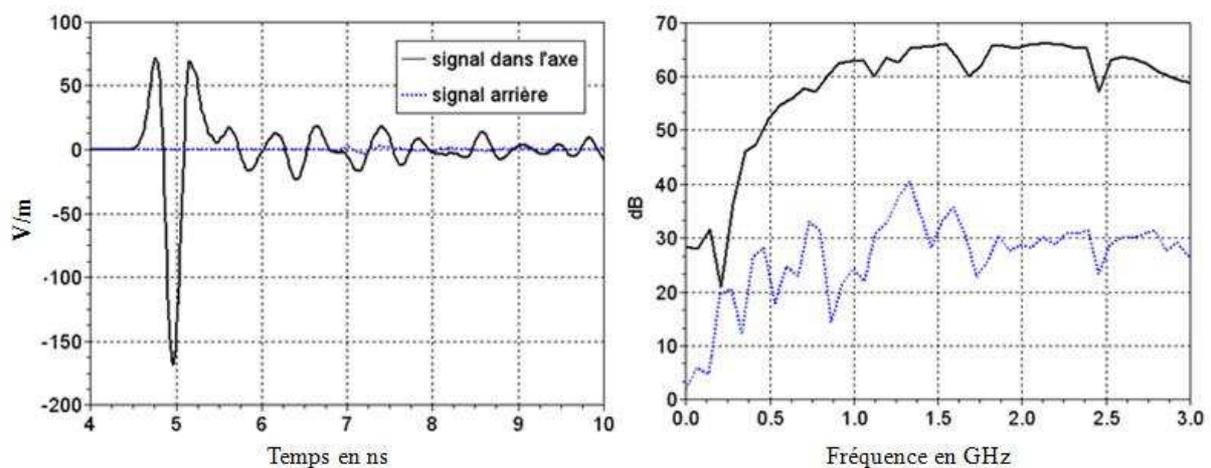


Figure III - 66 : signaux transitoires, corrugations de longueurs différentes cas 1

Le rapport des niveaux crêtes est : $20 * \log_{10} \left(\frac{168.7}{3.82} \right) = 32.9 \text{ dB}$,

L'ajout d'une deuxième paire de corrugations de longueur différente nuit à l'efficacité de celles-ci puisque le rayonnement arrière est augmenté.

Les résultats du cas 2 sont également représentés figure suivante :

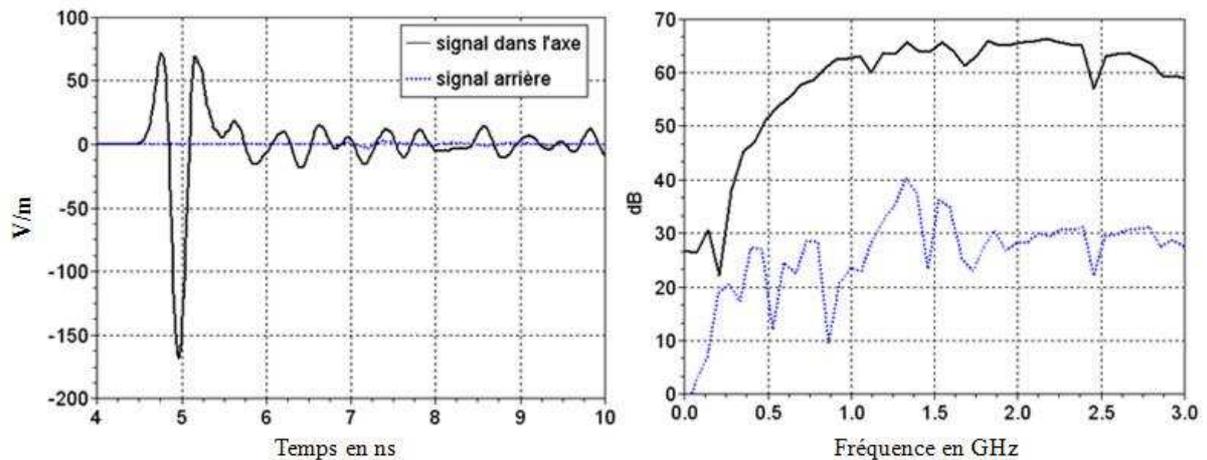


Figure III - 67 : signaux transitoires, corrugations de longueurs différentes cas 2

Le rapport des niveaux crêtes est : $20 * \log_{10} \left(\frac{168.7}{3.74} \right) = 33.1 \text{ dB}$, valeur très proche de la configuration précédente.

Augmenter le nombre de corrugations ou mettre plusieurs longueurs différentes n'améliorent pas le rayonnement arrière et augmentent le volume total du réseau d'antennes. Cette évolution n'est pas retenue pour le réseau final.

d) Conclusion des études paramétriques

Comme configuration finale, une distance $p=30\text{mm}$ a été retenue afin d'avoir un signal suffisamment fort dans l'axe tout en gardant un encombrement réduit, et un espacement de $e=20\text{mm}$ entre corrugations. Ce qui conduit à des distances $dx=85\text{mm}$ et $dz=55\text{mm}$ pour un rapport de niveaux crêtes de 35dB. L'exemple de plan métallique de dimensions supérieures ($dx=155\text{mm}$ et $dz=105\text{mm}$) ne donnait un rapport que de 31dB. L'amélioration apportée par les corrugations est indéniable en termes de rapport des niveaux crêtes des rayonnements transitoires.

IV.2 Perspectives d'évolution du réseau

IV.1.1 Autres paramètres d'optimisation

Dans le cadre de ces travaux, le réseau est alimenté par des générateurs optoélectroniques (voir chapitre 1 & 4). La solution retenue pour générer les retards est un système matriciel pour lequel, les retards entre antennes ne sont pas indépendants. Dans la suite de ce chapitre traitant des perspectives d'évolution du réseau d'antennes, on suppose que les 12 sources sont totalement indépendantes. De même l'espacement inter-antennes n'est plus considéré fixe mais variable.

Devant le nombre de paramètres disponibles et dans le but de minimiser le temps de recherche d'une solution optimale il a été utilisé un outil de calcul scientifique (scilab). Dans un premier temps, les diagrammes de rayonnement sont calculés en s'appuyant sur le principe de calcul du champ lointain exposé dans le chapitre I eq I-21. Puis, dans un deuxième temps, le choix s'est porté sur un algorithme d'optimisation par essais particulières pour deux raisons :

- Il trouve une solution quelles que soient les conditions de départ
- Il permet de résoudre tout type de système (linéaire ou non)

IV.1.2 Présentation de l'algorithme PSO

On présente dans cette partie un algorithme d'optimisation par essais particulières [2][3] (appelé Particle Swarm Optimization en anglais). Cet algorithme s'inspire du monde du vivant et plus particulièrement des déplacements de groupe (essaims d'abeilles par exemple). Cette méthode d'optimisation se base sur la collaboration entre individus (aussi appelés particules ou agents). On arrive ainsi à une auto-organisation des particules. Grâce à des règles de déplacement très simples dans l'espace des solutions, les particules peuvent converger progressivement vers une solution locale. Cet algorithme peut être appliqué sur les phases (ou retards), amplitudes et distances entre les antennes d'émissions afin de réduire les lobes de réseau.

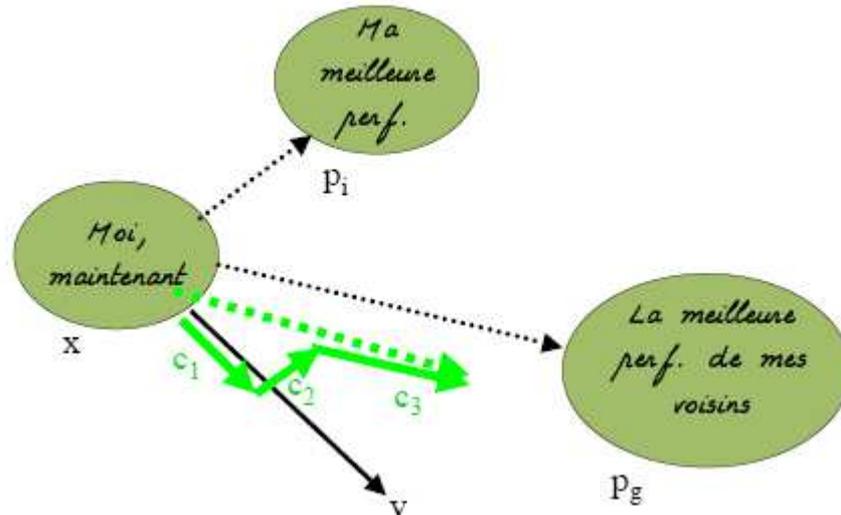


Figure III - 68 : schéma de principe de l'algorithme PSO

Le principe de fonctionnement :

Au départ l'essaim de particules est réparti au hasard dans l'espace de recherche (espace de solution), chaque particule possède également une vitesse propre aléatoire.

- chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante).
- chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères (se compare à ses voisines) et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- à chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence avec toujours une part aléatoire.

Le formalisme mathématique utilisé est le suivant :

$$V_{n+1} = w * V_n + c_1 * (P_i - X_n) + c_2 * (P_g - X_n)$$

$$X_{n+1} = X_n + V_{n+1}$$

c_1 et c_2 représentent deux variables aléatoires

w le paramètre de vitesse de convergence

X_n est une matrice comprenant les paramètres solutions appliqués au problème à résoudre

V_n est la vitesse de la particule

P_i représente la meilleure solution de l'itération précédente

P_g représente la meilleure solution trouvée jusqu'à présent

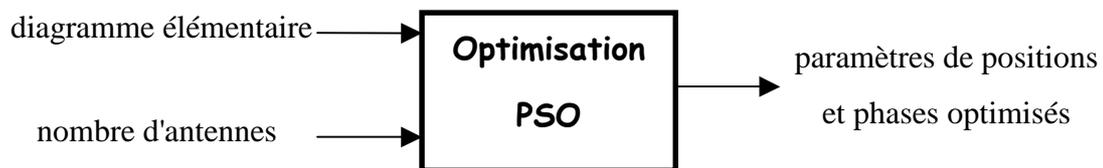
A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse.

Pour ce faire, elle combine linéairement trois informations :

- sa vitesse actuelle
- sa meilleure performance
- la meilleure performance de ses voisines (ses informatrices).

On laisse également une part aléatoire dans le système et une mémoire ; chaque particule se souvient toujours de sa meilleure performance.

Les présentations des résultats préliminaires sont dans le domaine fréquentiel. Deux premiers algorithmes sont développés, un pour l'optimisation de la phase et l'autre pour l'optimisation des positions entre antennes. Un dernier programme combinera les deux optimisations simultanément. L'évolution des phases est limitée dans un espace compris entre 0 et 2π et les positions relatives sont contraintes de telle sorte que la taille totale du réseau n'excède pas 2 fois la taille du réseau lorsque les antennes sont collées.



a) Exemple d'application sur les phases des antennes

L'algorithme a pour objectif de réduire le niveau relatif des lobes de réseau par rapport au lobe principal. Aucune contrainte de niveau n'est demandée, le programme fera "au mieux". On considère dans ce calcul un réseau de 3 antennes en vertical en contact ; le calcul est réalisé pour une fréquence de 3GHz qui est la fréquence la plus critique en terme de lobes de réseau.

La matrice X_n devient dans ce cas particulier la matrice solution comprenant les phases optimisées appliquées aux antennes du réseau et V_n représente la variation de phase en deux essais successifs.

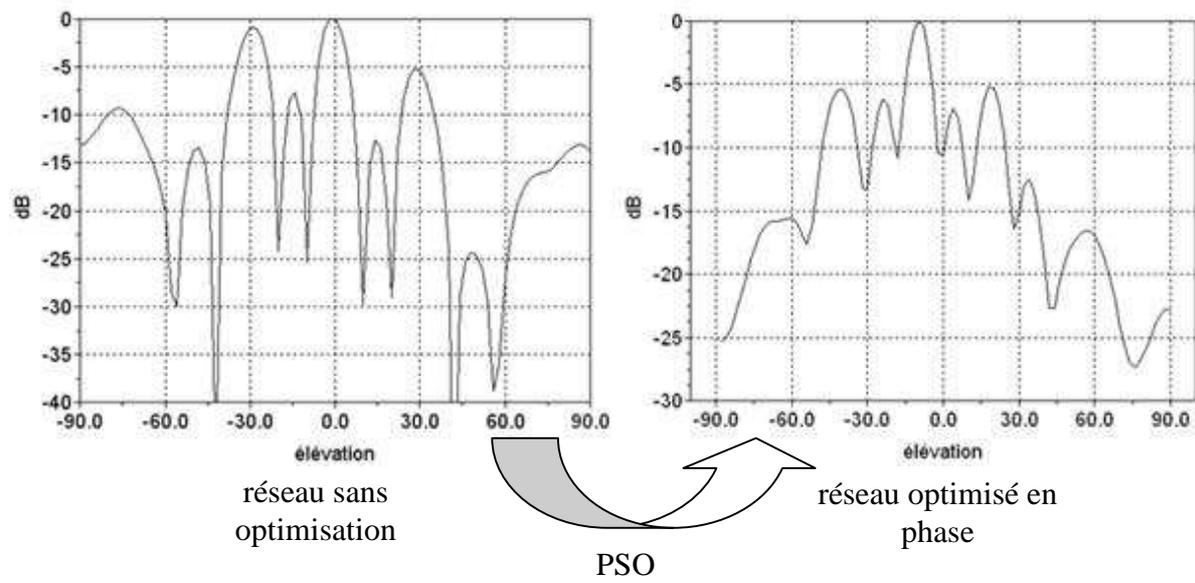


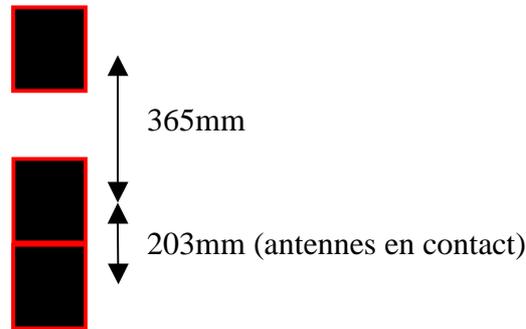
Figure III - 69 : optimisation en phase du diagramme de rayonnement à 3GHz

La solution donnée par l'algorithme ; est intéressante, le rayonnement optimal est obtenue lorsque l'antenne dépointe de 10° . Le constat est identique à celui effectué au cours de la conception du réseau.

b) Exemple d'application sur les distances relatives entre antennes

Les conditions de calculs sont les mêmes que précédemment (3 antennes verticales). Les paramètres à optimiser sont les espacements relatifs.

Le calcul donne le résultat suivant :



Le diagramme de rayonnement pour cette configuration d'espacement est donné figure suivante :

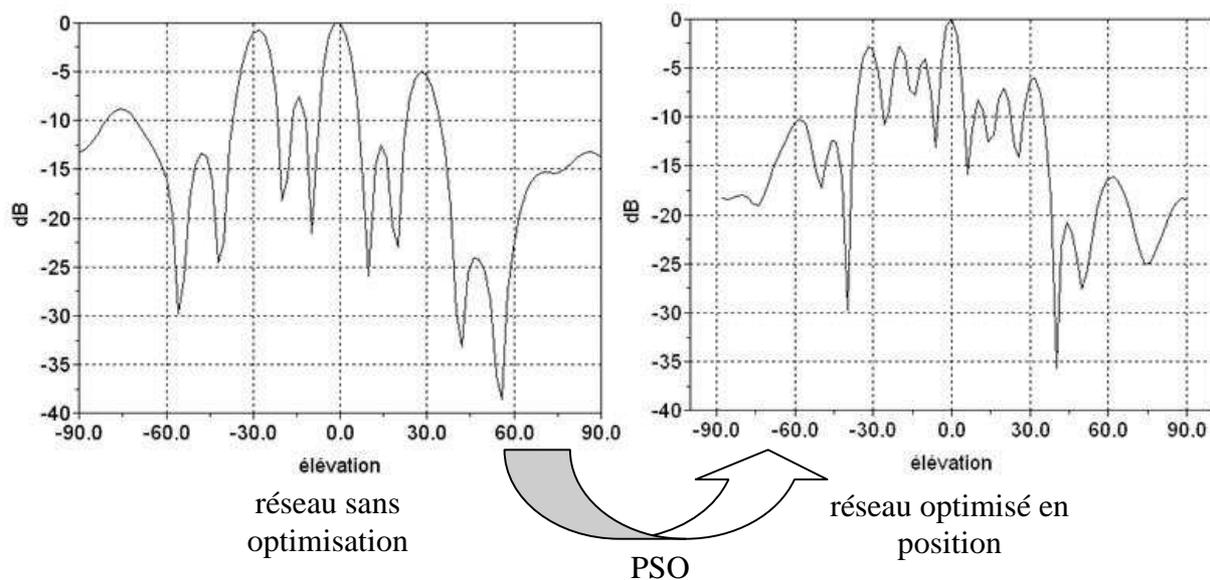


Figure III - 70 : optimisation en position du diagramme de rayonnement à 3GHz

Ce paramètre reste délicat à optimiser, le niveau maximum des lobes de réseau a certes diminué mais par ailleurs le nombre de lobes sur une plage donnée a augmenté. Néanmoins, cette simulation mathématique prouve qu'il y a moyen d'optimiser le réseau avec une distance entre antenne non linéaire.

c) Optimisation simultanée en phase et position

Les étapes précédentes ont permis de valider le code et les critères de convergence. La nouvelle étape consiste en une optimisation simultanée de ces paramètres.

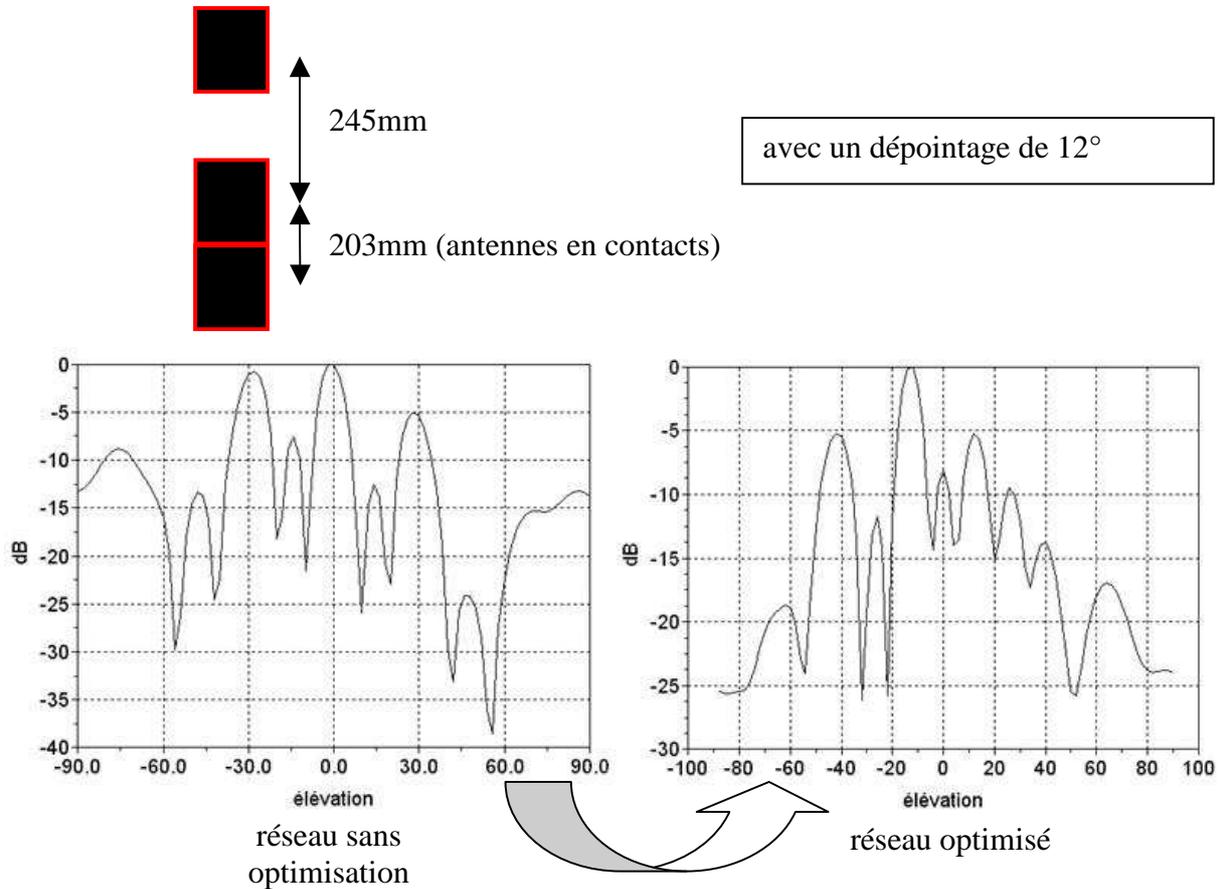


Figure III - 71 : optimisation du réseau en phase et position

La figure III-71 montre des lobes de réseau inférieurs à -5dB. Aucune solution plus performante n'a été trouvée. Cette méthode est performante dans la prise de décision automatique pour optimiser un réseau avec un nombre d'antennes élémentaires données.

IV.1.3 Evolution du code

Les exemples montrés précédemment sont réalisés dans le domaine fréquentiel. Par la suite il serait préférable de modifier le code pour qu'il puisse prendre en compte l'optimisation du réseau directement dans le domaine temporel. Pour réaliser un diagramme temporel il faut autant de fonctions de transfert que d'angles d'analyses, voir chapitre 1, eqI-10 et eqI-26 (soit 91 fichiers pour une analyse entre -90° et 90° avec un pas de 2°) ceci implique une utilisation plus importante de ressources mémoires. Les critères sont également plus difficiles à mettre en oeuvre, largeur de la tache temporelle à mi-amplitude, temps de groupe...

Une dernière évolution du code pourrait être la possibilité de choisir l'architecture d'un réseau 2D pour un angle de dépointage donné et pour des performances transitoires fixées.

Bibliographie chapitre 3

- [1] J.D. Kraus, R.J. Marhefka, *"Antennas for All Applications"*, third edition Mc Graw Hill 2002, p349-352.
- [2] C.A. Balanis, *"Modern antenna handbook"*, Wiley publication, 2008.
- [3] Nanbo Jin, Y.Rahmat-Samii, *"advances in particle swarm optimization for antenna designs: real-number, binary, single objective and multiobjective implementations"*, IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 55, n°3, March 2003.

Chapitre 4 : Caractérisation d'un démonstrateur Radar ; réseau d'antennes et générateurs optoélectroniques

I. Présentation du démonstrateur

Le démonstrateur est composé de deux parties bien distinctes : la partie rayonnante (réseau d'antennes) étudiée dans ce mémoire, et une partie optique développée par l'équipe Photonique. Le synoptique du démonstrateur est donné ci-dessous :

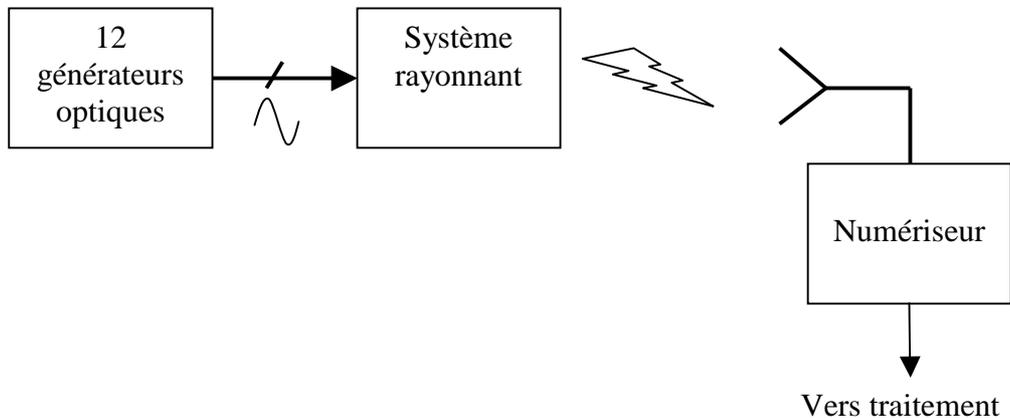


Figure IV - 1 : schéma synoptique du démonstrateur

Les générateurs optiques délivrent 12 impulsions de type monocycle aux douze antennes constituant le Radar. Le signal rayonné est reçu par une antenne de réception (antenne Valentine dans le cas de notre étude) puis numérisé et enfin traité à postériori.

Ce chapitre commence par une description du principe de génération d'une impulsion à valeur moyenne nulle et de la partie optique complète. Puis le test du démonstrateur complet est présenté.



Figure IV - 2 : réseau d'antenne et antenne de réception (Valentine)

II. Le générateur optoélectronique

II.1 Principe de génération de l'impulsion à valeur moyenne nulle

Le schéma de principe permettant la génération d'une impulsion de type monocycle est représenté dans la figure IV-3, il repose sur la décharge d'une ligne de propagation délimitée par deux photoconducteurs. Ce générateur a été conçu et réalisé par l'équipe XLIM-Photonique.

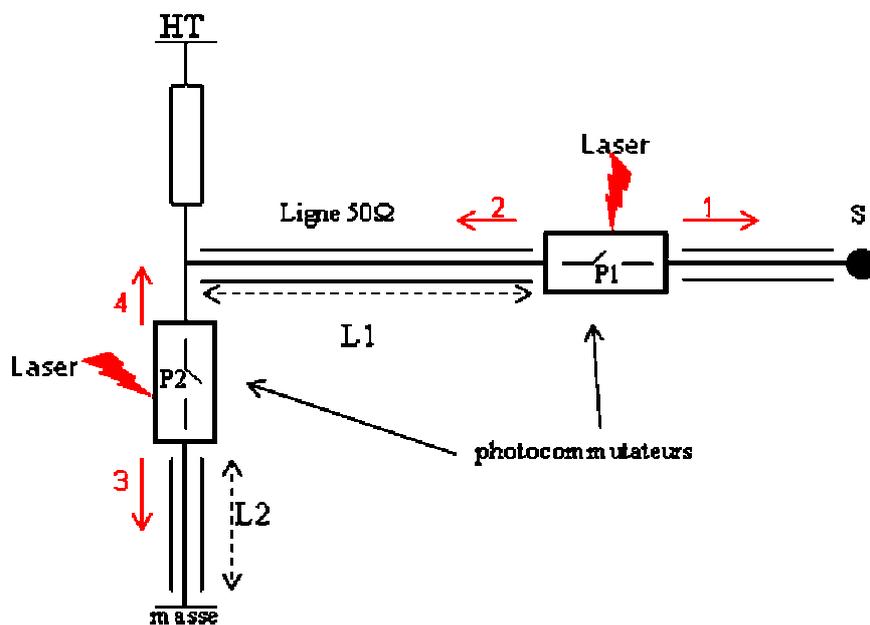


Figure IV - 3 : principe de génération de l'impulsion à valeur moyenne nulle

Dans un premier temps la longueur $L2$ est considérée nulle. L'illumination simultanée des deux photo-commutateurs génère quatre impulsions :

- L'impulsion positive 1 est générée en sortie du photocommutateur P1 et se propage vers la sortie S.
- L'impulsion négative 2 est générée par P1 se propage vers P2, le traverse, puis se réfléchit après avoir subi un changement de polarité sur le court circuit.
- L'impulsion positive 3 est générée en sortie de P2, se réfléchit sur le court circuit en subissant un changement de polarité et se propage vers la sortie S.
- L'impulsion positive 4 est générée par P2. Elle se propage vers la sortie S en traversant P1.

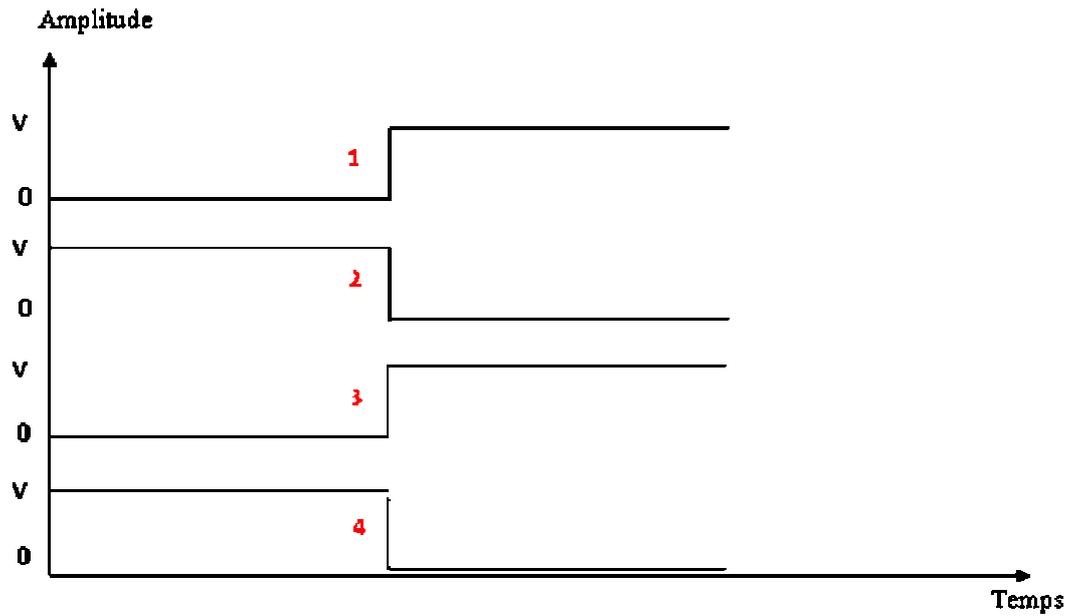


Figure IV - 4 : impulsions générées en extrémités des photocommutateurs

Ces quatre impulsions se retrouvent sur la sortie S. Leur superposition, en fonction de la distance $L1$, donne l'impulsion de type monocycle suivante (figure IV-4) :

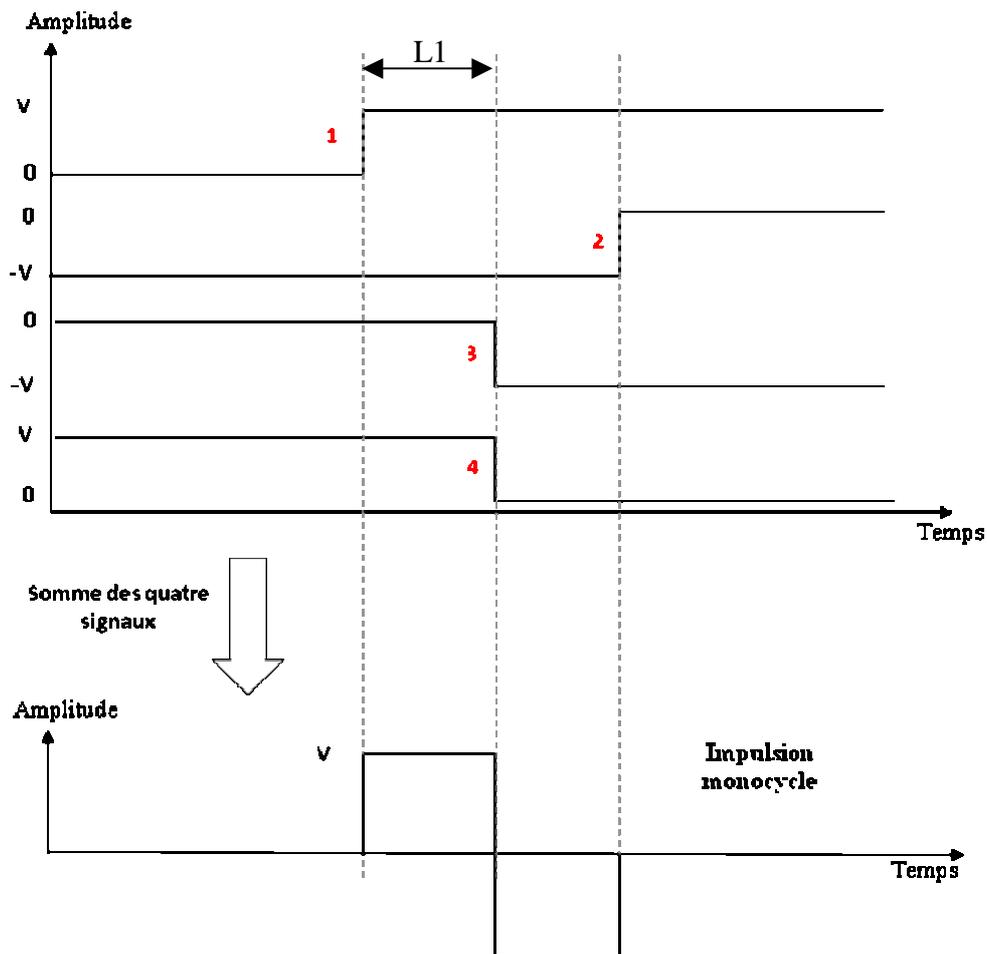


Figure IV - 5 : impulsions générées sur la sortie S

L'écart entre les deux semi-conducteurs (L1) fixe la durée du cycle et donc la fréquence centrale du spectre. La distance L2 entre la masse et le premier semi-conducteur fixe le retard entre les impulsions négative et positive. Cela entraîne une modification de l'équilibre de l'impulsion et donc le centre du spectre lié à l'impulsion. De plus il est théoriquement possible de déclencher les photocommutateurs indépendamment, ce qui donne les mêmes possibilités que la modification des longueurs L1 et L2 (figure IV-6).

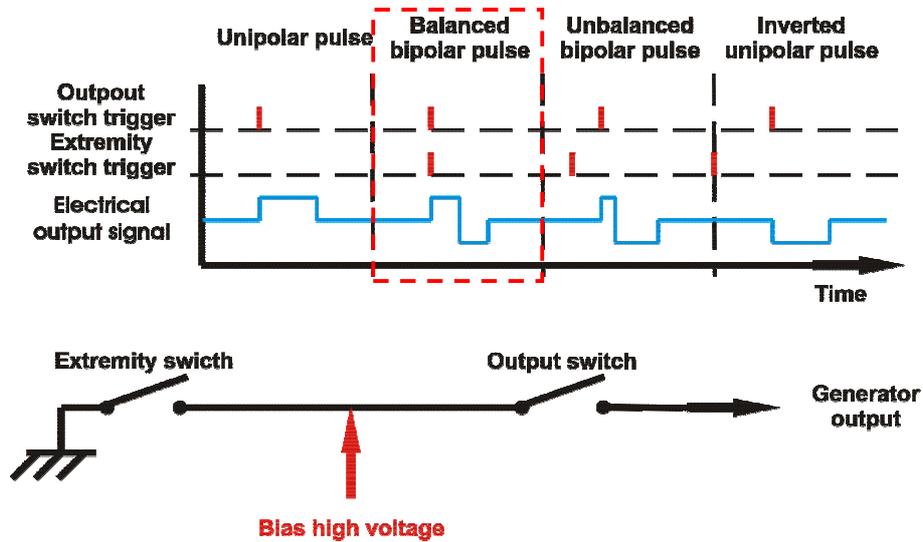


Figure IV - 6 : possibilité de contrôle de l'impulsion générée

Sur le démonstrateur les deux photoswitch composant une source sont déclenchés simultanément (Balanced bipolar pulse figure IV-6). La longueur L2 est nulle également pour pouvoir générer un monocycle.

La réalisation de trois sources est donnée figure IV-7 :

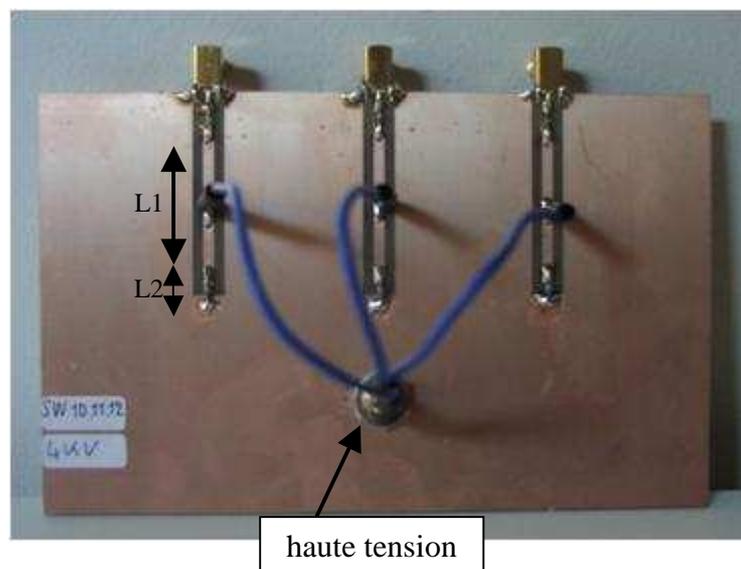


Figure IV - 7 : réalisation de 3 sources

Pour chaque alimentation, la ligne est polarisée avec une haute tension de 2kV.

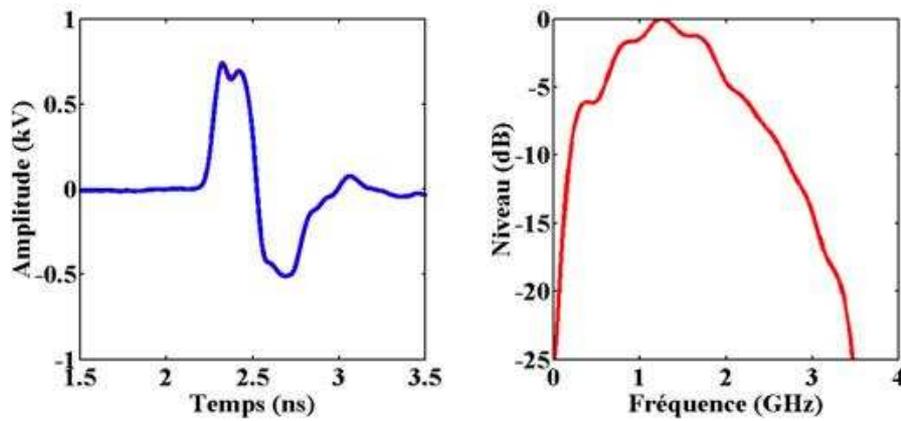


Figure IV - 8 : tension et spectre générés par une source

La durée moyenne du signal est d'environ 628ps et le temps de variation crête à crête de l'ordre de 185ps. La tension crête à crête générée est de l'ordre de 1500V. Le spectre à -20dB couvre bien la plage 300MHz - 3GHz.

II.2 Gestion des retards

Dans le chapitre 3, il a été exposé que dans un souci de compacité, un système de retard matriciel sera mis en place pour réduire le nombre de lignes à retard. Le principe est exposé ci-dessous :

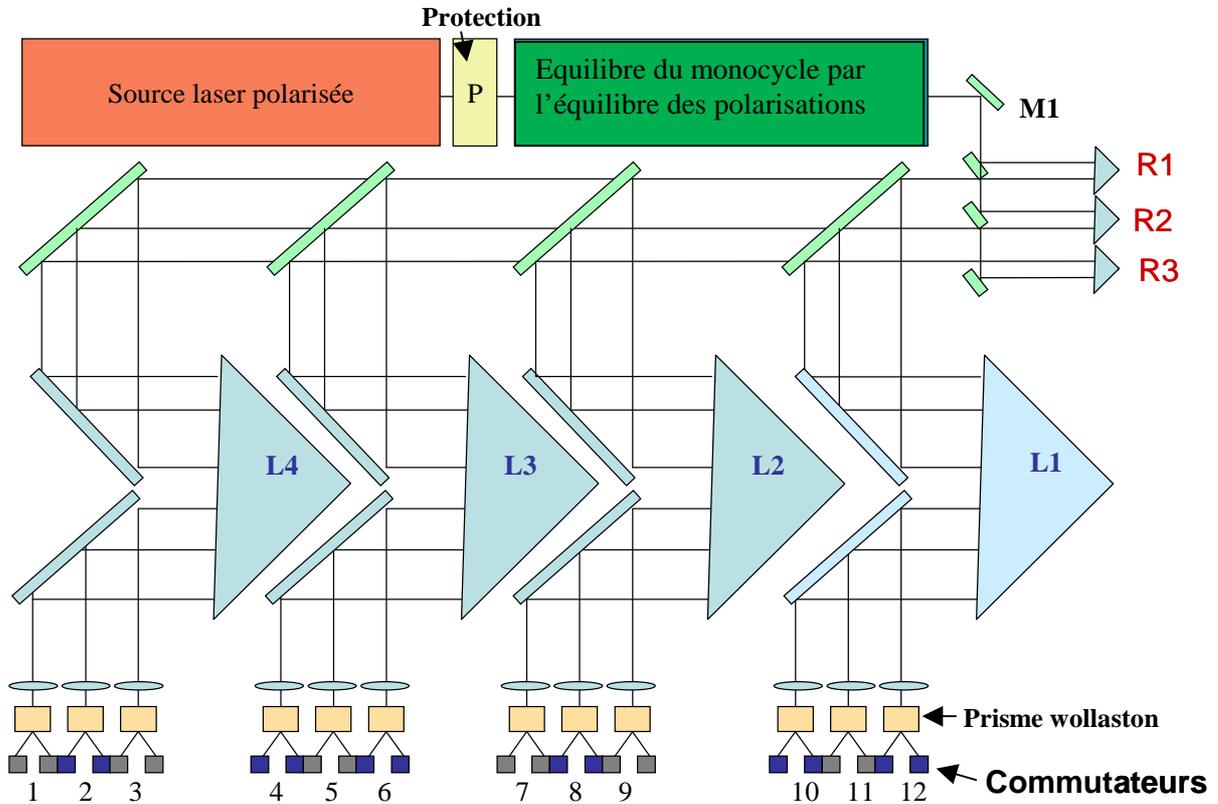


Figure IV - 9 : schéma de principe de la gestion des retards

Les 3 lignes à retards R1, R2, R3 gèrent les retards des 3 antennes en vertical du réseau. Les 4 lignes L1, L2, L3, L4 quant à elles servent aux retards des antennes horizontales. Chaque source reçoit donc pour la configuration ci-dessus un retard fixé par la ligne à retard (tableau IV-1) :

Numéro de source	Lignes à retards correspondantes
1	L4+R3
2	L4+R2
3	L4+R1
4	L3+R3
5	L3+R2
6	L3+R1
7	L2+R3
8	L2+R2
9	L2+R1
10	L1+R3
11	L1+R2
12	L1+R1

Tableau IV - 1 : Lignes à retards en fonction des sources

L'évolution des retards entre antennes voisines étant linéaire, cette méthode convient parfaitement pour un réseau dont les antennes sont disposées linéairement.

L'un des éléments importants dans ce nouveau démonstrateur est l'évolution du profil spectral de l'impulsion rayonnée. Dans notre système, cette opération est réalisée par la gestion de la polarisation. Chaque commutateur est constitué de deux semi-conducteurs : un côté sortie et le second côté entrée. Les semi-conducteurs du côté de l'entrée sont commutés par un état de polarisation tandis que les autres semi-conducteurs sont commutés par l'état de polarisation perpendiculaire. Ainsi il est possible de modifier le contenu spectral de toutes les impulsions rayonnées simultanément et de manière identique en favorisant une polarisation plutôt que l'autre.

II.3 Générateur optoélectronique complet

La photographie ci-dessous présente le système complet des 7 lignes à retards ainsi que les photocommutateurs :

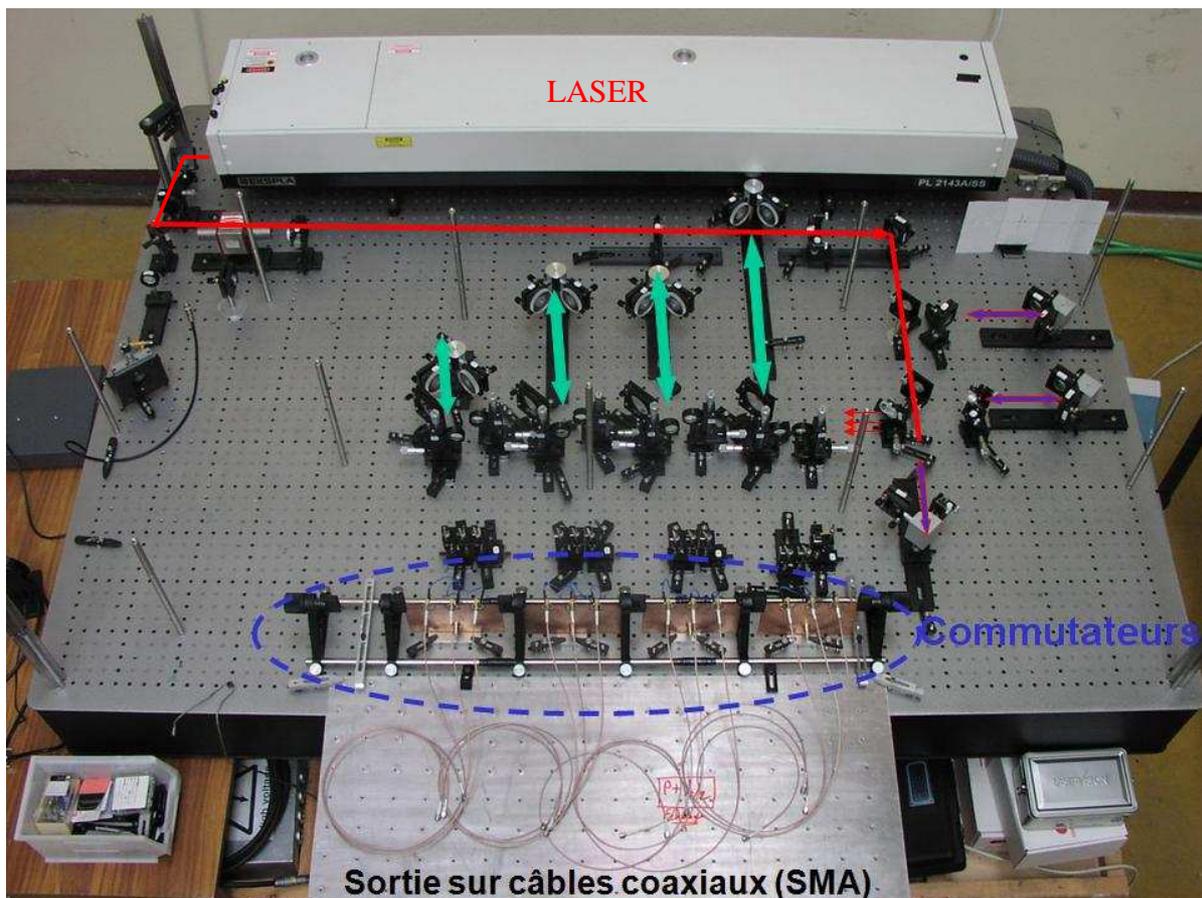


Figure IV - 10 : vue d'ensemble de la table optique

Le LASER utilisé pour l'excitation des photocommutateurs est le LASER PL2143 de la marque EKSPLA. Il permet de générer un faisceau de longueur d'onde de 1064nm, la longueur d'onde retenue pour les excitations. Son énergie peut varier de 0mJ à 30mJ avec une stabilité d'impulsion de 1.5%.

II.3.1 Equilibre du monocycle

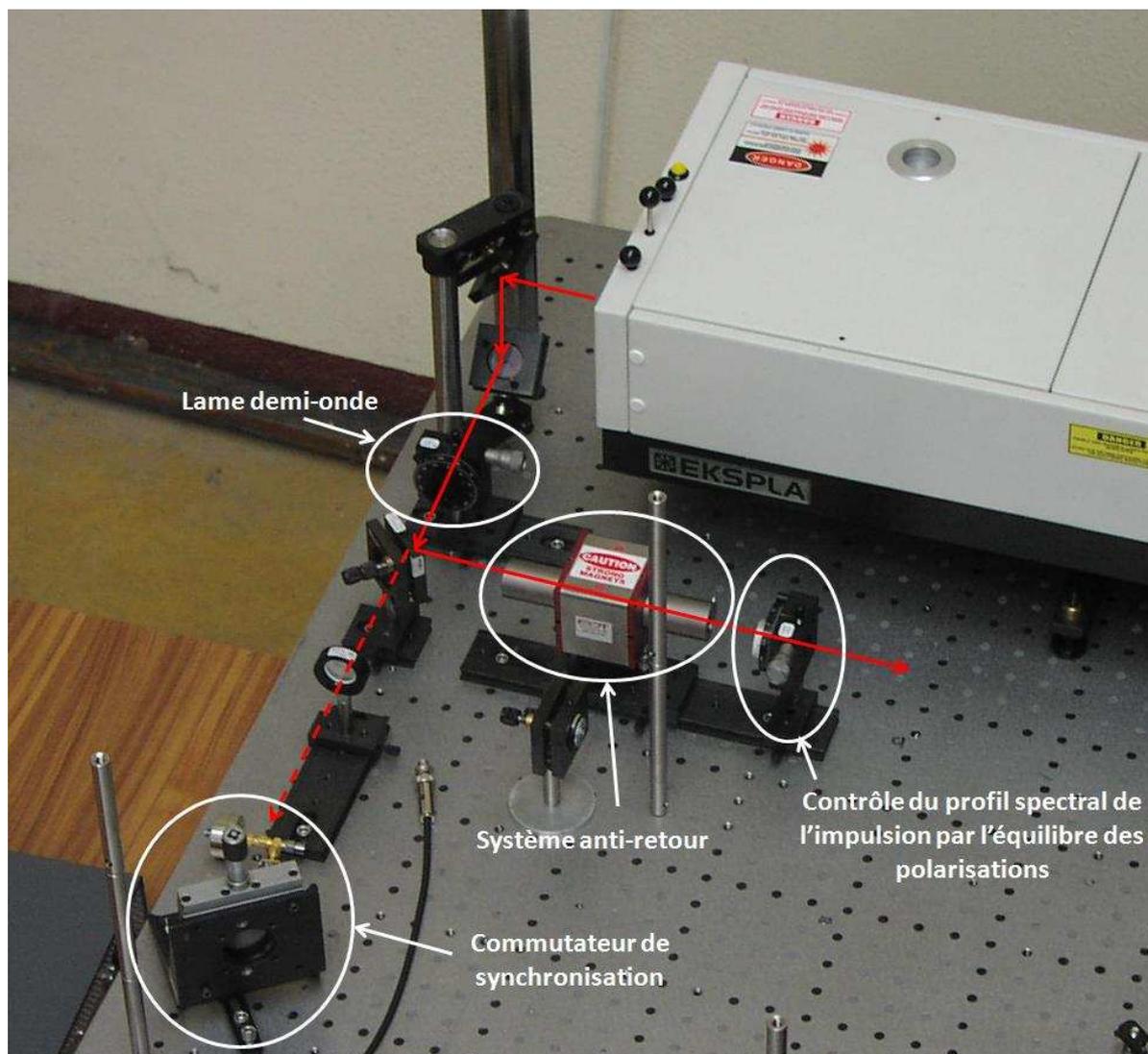


Figure IV - 11 : équilibre du monocycle, protection et synchronisation

Le faisceau polarisé en sortie du LASER est abaissé à l'aide des deux premiers miroirs afin d'être à la hauteur du reste des éléments constituant le générateur. La lame demi-onde tourne la polarisation afin de la rendre compatible avec le système anti-retour servant à protéger le LASER, le faisceau retournant en sens contraire dans le système anti-retour est renvoyé vers une surface absorbante à l'intérieur de celui-ci. La dernière "lentille" permet un contrôle de la polarisation, puisque les 2 photocommutateurs constituant les sources réagissent à 2 polarisations différentes. Ceci permet de contrôler l'énergie apportée à chacun.

Sur la figure IV-11 un photocommutateur est installé afin de synchroniser l'ensemble des acquisitions sur l'oscilloscope numérique. Pour cela il est excité à l'aide d'une infime partie du faisceau de départ.

II.3.2 Les lignes à retards R1, R2, R3

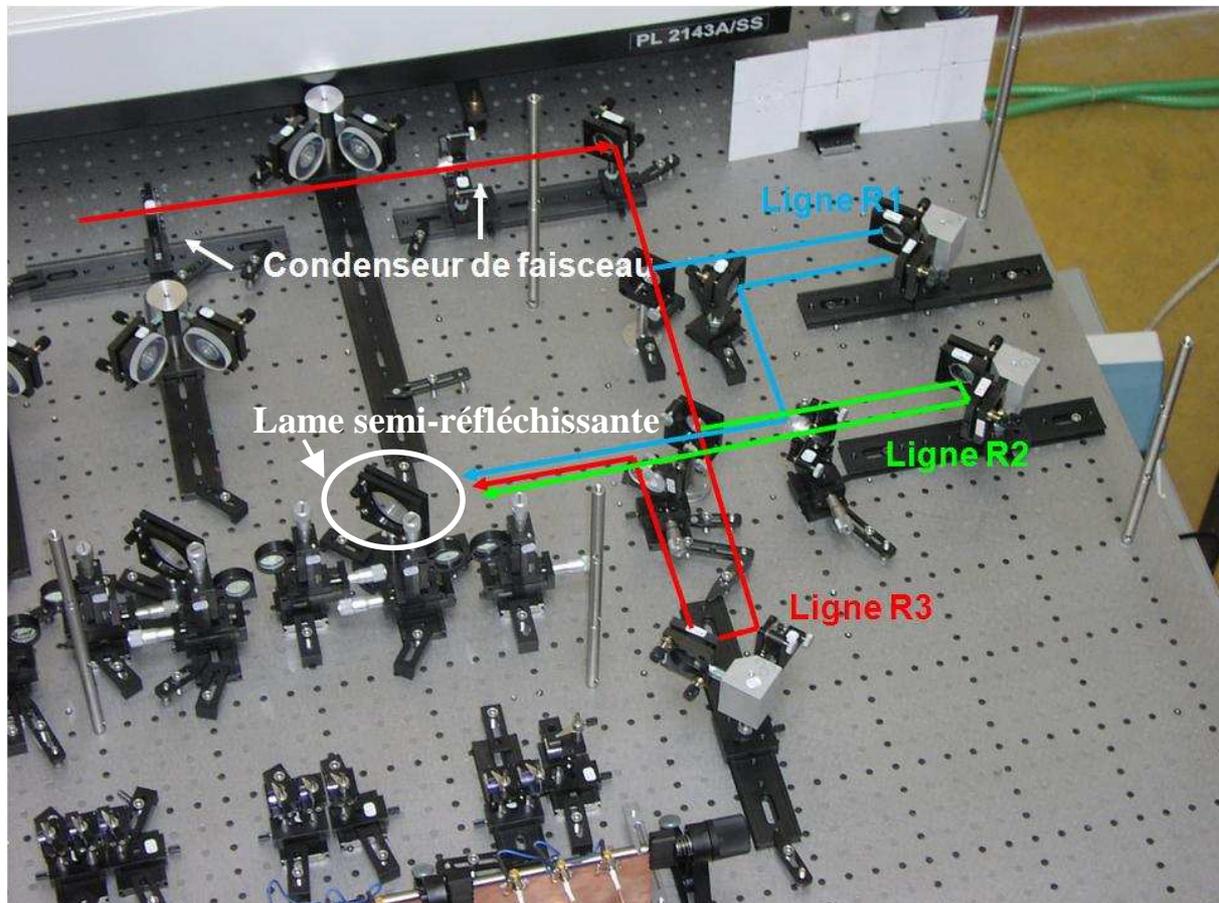


Figure IV - 12 : lignes à retards (R1, R2, R3)

Ces lignes permettent de retarder le faisceau afin de gérer un dépointage vertical du réseau. Le faisceau en sortie provenant du LASER est séparé en 3 sous faisceaux de retards indépendants qui sont ensuite regroupés pour être divisés vers les 4 lignes à retards gérant le dépointage horizontal. Pour un dépointage nul dans le plan vertical les faisceaux doivent arriver au même instant sur la première lame semi-réfléchissante.

II.3.3 Les lignes à retards L1, L2, L3, L4

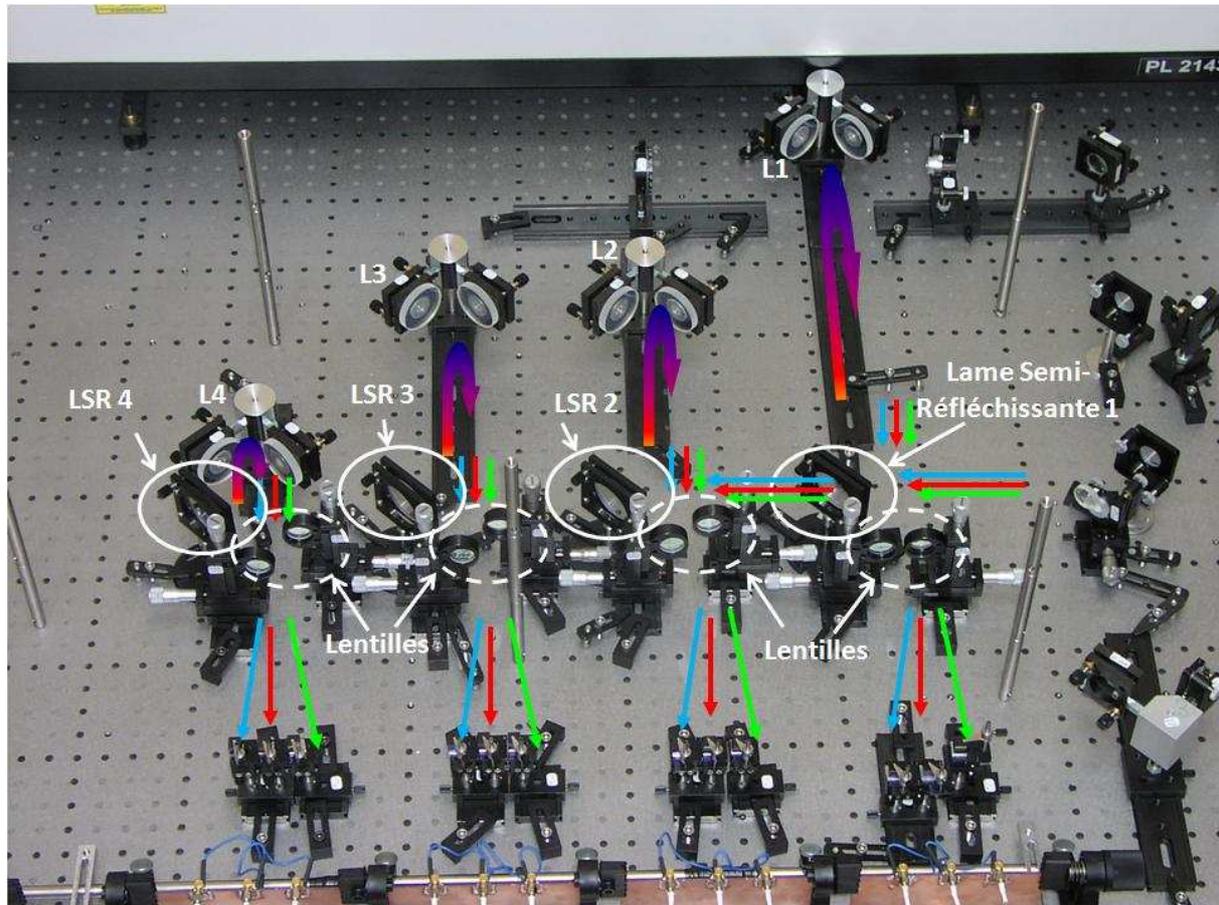


Figure IV - 13 : lignes à retards (L1, L2, L3, L4)

Les 3 faisceaux provenant des retards R arrivent tout d'abord sur une lame Semi-Réfléchissante 1 (LSR1), 1/4 du faisceau est réfléchi vers la ligne à retard L1 ; les 3/4 restant sont transmis à la lame semi-réfléchissante suivante. Au final, chaque ligne à retard reçoit 1/4 de la puissance de départ, ceci implique que les lames semi-réfléchissantes ne soient pas identiques. La première, possède un taux de réflexion de 25%, LSR2 de 33%, LSR3 de 50% et la dernière de 100%.

Les lentilles sont présentes afin de modifier la trajectoire du faisceau et d'éclairer les prismes de Wollaston (son fonctionnement est présenté dans la prochaine partie) présent devant les photocommutateurs. La figure ci-dessous présente une ligne à retard et le fonctionnement des lentilles.

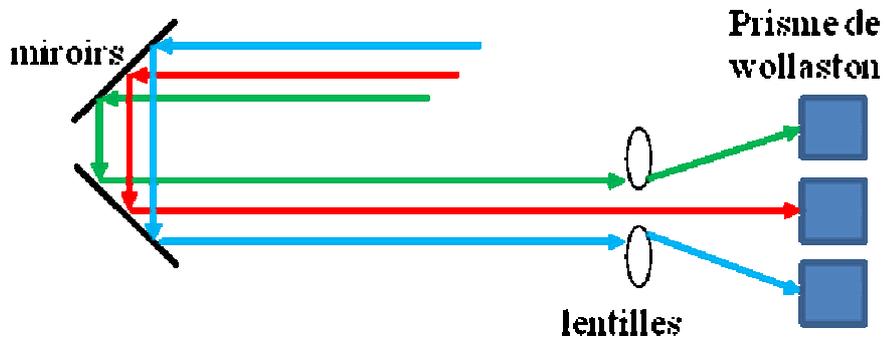


Figure IV - 14 : ligne à retard

Avant les lentilles, les trois faisceaux suivent le même chemin. Les faisceaux suivent ensuite des chemins optiques légèrement différents ; ceci aura comme incidence un retard d'excitation sur les photocommutateurs (de l'ordre de 3ps) et donc une différence toutefois négligeable du contenu spectral généré par les sources.

II.3.4 Illumination des photocommutateurs

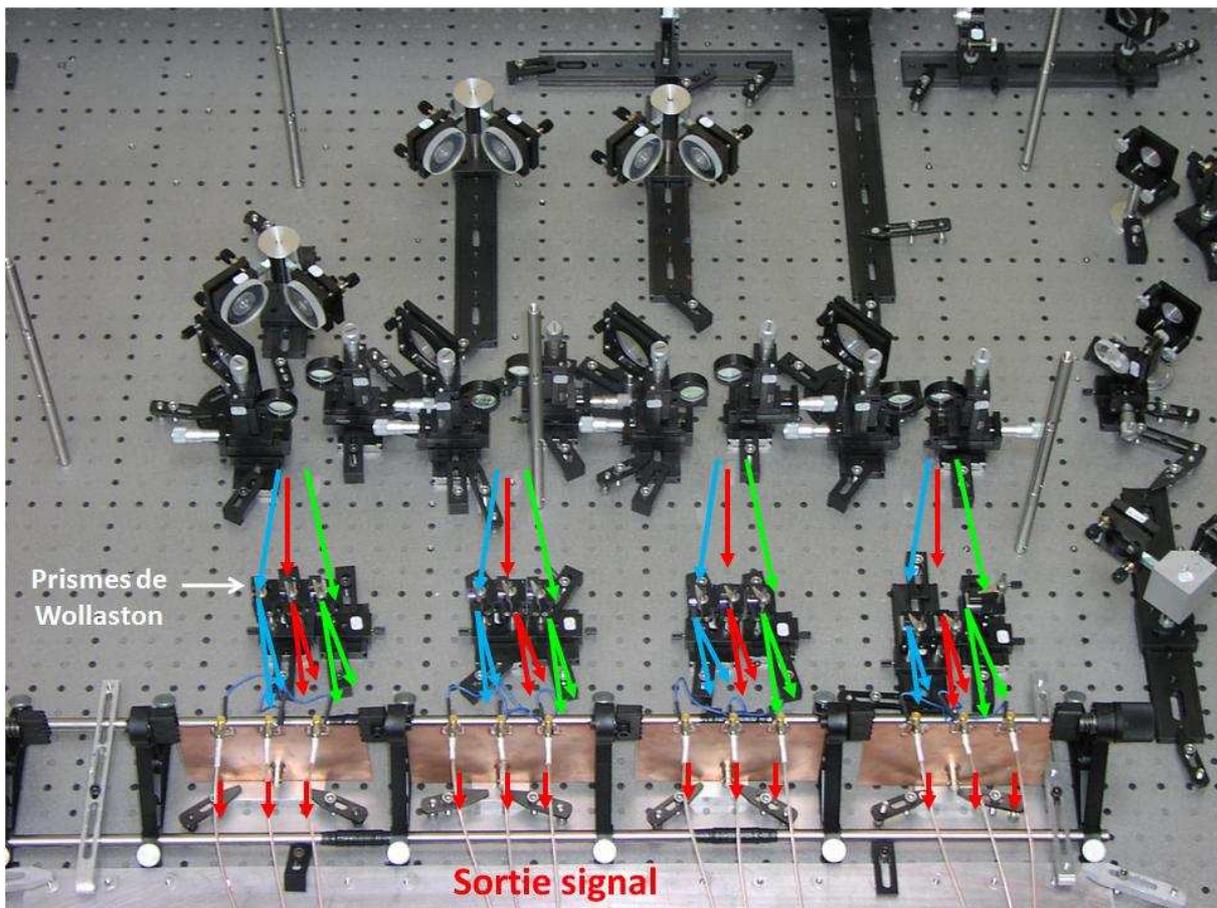


Figure IV - 15 : illumination des photoswitchs

Le prisme de Wollaston a la particularité de ne pas dévier les deux polarisations orthogonales du faisceau dans la même direction (figure IV-15).

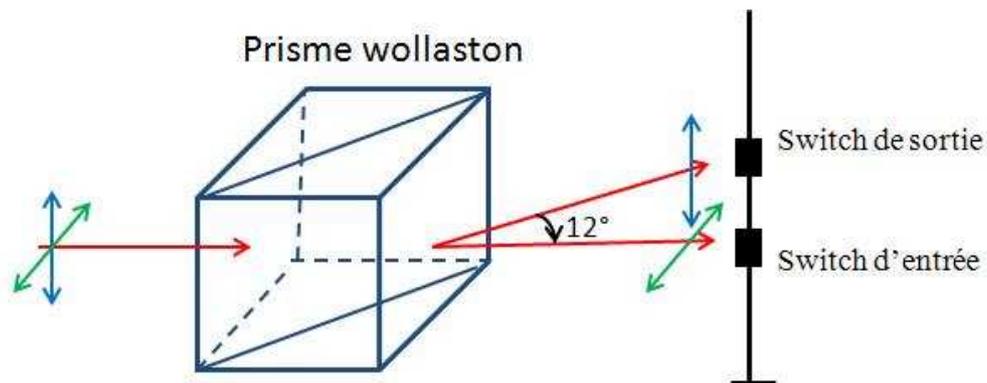


Figure IV - 16 : principe du prisme de Wollaston

Les prismes de Wollaston ont été conçus de manière à avoir un angle de 12° entre les deux polarisations dans le cas d'une incidence normale à la surface. Entre le prisme et les photocommutateurs il existe donc une différence de chemin optique entre les deux polarisations. L'illumination des switches n'est pas rigoureusement simultanée mais ceci n'a que peu d'influence sur le système global car ce défaut est identique pour toutes les sources.

III. Caractérisation du démonstrateur complet

III.1 Présentation du banc de mesure complet

Le réseau d'antennes sera caractérisé pour deux configurations, avec et sans corrugations. Une photographie du réseau avec ses corrugations est donnée figure suivante :

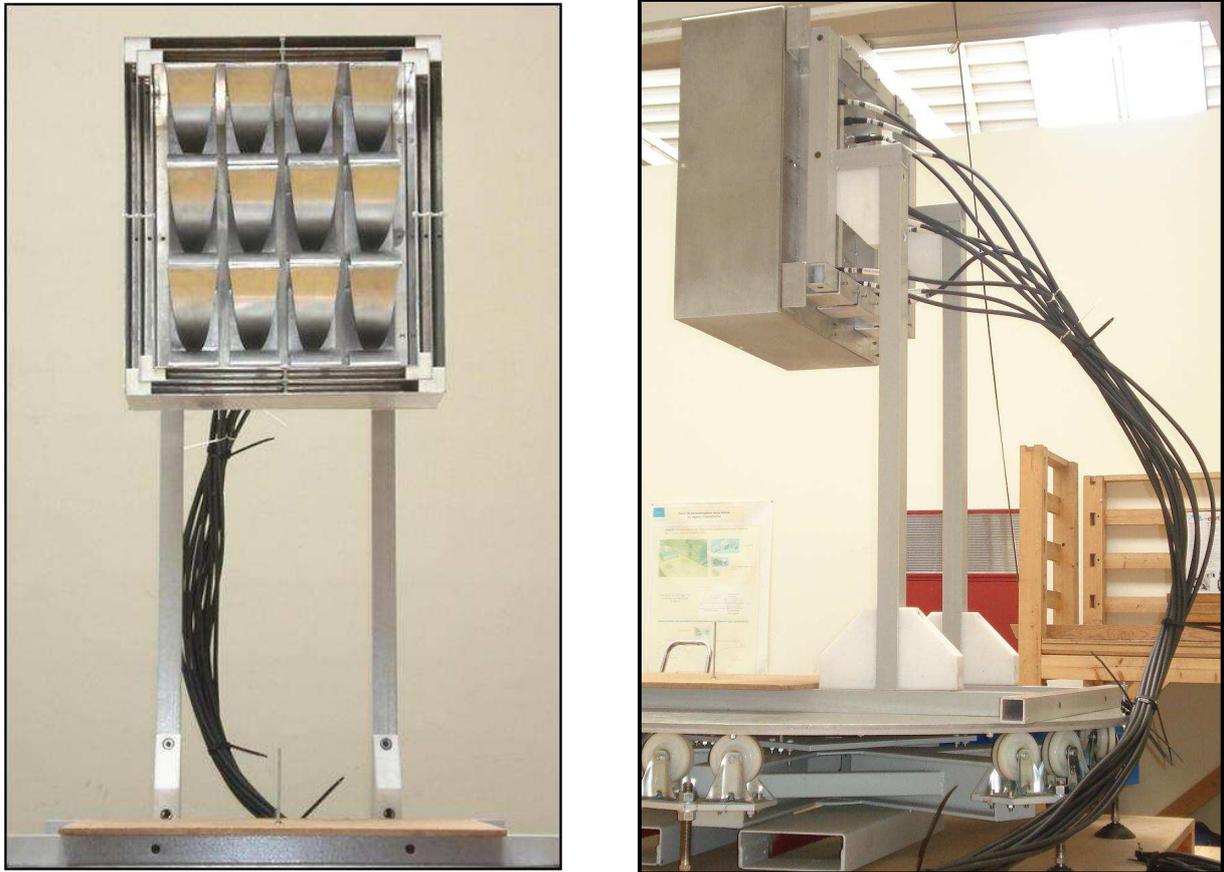


Figure IV - 17 : réseau avec corrugations

Le support a été pensé de sorte qu'il limite les couplages avec le système rayonnant.

Le support permet également de pivoter le réseau afin de mesurer le rayonnement aussi bien dans les plans horizontal et vertical (figure IV-18 droite).

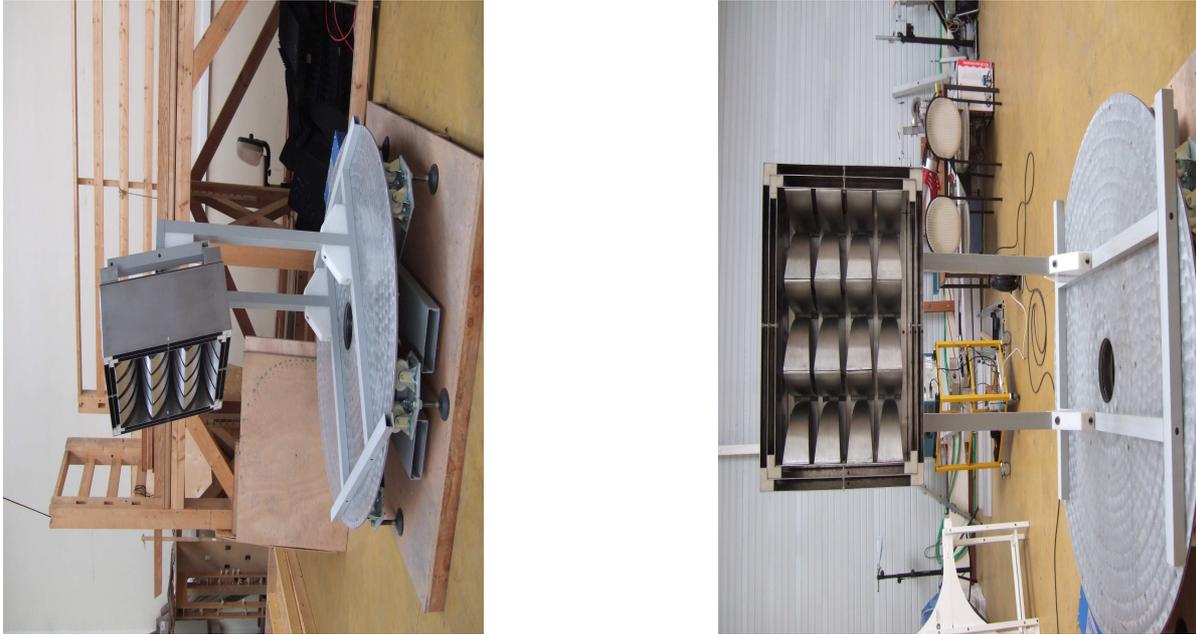


Figure IV - 18 : pivot du support et rotation du réseau pour la mesure dans le plan vertical

D'autre part le support autorise un tilt jusqu'à une quinzaine de degrés (figure IV-18 gauche), utilisé lors des mesures de rayonnement en particulier dans les configurations de dépointage 2D.

Le principe de la mesure reste similaire à la méthode employée lors de la caractérisation de l'antenne élémentaire (chapitre 2) ; les antennes sont excitées ici par les sources optoélectroniques.

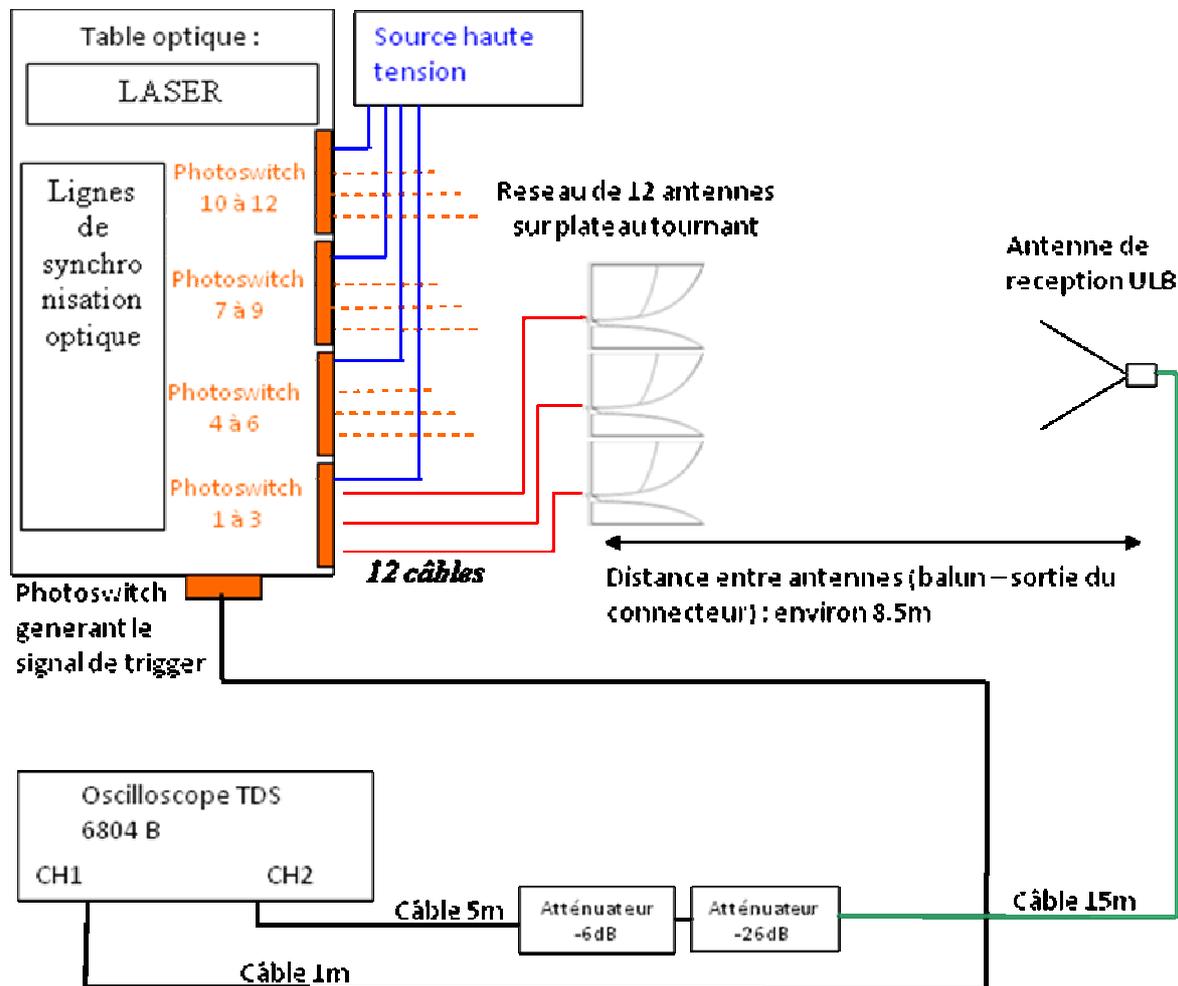


Figure IV - 19 : principe de caractérisation du Radar

III.2 Mesures préliminaires

Avant de caractériser le réseau, plusieurs paramètres sont à vérifier au niveau des générateurs :

- La synchronisation entre les 12 générateurs, soit un retard nul induit par les 7 lignes à retards présentes.
- L'égalité des amplitudes des 12 signaux crêtes, principalement gérée par l'équilibre entre les deux polarisations du faisceau et l'illumination des switchs (la quantité d'énergie lumineuse qui éclaire le switch).

Il s'est avéré que ces paramètres dépendent fortement de la température ambiante, si bien qu'à chaque mesure il était préférable de vérifier ces points et de les corriger le cas échéant. Les sources ont été calibrées par série de 3 (1 colonne, cf figure IV-7).

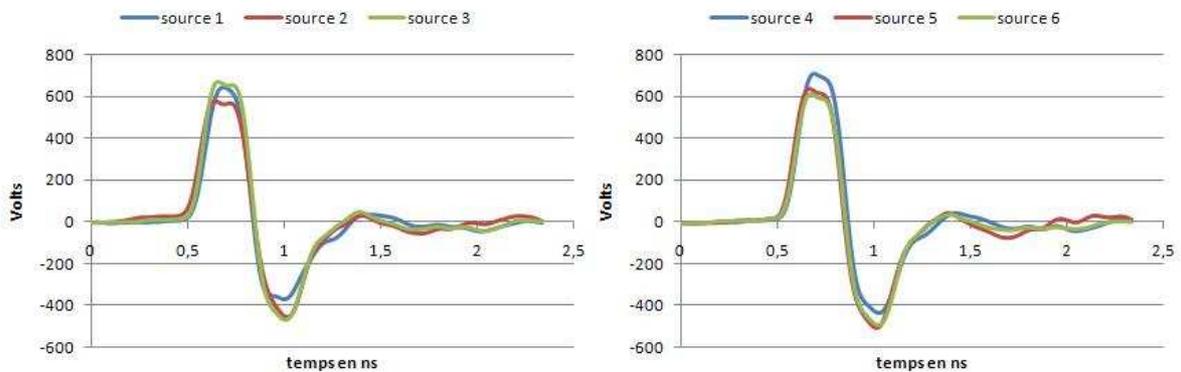


Figure IV - 20 : tensions délivrées par les sources 1 à 6

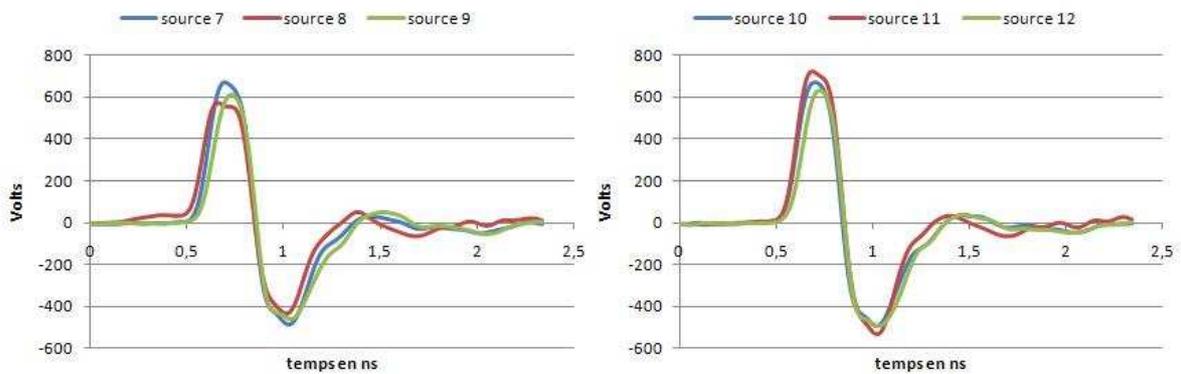


Figure IV - 21 : tensions délivrées par les sources 7 à 12

On atteint des imprécisions de l'ordre de 100V sur le niveau crête à crête. Par ailleurs, l'incertitude sur le front descendant a été estimée autour de 3ps (positionnement des miroirs et limite de résolution de l'oscilloscope).

III.3 Mesures sans dépointage

Il s'agit dans un premier temps de valider le cumul de puissances rayonnées via l'utilisation de sources optoélectroniques dans le cas d'un réseau d'antennes conséquent constitué de 12 antennes.

Il s'agit également de valider l'apport du système de corrugations pour la réduction du rayonnement arrière. Pour cela, la tension au pied de l'antenne de réception est relevée pour les deux configurations : avec et sans corrugations. Dans un deuxième temps on s'intéressera aux diagrammes de rayonnement normalisés.

III.3.1 Mise en évidence du cumul des puissances

Chacune des antennes constituant le démonstrateur est reliée à son générateur. On relève tout d'abord les tensions reçues au pied de l'antenne de réception dans le cas où les antennes sont alimentées les unes après les autres (résultats reportés par colonne), puis on compare au cas où elles sont alimentées simultanément.

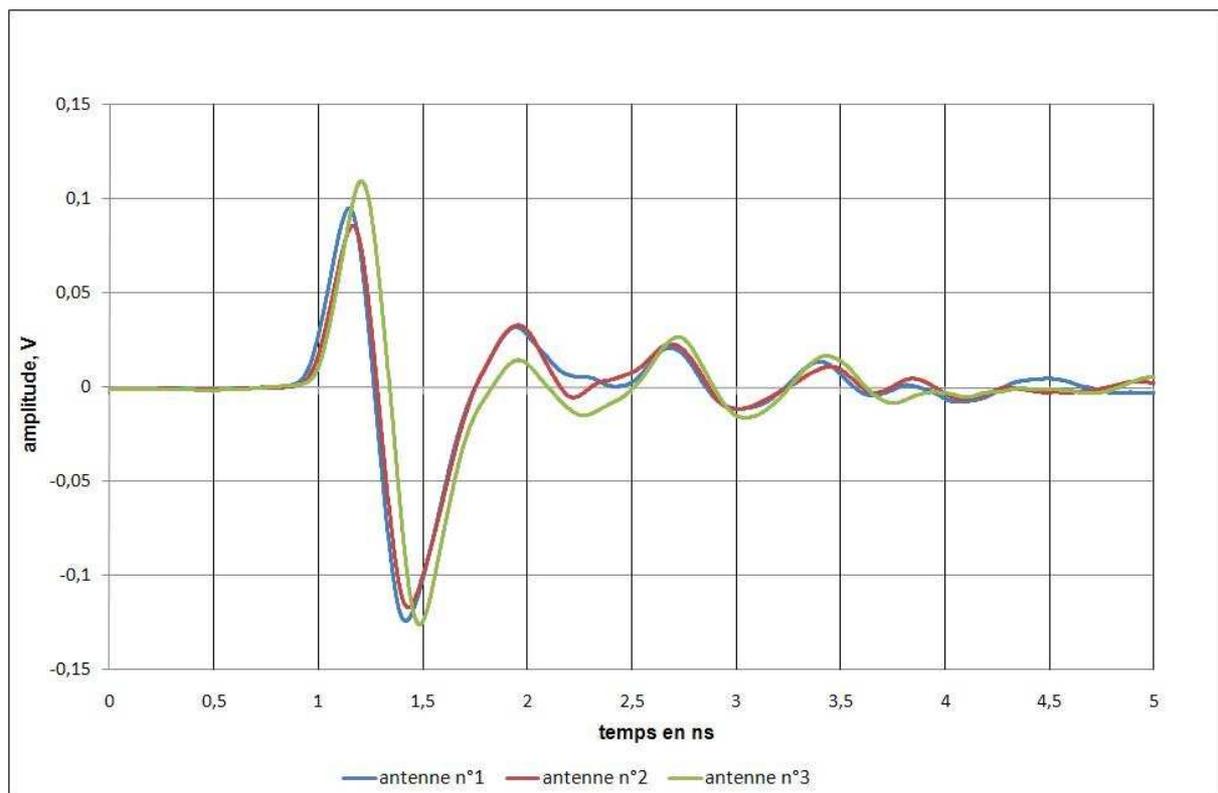


Figure IV - 22 : tension reçue par l'antenne de réception pour l'alimentation d'une seule antenne (antenne 1, 2, 3)

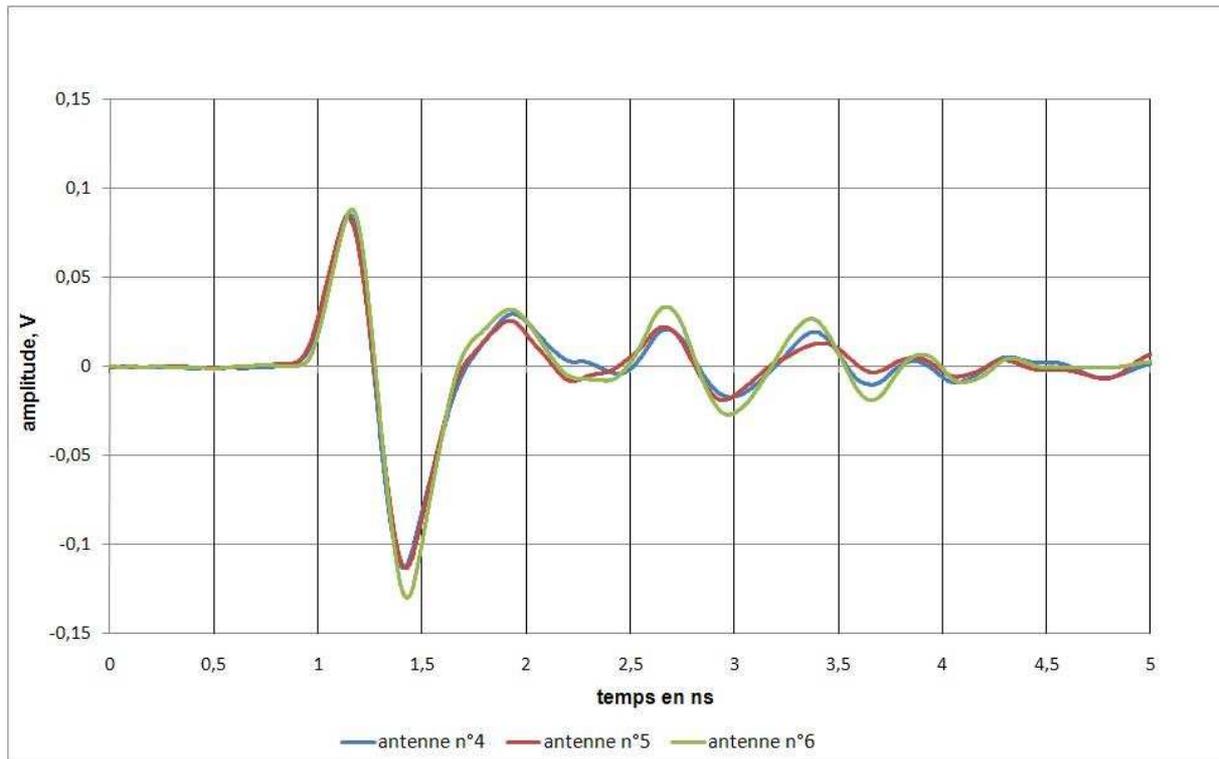


Figure IV - 23 : tension reçue par l'antenne de réception pour l'alimentation d'une seule antenne (antenne 4, 5, 6)

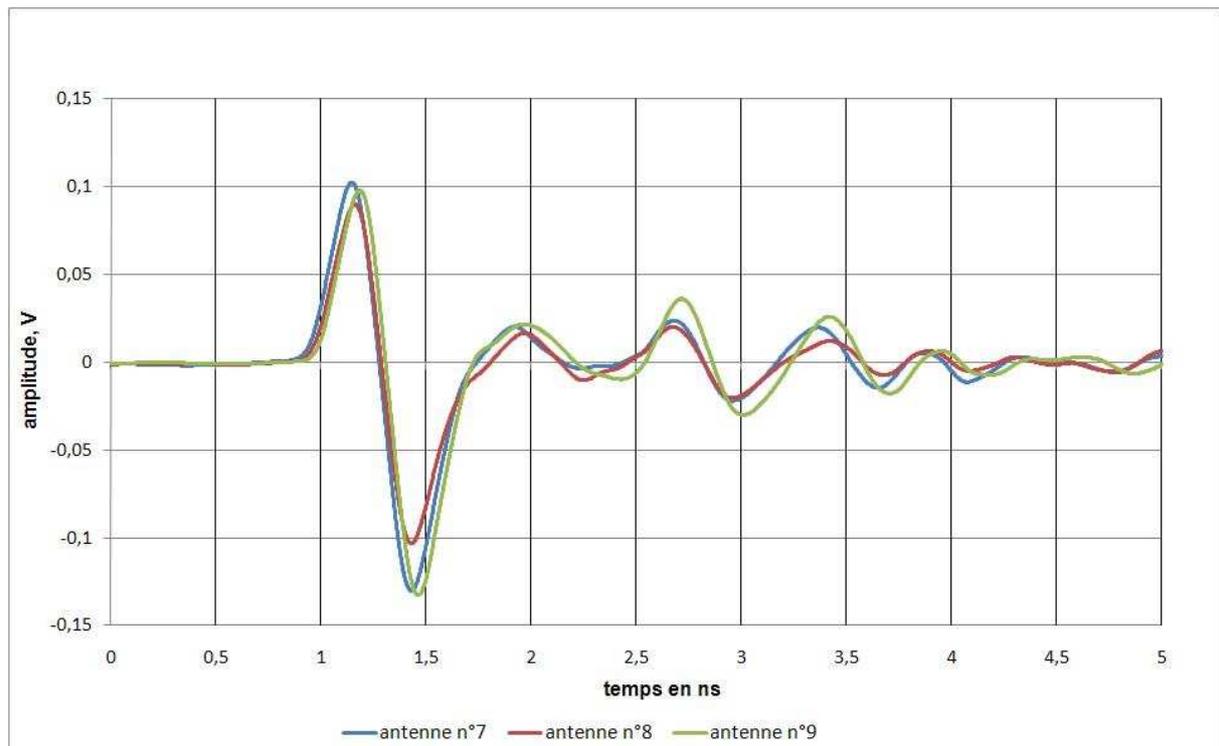


Figure IV - 24 : tension reçue par l'antenne de réception pour l'alimentation d'une seule antenne (antenne 7, 8, 9)

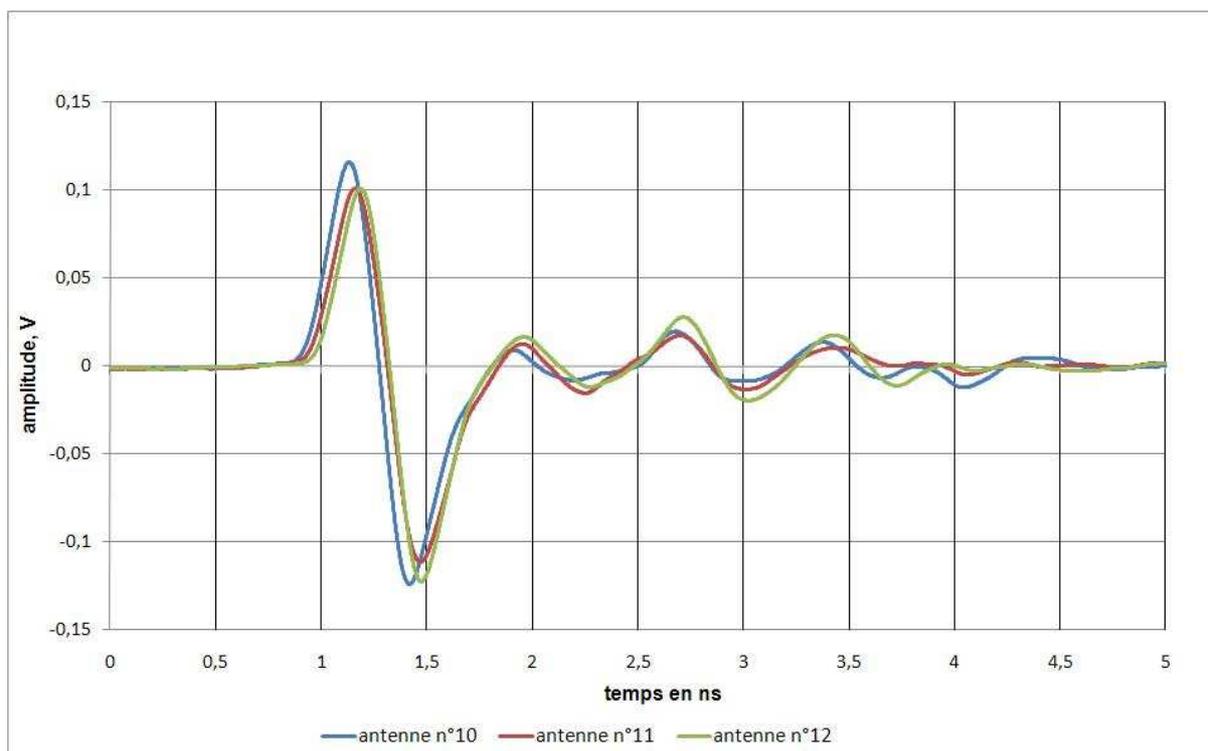


Figure IV - 25 : tension reçue par l'antenne de réception pour l'alimentation d'une seule antenne (antenne 10, 11, 12)

Le tableau suivant donne les niveaux crête à crête des signaux liés au rayonnement de chaque antenne.

Antenne n°	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12
Tension crête à crête (mV)	218	203	235	202	199	220	233	192	231	240	213	225

Tableau IV - 2 : niveaux crête à crête en rayonnement

On note que le niveau généré par les sources 4 à 9 est sensiblement plus faible que celui généré par les autres. Ces sources sont situées au centre du réseau et sont plus confrontées au couplage.

Si le cumul de puissance est effectif, le niveau crête à crête doit être la somme des tous les signaux, soit 261 mV lors de l'alimentation de toutes les antennes simultanément.

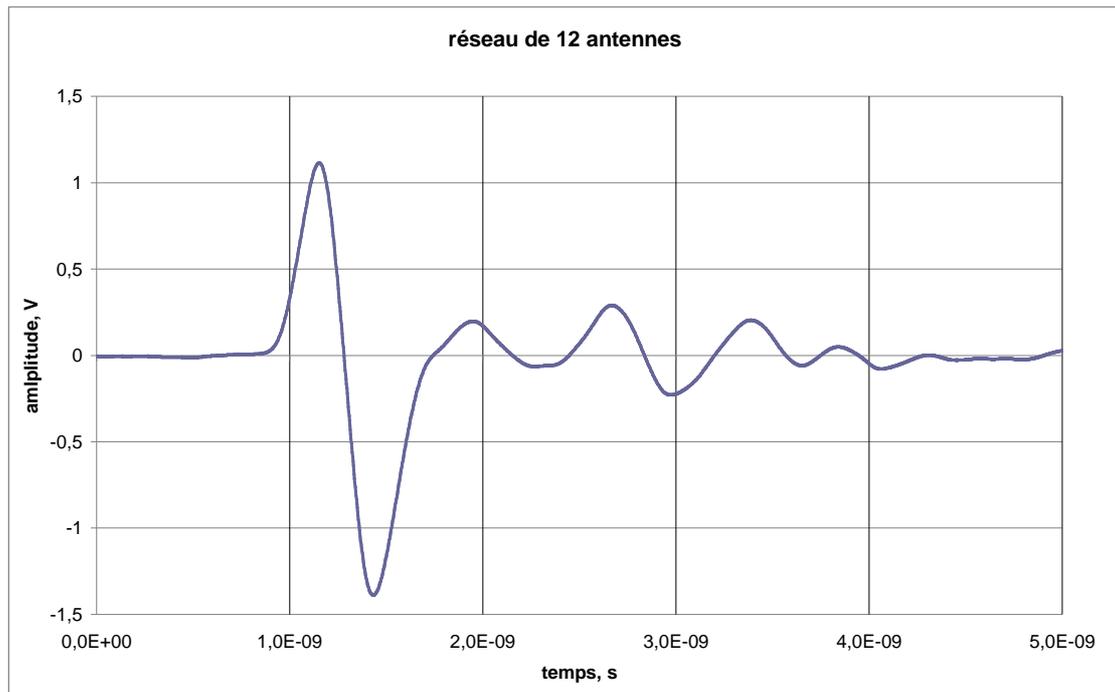


Figure IV - 26 : tension reçue par l'antenne de réception lors de l'alimentation de toutes les antennes

Le niveau crête à crête reçu est de 2.5V contre 2.61V pour la somme des antennes alimentées indépendamment, soit une perte de signal de 4.5%. Le cumul de puissance est toutefois validé par cette expérimentation.

III.3.2 Impact des corrugations sur le signal transitoire

Les niveaux crêtes des tensions relevées au pied de l'antenne de réception ainsi que leurs spectres respectifs sont comparés dans le cas avec et sans corrugations. On s'intéresse seulement aux deux signaux respectivement suivant l'axe et vers l'arrière du réseau.

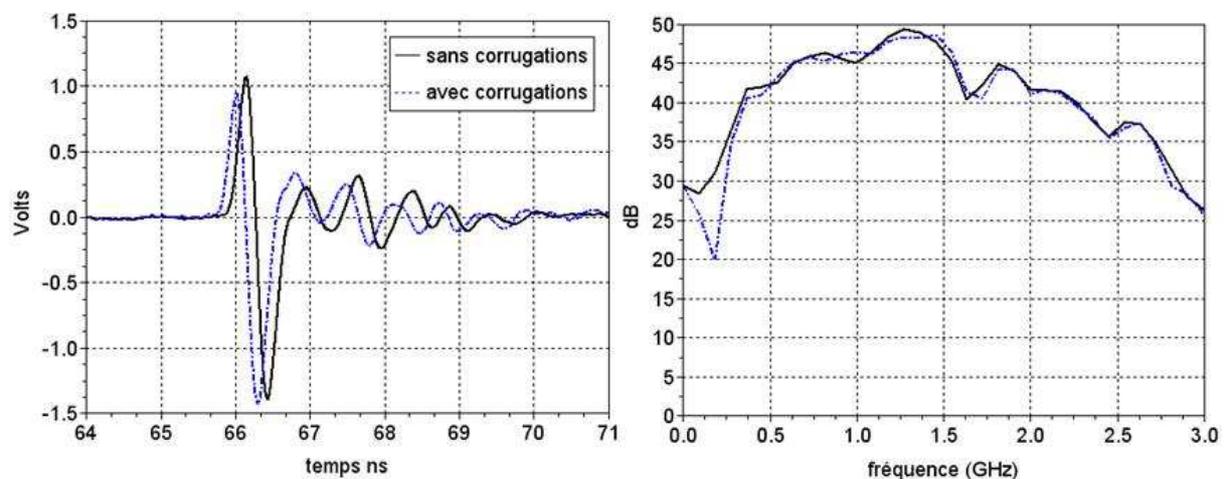


Figure IV - 27 : tension mesurée au pied de l'antenne de réception lorsque le réseau est face à l'antenne de réception

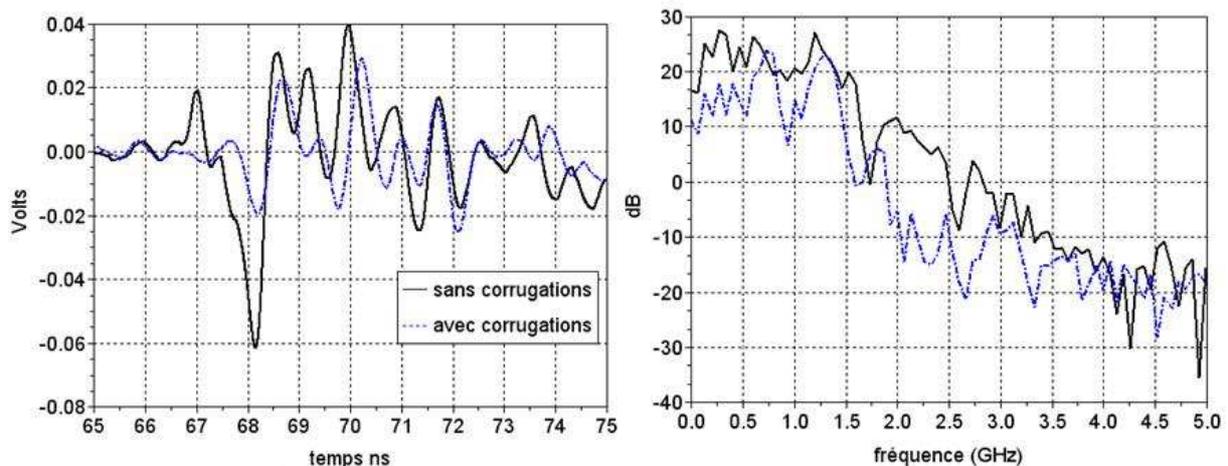


Figure IV - 28 : tension mesurée au pied de l'antenne de réception lorsque le réseau est à 180° vis-à-vis de l'antenne de réception

Comme prédit dans la partie théorique (chapitre 3) le signal transitoire dans l'axe n'est pas perturbé par la mise en place des corrugations. Le maximum de la tension sans les corrugations est de 1.39V et avec les corrugations de 1.43V (figure IV-27). L'écart de 2.7% entre les deux tensions peut difficilement être attribué aux corrugations, en effet l'imprécision de 1.5% en énergie du LASER ainsi que la manipulation des antennes pour rajouter les corrugations peut aisément induire cet écart.

Néanmoins, il est possible de comparer le rapport des niveaux crêtes pour chacune des configurations :

$$\text{Dans le cas sans corrugation : } 20 * \log_{10} \left(\frac{1.39}{0.06} \right) = 27.3 \text{ dB}$$

$$\text{Dans le cas avec corrugations : } 20 * \log_{10} \left(\frac{1.43}{0.02} \right) = 33.9 \text{ dB}$$

Le réseau d'antennes élémentaires sans corrugation avait un rapport des niveaux crêtes théorique de 28.3dB, on reste dans une marge d'erreur acceptable avec 1dB d'écart. Quant au rapport des niveaux crêtes avec corrugations celui-ci était de 35 dB en théorie.

En harmonique, sur la figure IV-28, on ne voit pas nettement comme en théorie les fréquences coupées par les corrugations. Ce phénomène peut être mis sur le compte de la dynamique en amplitude de l'oscilloscope trop faible ainsi qu'à la résolution temporelle de celui-ci qui entraîne des oscillations dans la bande passante étudiée.

III.3.3 Caractérisation du rayonnement dans le plan horizontal

L'utilisation d'un plateau tournant piloté permet la mesure du rayonnement du réseau par pas de 1° . Les diagrammes de rayonnement normalisés sont comparés à leurs valeurs théoriques (logiciel CST) pour vérifier la concordance des résultats : les résultats sans corrugation sont représentés sur la colonne de gauche et avec corrugations sur la colonne de droite. Des mesures transitoires sont déduits les diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences.

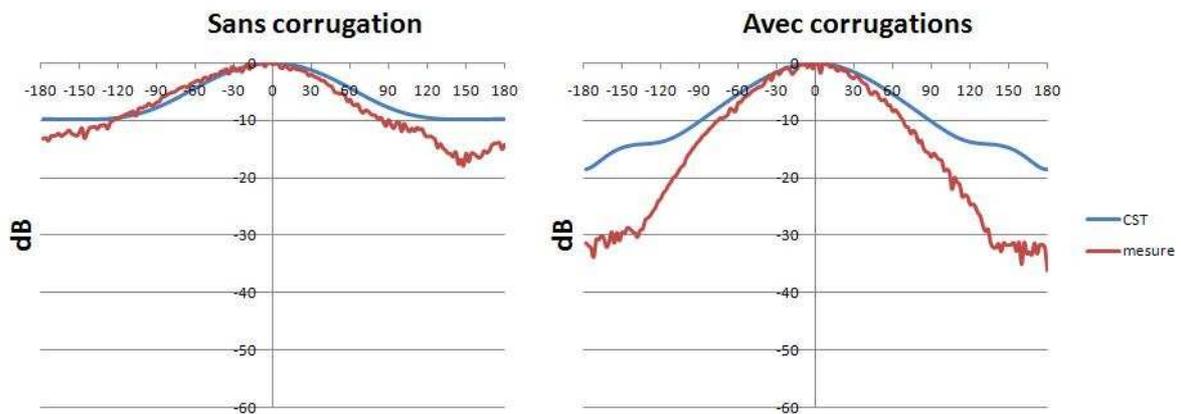


Figure IV - 29 : plan horizontal, $f=0.3\text{GHz}$

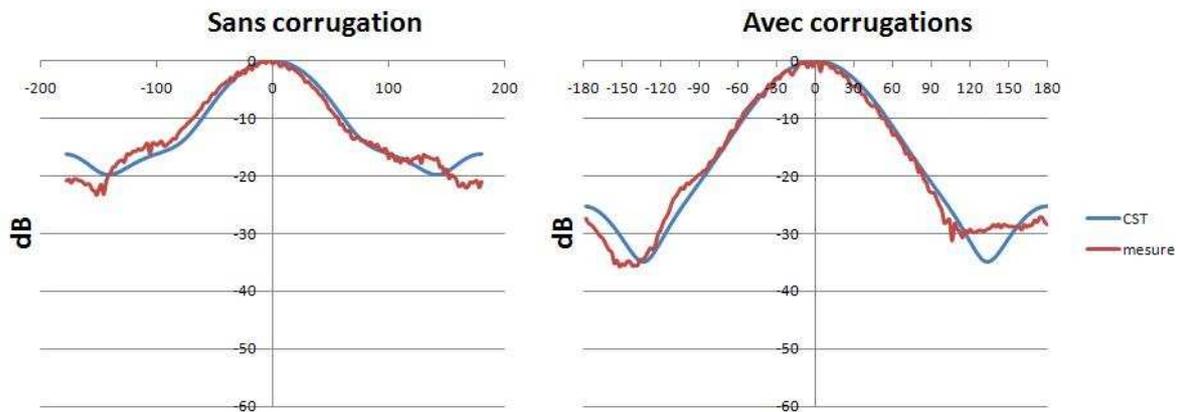


Figure IV - 30 : plan horizontal, $f=0.5\text{GHz}$

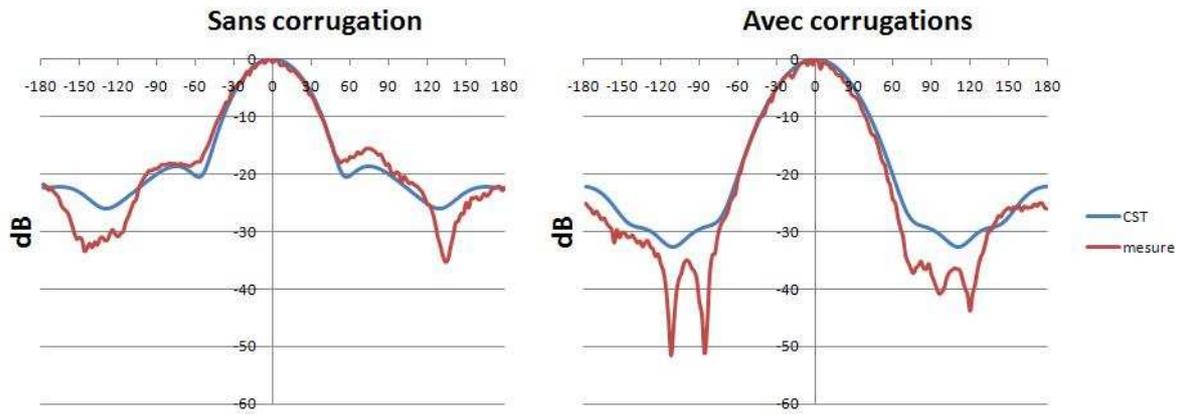


Figure IV - 31 : plan horizontal, $f=0.7\text{GHz}$

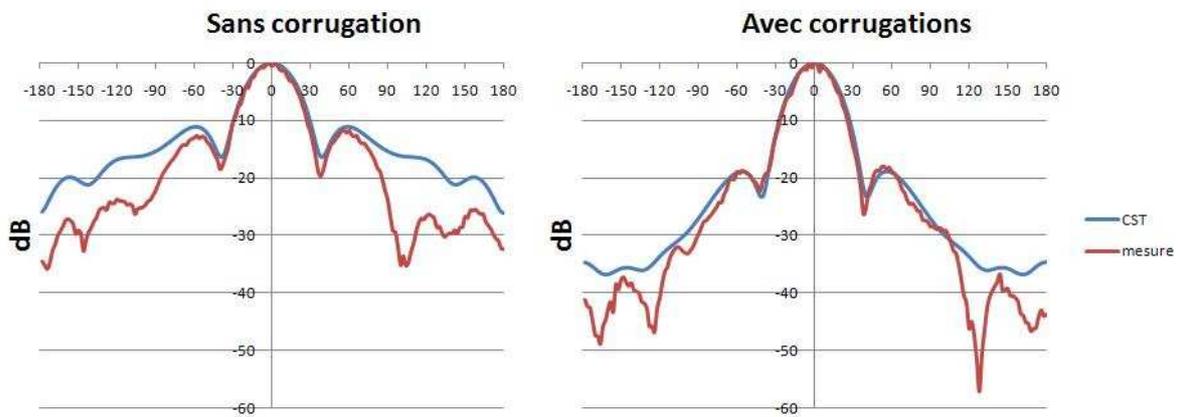


Figure IV - 32 : plan horizontal, $f=1\text{GHz}$

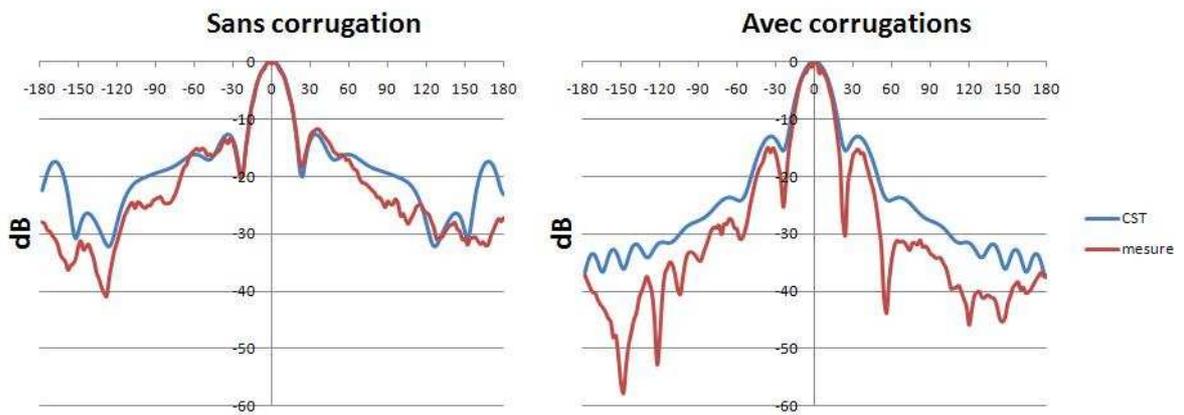


Figure IV - 33 : plan horizontal, $f=1.5\text{GHz}$

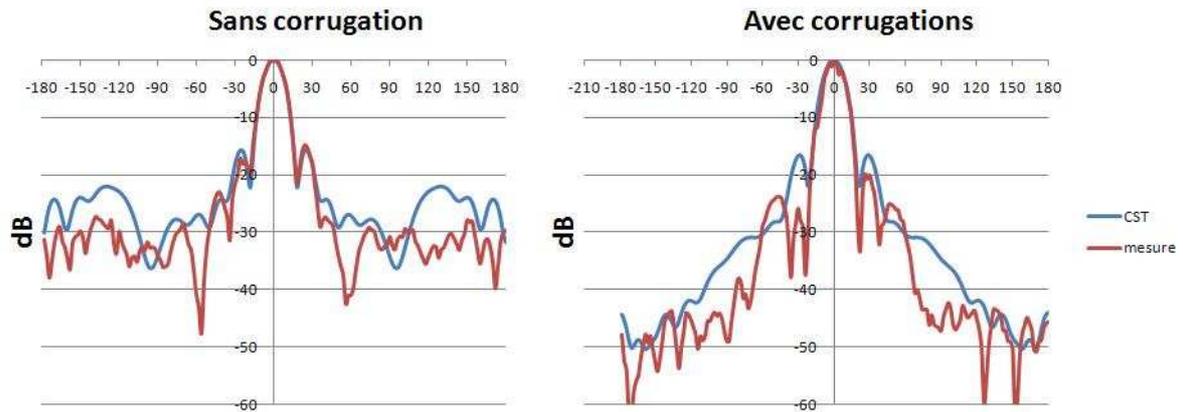


Figure IV - 34 : plan horizontal, $f=2\text{GHz}$

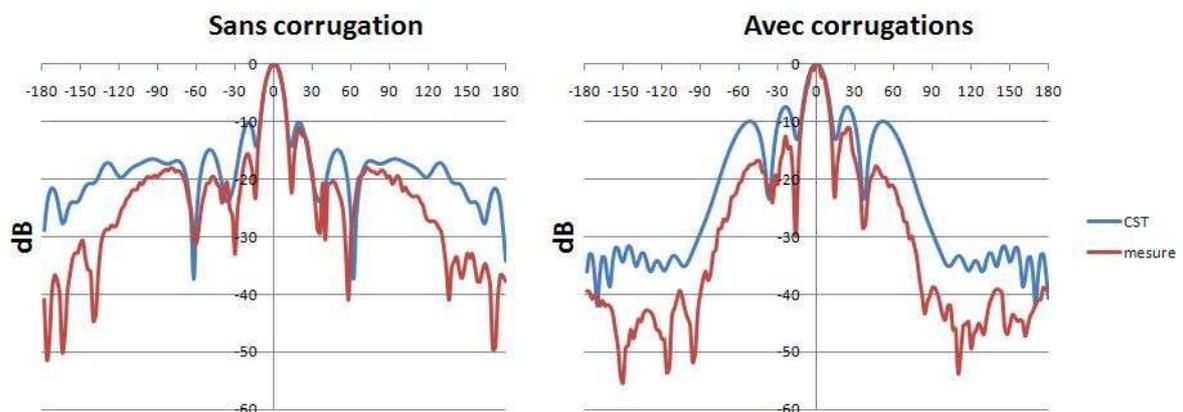


Figure IV - 35 : plan horizontal, $f=2.5\text{GHz}$

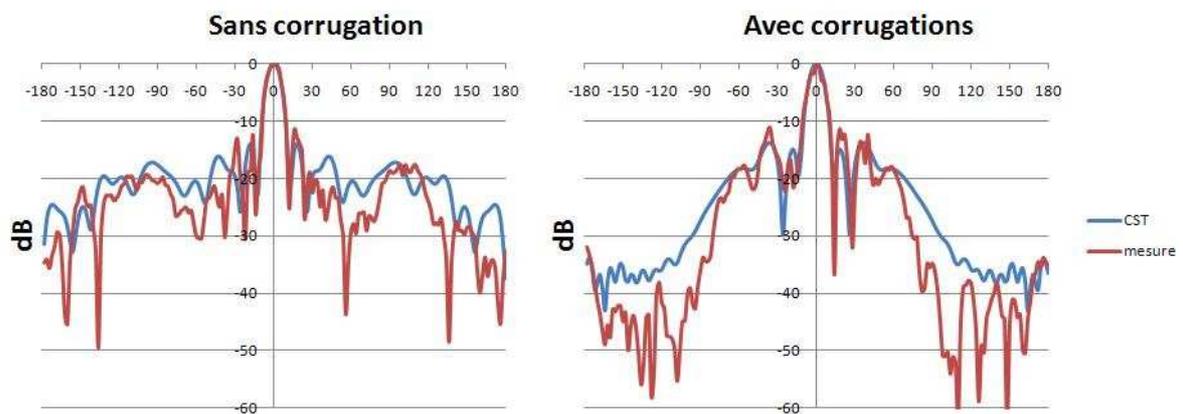


Figure IV - 36 : plan horizontal, $f=3\text{GHz}$

On observe beaucoup de petites oscillations sur les courbes, elles sont principalement dues au fait que les mesures ont été réalisées avec un moyennage sur 20 impulsions limité par la fréquence de répétition du LASER (20Hz). Les diagrammes déduits des mesures traduisent une directivité plus importante que les simulations.

La faible directivité de l'antenne élémentaire est fortement compensée par la mise en réseau. La directivité augmente avec la fréquence mais également avec l'usage des corrugations. De plus le rayonnement arrière est atténué avec l'usage des corrugations.

III.3.4 Caractérisation du rayonnement dans le plan vertical

La même étude que précédemment est menée dans ce plan.

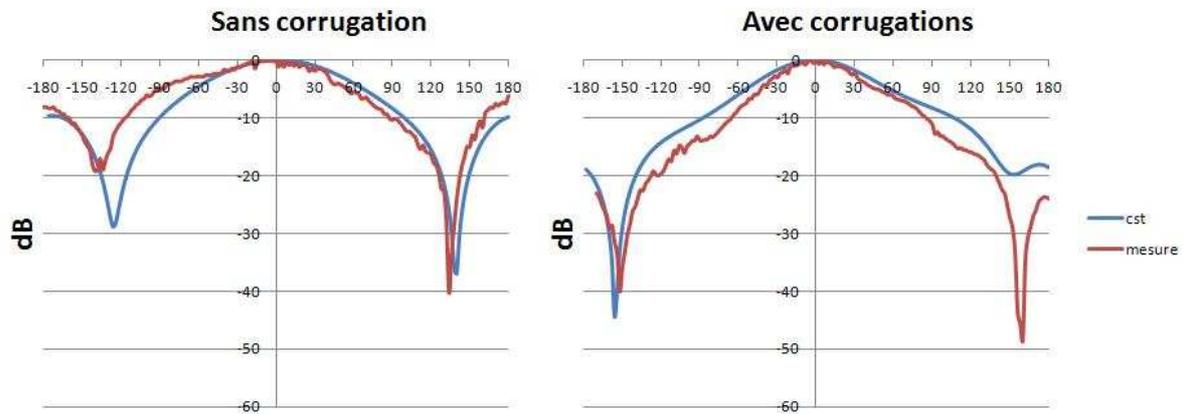


Figure IV - 37 : plan vertical, $f=0.3\text{GHz}$

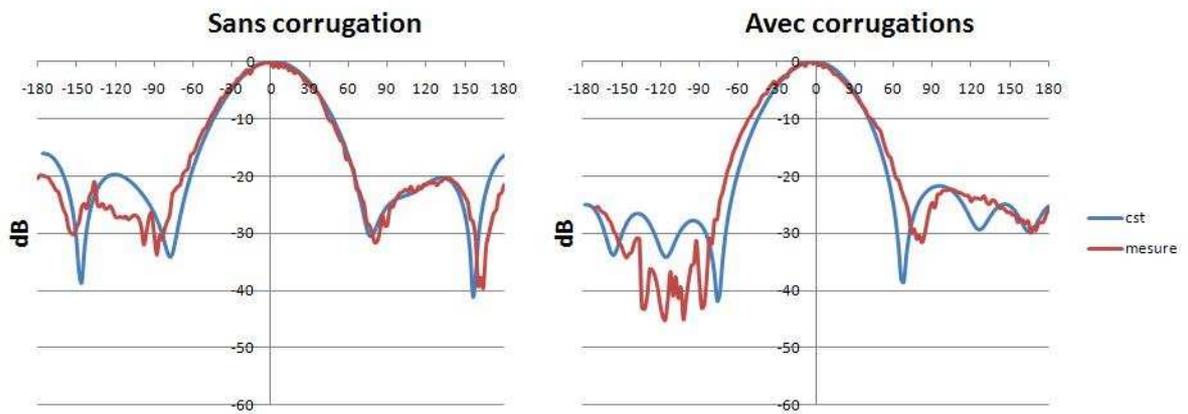


Figure IV - 38 : plan vertical, $f=0.5\text{GHz}$

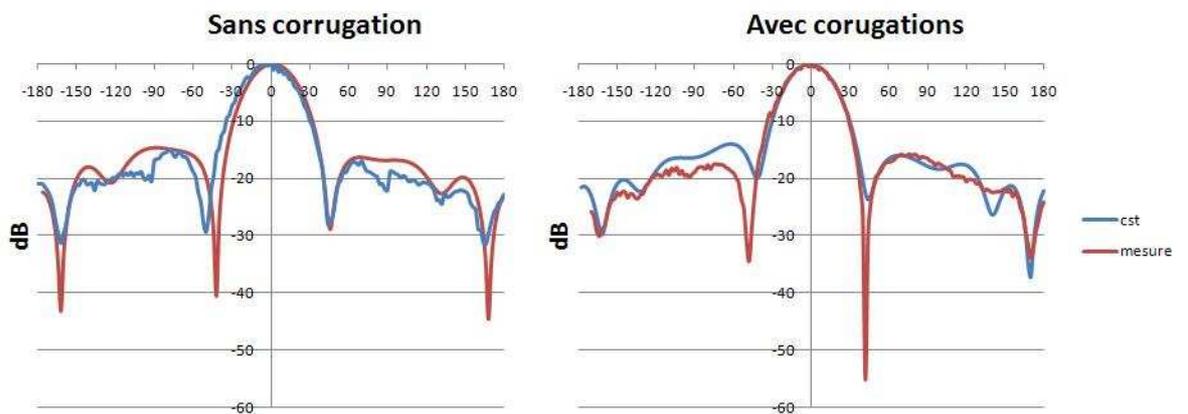


Figure IV - 39 : plan vertical, $f=0.7\text{GHz}$

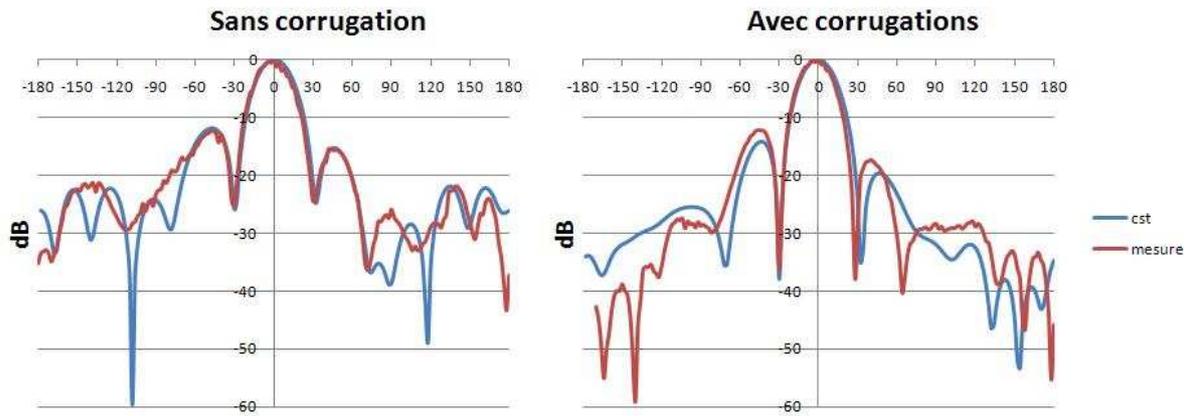


Figure IV - 40 : plan vertical, $f=1\text{GHz}$

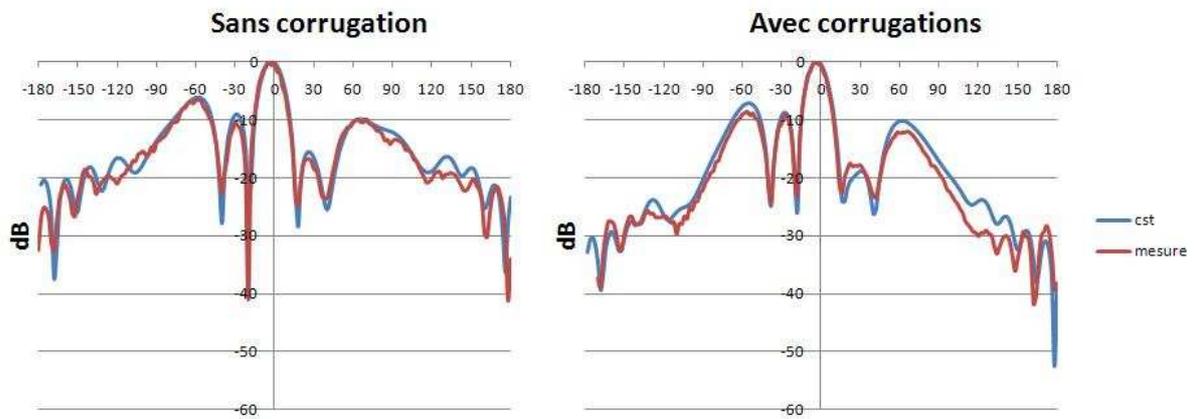


Figure IV - 41 : plan vertical, $f=1.5\text{GHz}$

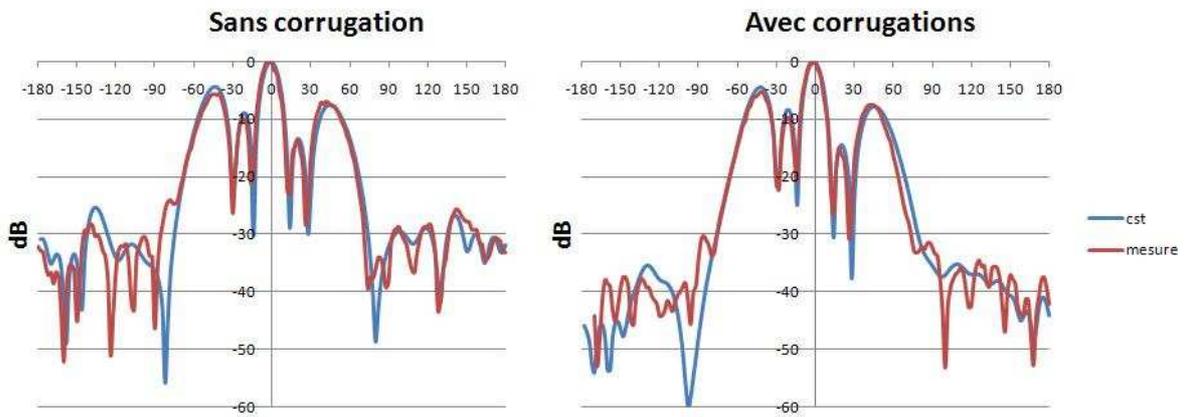


Figure IV - 42 : plan vertical, $f=2\text{GHz}$

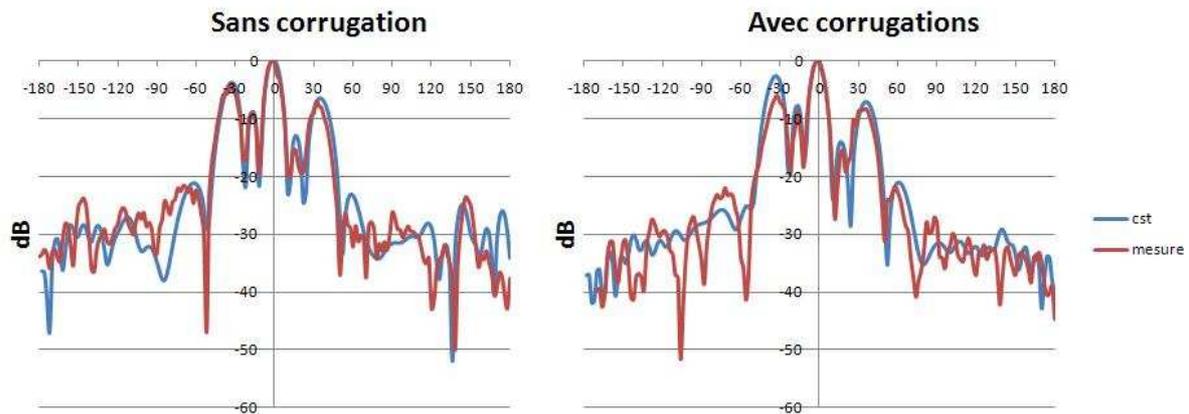


Figure IV - 43 : plan vertical, $f=2.5\text{GHz}$

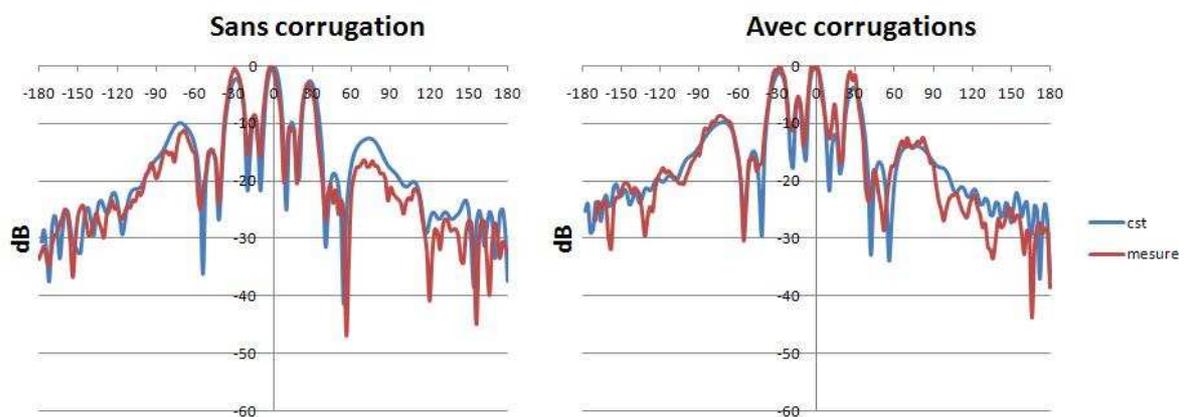


Figure IV - 44 : plan vertical, $f=3\text{GHz}$

Mis à part à l'arrière du réseau où on retrouve l'impact des corrugations sur le rayonnement arrière, l'influence des corrugations est moins importante dans ce plan que dans le plan horizontal. Cela vient de l'orientation des corrugations par rapport à l'orientation du champ rayonné vers le haut de l'antenne. Contrairement à la mesure de l'antenne élémentaire où il a été difficile de mesurer ce plan en raison d'un fort couplage avec le support, le support du réseau a été conçu de telle sorte qu'il minimise ces effets d'où une grande cohérence entre la mesure et la simulation.

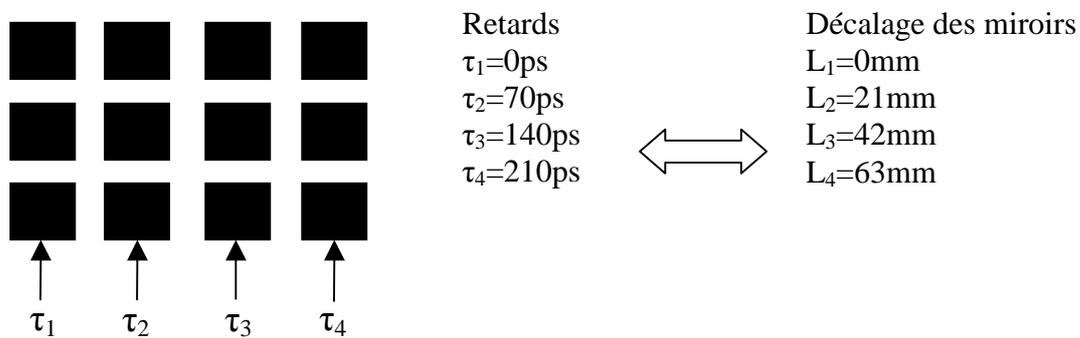
Ces mesures valident parfaitement les conclusions de chapitre 3 quant au comportement global du réseau d'antennes entouré de corrugations. Les lobes de réseau, qui apparaissent vers 1.5GHz, sont légèrement atténués grâce à leur utilisation.

III.4 Mesures avec dépointages

Pour toutes les mesures suivantes, le réseau est accompagné des corrugations.

III.4.1 Dépointage dans le plan horizontal

Il s'agit de modifier la position des lignes à retards à l'aide des miroirs de la Figure IV-12 (lignes L1, L2, L3, L4). La configuration testée est un dépointage à 10° dans le plan horizontal, on obtient les retards relatifs (par rapport à la première colonne d'antennes) et les distances correspondantes entre les lignes suivantes :



Les taches de rayonnement sont étudiées de -45° à $+45^\circ$, cette réduction de visualisation et de mesure est réalisée afin d'accélérer la caractérisation du démonstrateur.

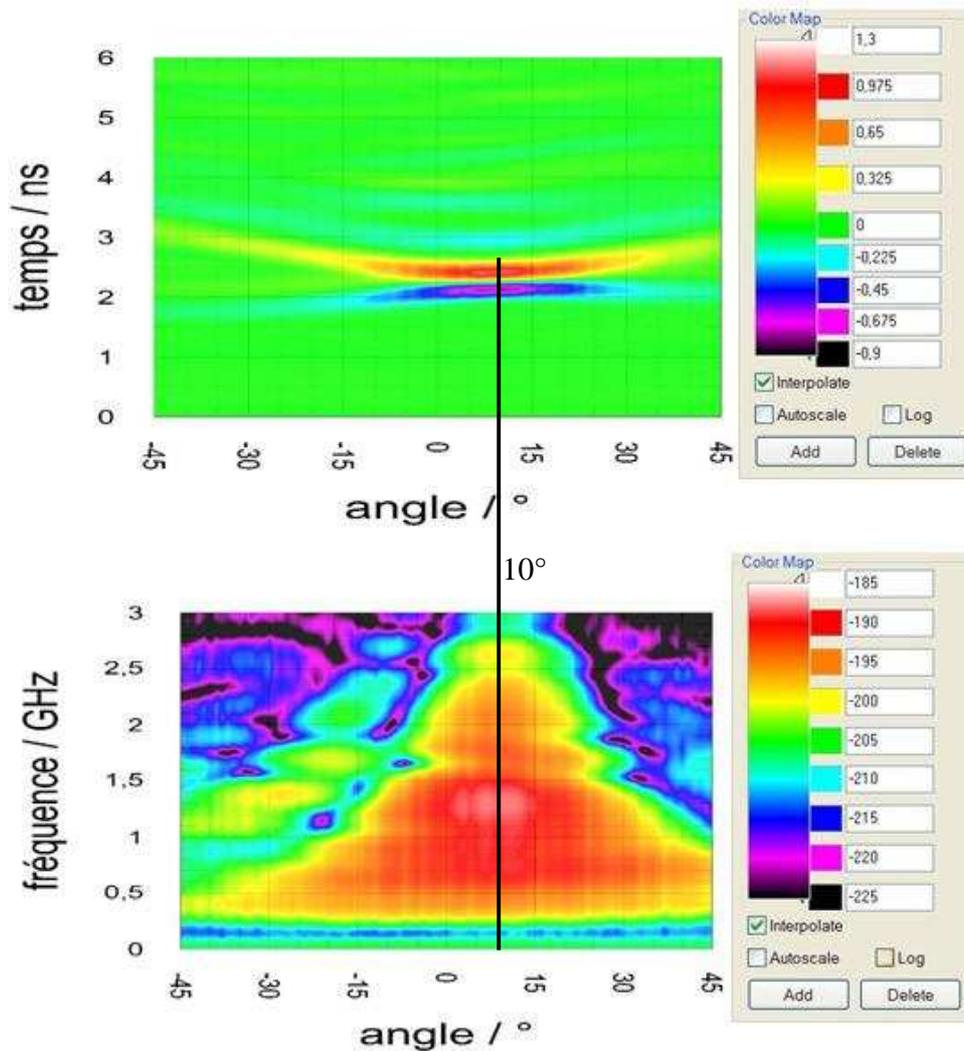


Figure IV - 45 : graphes d'intensités, plan H dépointage de 10°

Les taches temporelles représentent la tension relevée au pied de l'antenne de réception selon une direction donnée. Pour calculer le graphe d'intensité dans le domaine harmonique, on procède à une transformée de Fourier de la tension reçue.

Les représentations temporelles et harmoniques des taches de rayonnement valident bien la configuration d'alimentation des antennes pour un dépointage horizontal de 10° .

L'étude des diagrammes de rayonnement est élargie au demi-plan avant (- 90° à 90°).

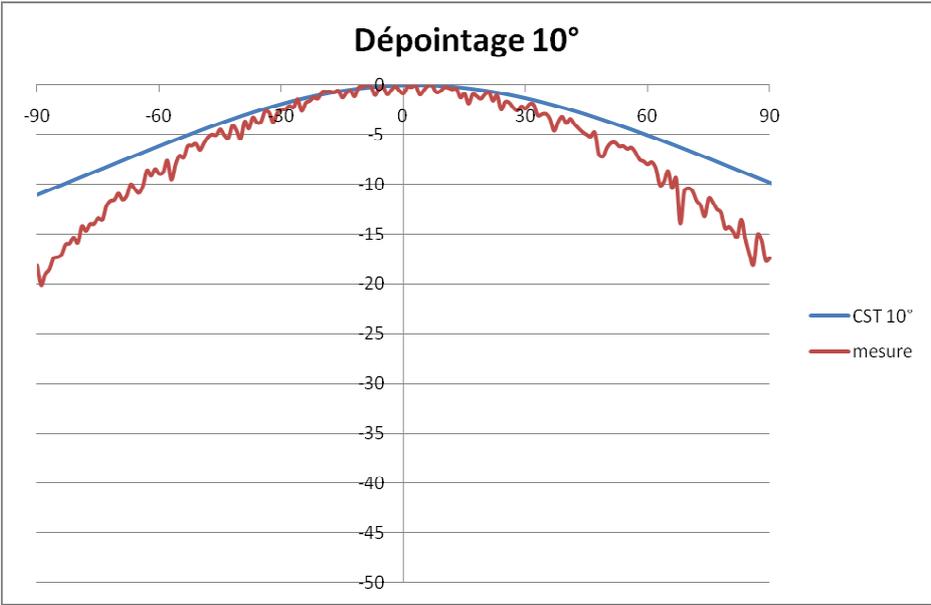


Figure IV - 46 : plan horizontal, dépointage 10°, f=0.3GHz

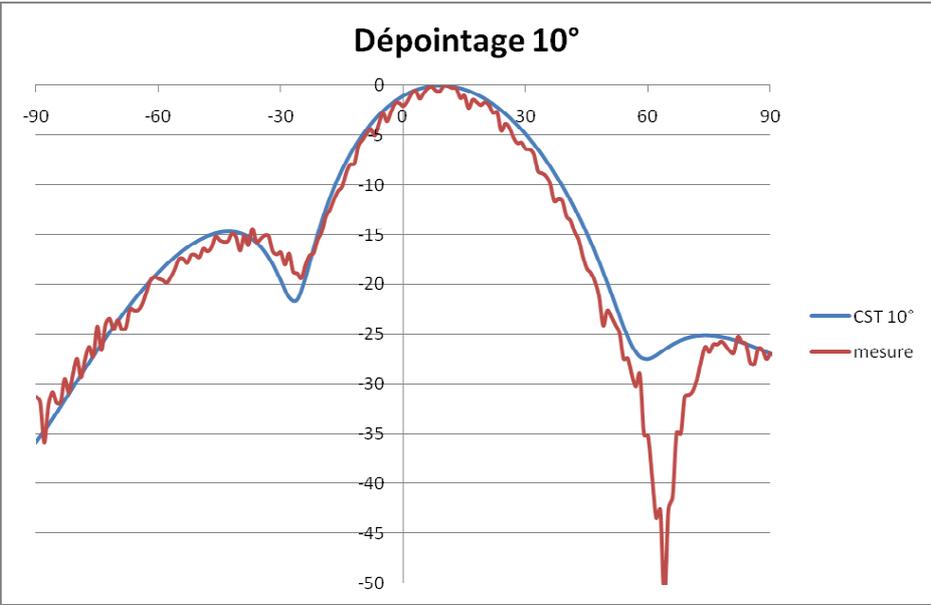


Figure IV - 47 : plan horizontal, dépointage 10°, f=1GHz

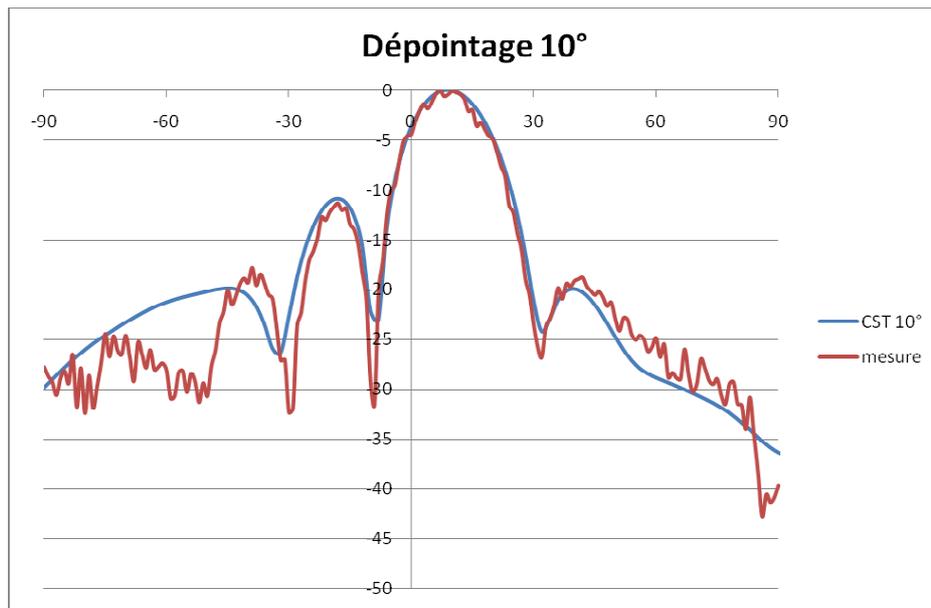


Figure IV - 48 : plan horizontal, dépointage 10°, f=2GHz

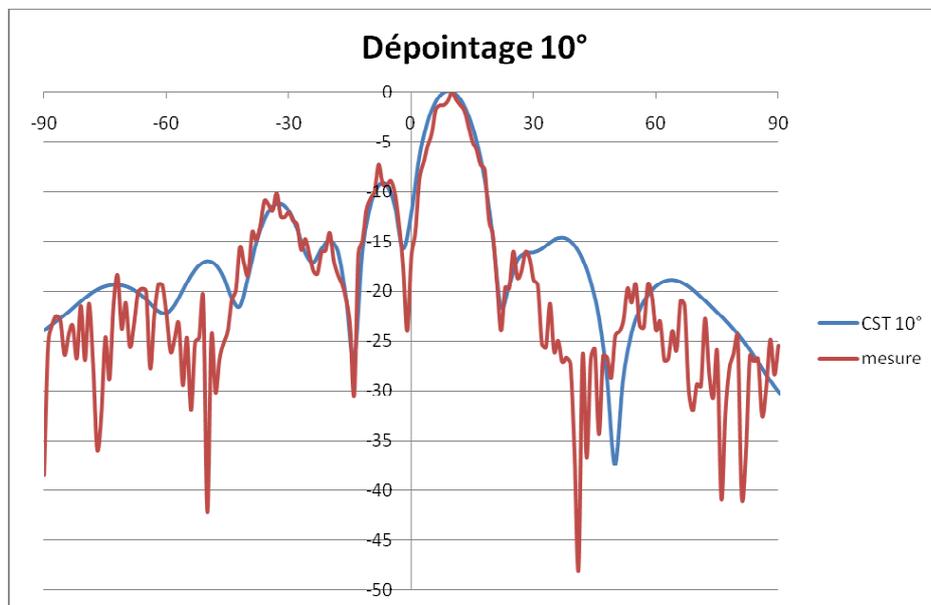


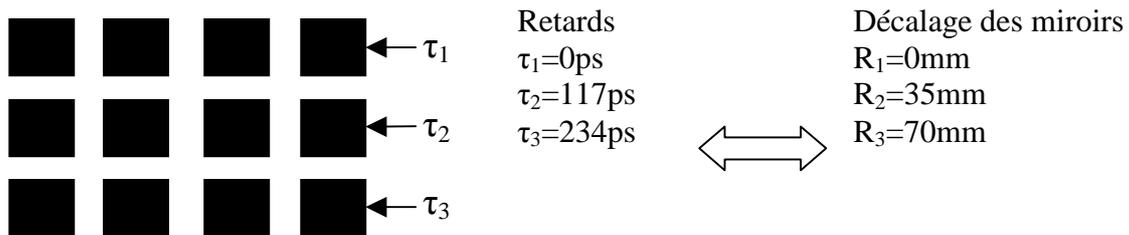
Figure IV - 49 : plan horizontal, dépointage 10°, f=3GHz

Même si des oscillations importantes apparaissent au-delà de $\pm 40^\circ$, on retrouve là encore des résultats théoriques et expérimentaux assez proches. Le lobe de réseau est bien dépointé dans la direction souhaitée.

III.4.2 Dépointage dans le plan vertical

Ce plan étant plus critique au niveau des performances, plusieurs situations sont analysées. Tout d'abord un dépointage de 10° dans ce plan correspondant au dépointage de l'antenne élémentaire, puis 5° et 12° les angles limites du dépointage (chapitre 3, figure III-46).

a) Dépointage vertical de 10°



La visualisation des graphes d'intensités est réduite entre -45° et 45° dans un souci de clarté.

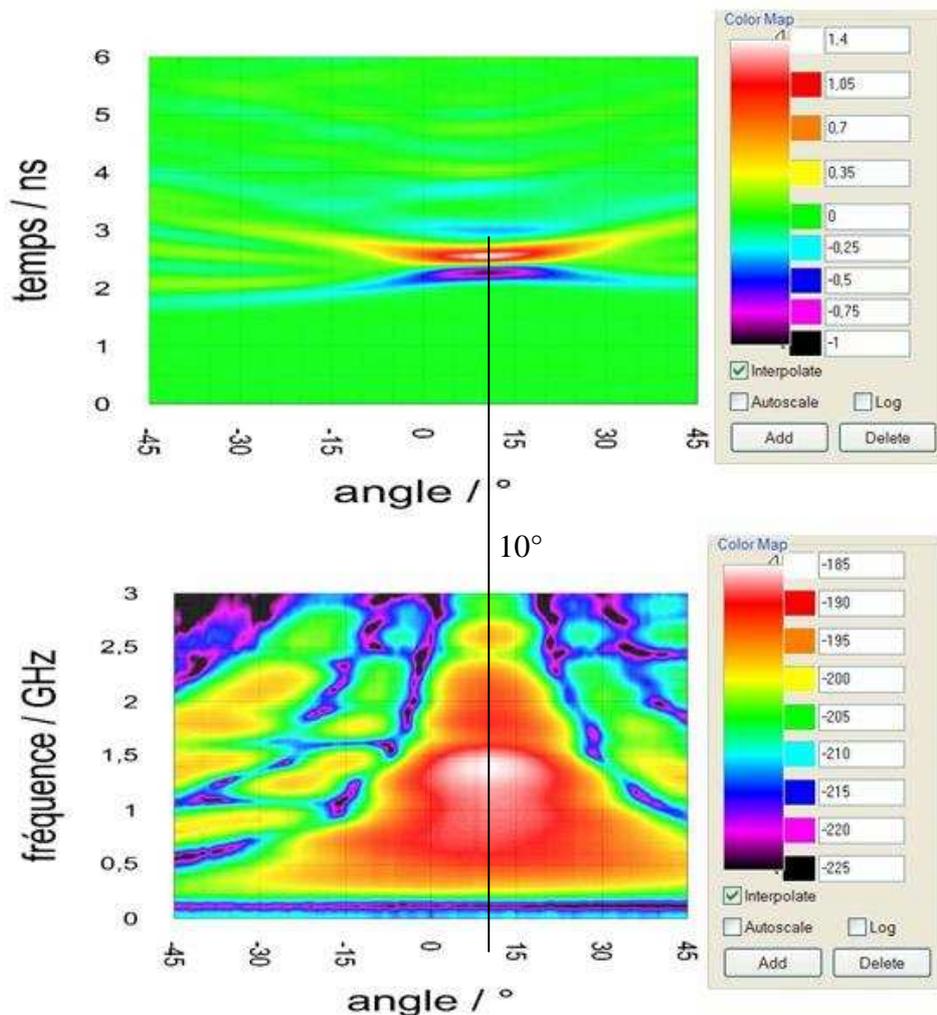


Figure IV - 50 : graphes d'intensités temporel et harmonique, dépointage vertical de 10°

La tache temporelle est bien dépointée à 10° de même que le spectre. Les maxima de rayonnement sont centrés à 10° et la valeur maximale est autour de 1.5GHz (maximum du contenu spectral du signal d'alimentation).

Ci-dessous des coupes normalisées du graphe d'intensité harmonique :

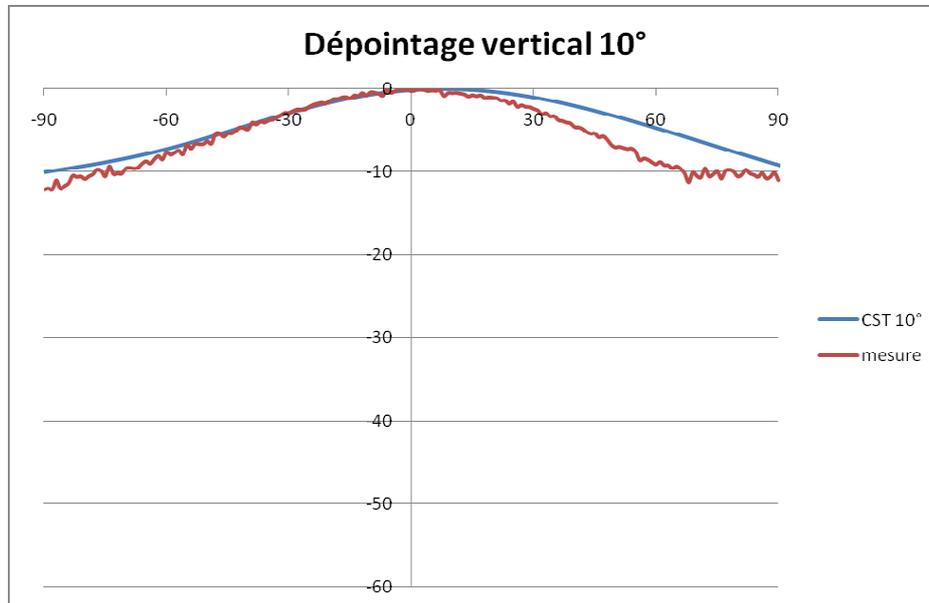


Figure IV - 51 : plan vertical, dépointage 10° , $f=0.3\text{GHz}$

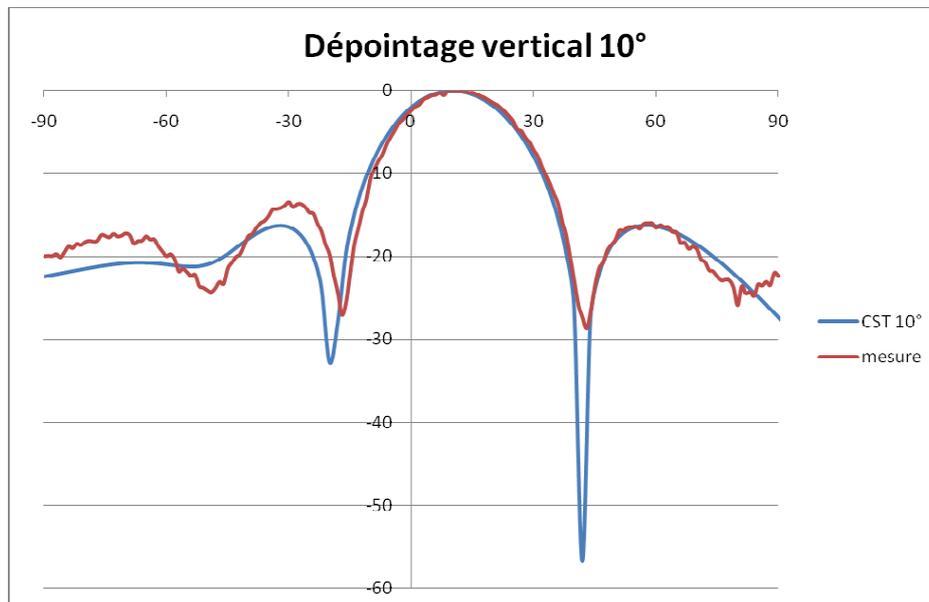


Figure IV - 52 : plan vertical, dépointage 10° , $f=1\text{GHz}$

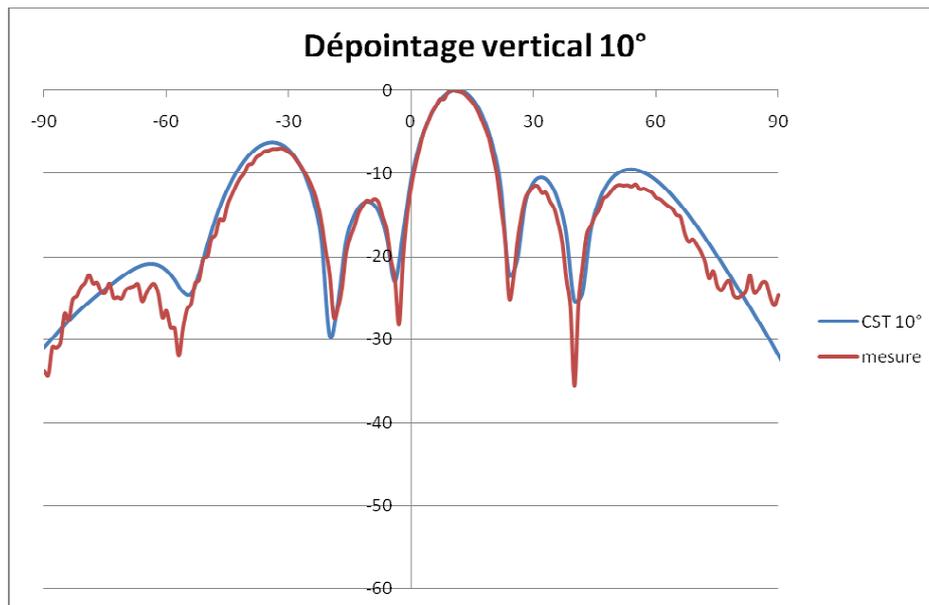


Figure IV - 53 : plan vertical, dépointage 10°, f=2GHz

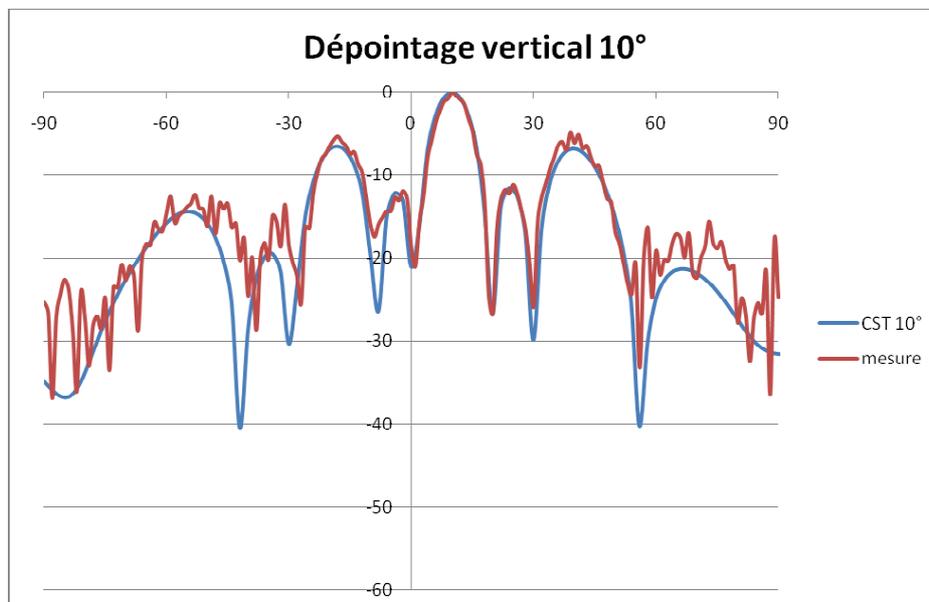
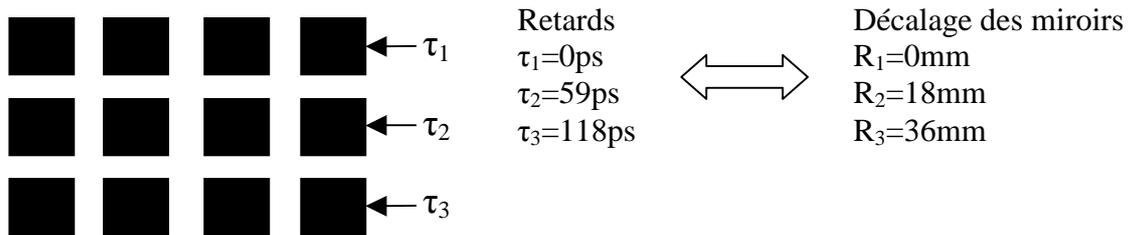


Figure IV - 54 : plan vertical, dépointage 10°, f=3GHz

Les oscillations sont plus présentes en début et fin de bande car le contenu spectral de l'alimentation pour ces fréquences est de l'ordre de -20dB par rapport au maximum (cf. figure IV-8). Le signal utile et le bruit ambiant deviennent de niveaux comparable donc plus difficiles à dissocier. Les lobes de réseau ont été diminués avec ce dépointage par rapport au plan vertical sans dépointage.

b) Dépointage vertical de 5°



Ci-dessous les graphes d'intensité entre -45° et 45° pour un dépointage de 5° :

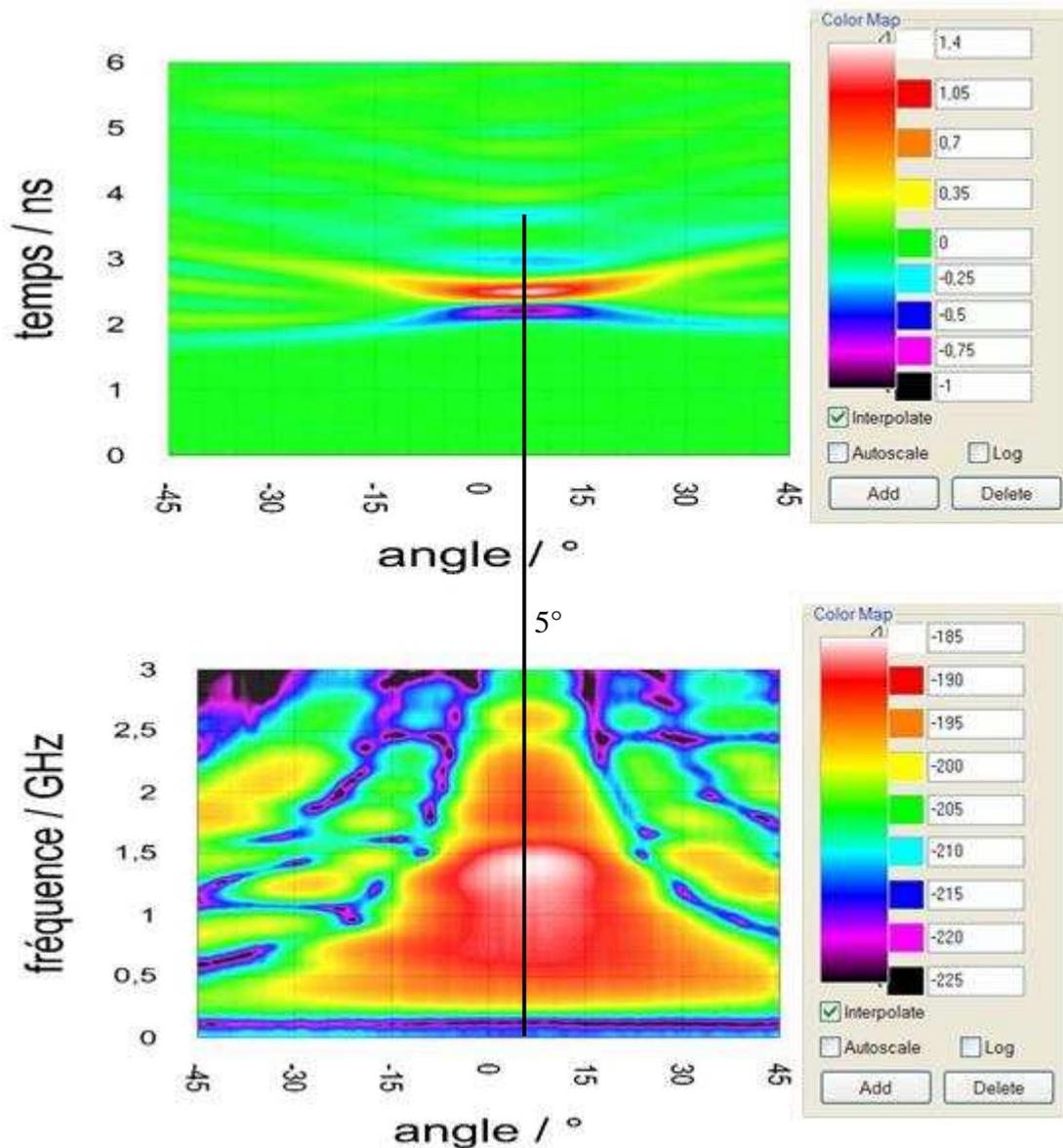


Figure IV - 55 : graphes d'intensités temporel et harmonique

Les taches temporelles et harmoniques sont bien décalées de 5°. En temporel, on voit apparaître les stries liées au réseau de 3 antennes en vertical.

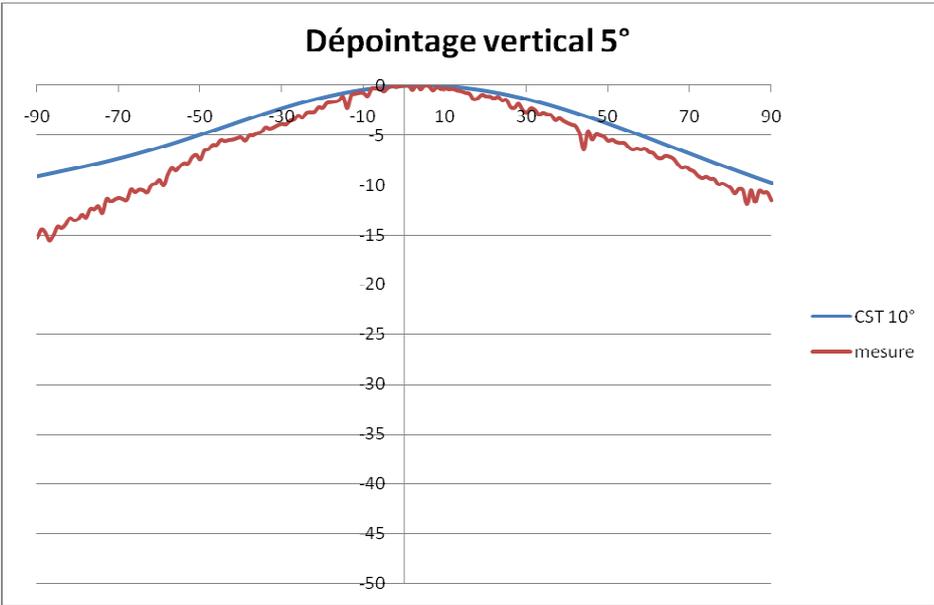


Figure IV - 56 : plan vertical, dépointage 5°, f=0.3GHz

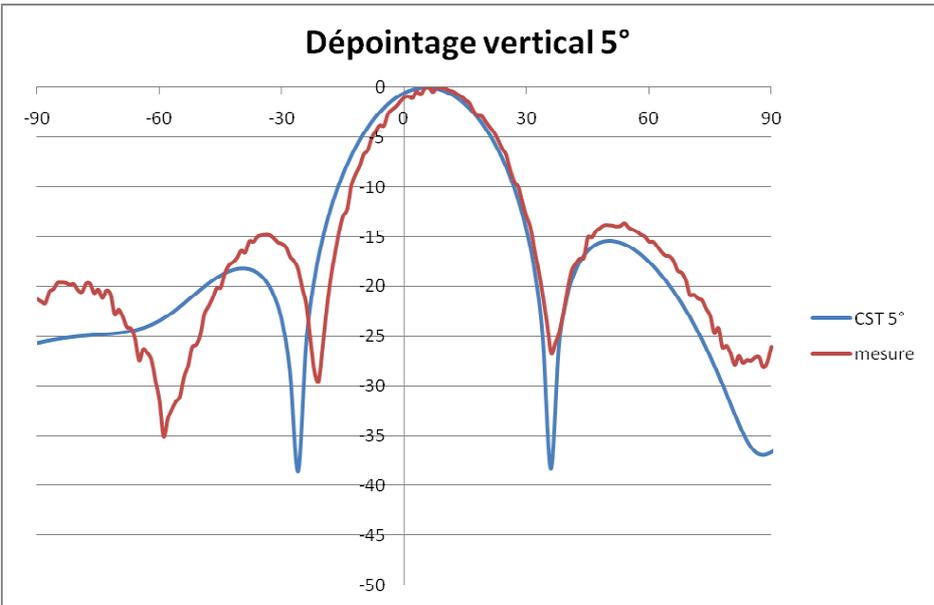


Figure IV - 57 : plan vertical, dépointage 5°, f=1GHz

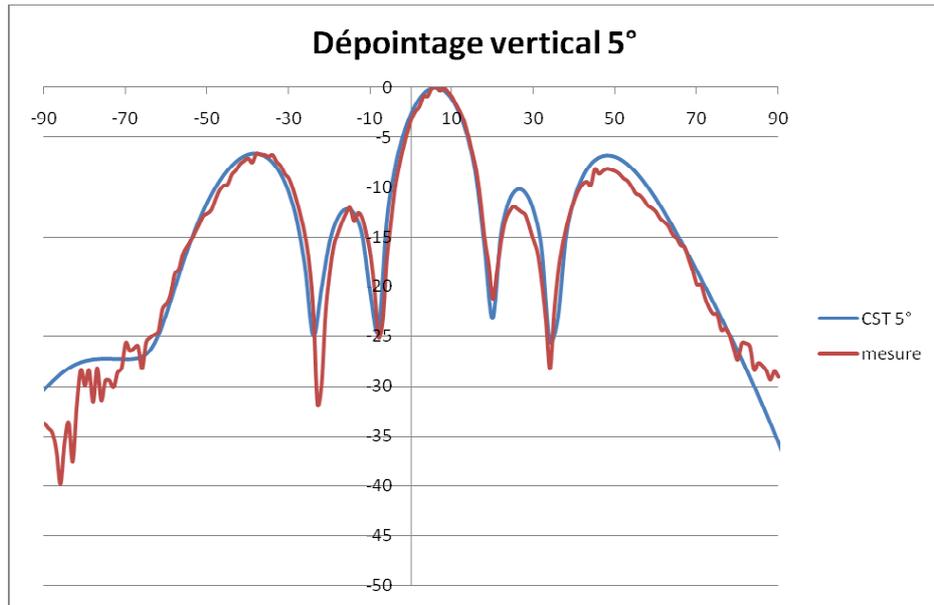


Figure IV - 58 : plan vertical, dépointage 5°, f=2GHz

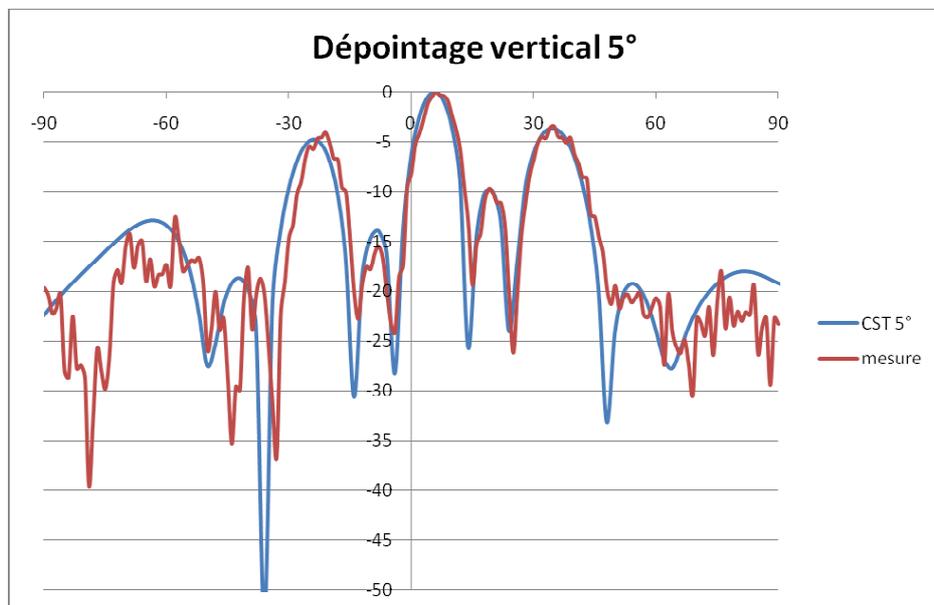
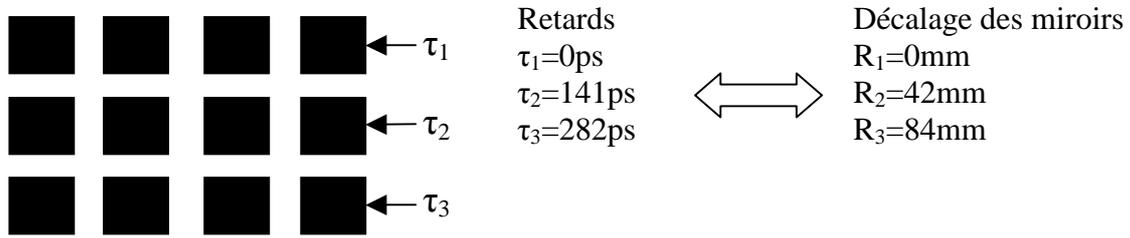


Figure IV - 59 : plan vertical, dépointage 5°, f=3GHz

Cette configuration extrême présente des lobes de réseau à 3GHz supérieurs à -5dB du maximum. Le dépointage s'éloignant du maximum de rayonnement (10°) l'écart relatif entre le lobe principal et le lobe de réseau diminue de façon critique.

c) Dépointage vertical de 12°

Les retards et les espacements relatifs entre les lignes à retards sont donnés ci après :



Ci-dessous les graphes d'intensités entre -45° et 45° pour un dépointage de 12° :

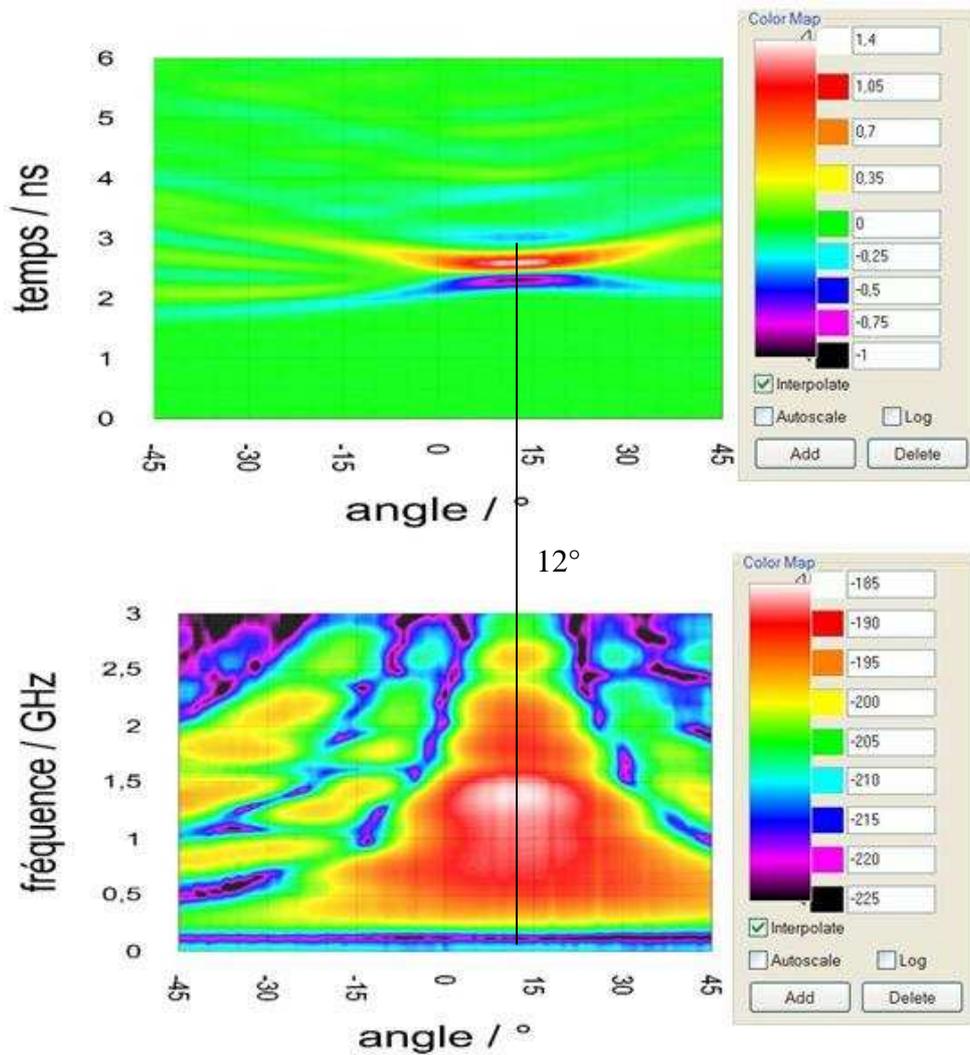


Figure IV - 60 : graphes d'intensités temporel et harmonique, dépointage vertical de 12°

Les diagrammes présentés ci-après sont des coupes normalisées du graphe d'intensité harmonique pour les fréquences 0.3GHz, 1GH, 2GHz et 3GHz.

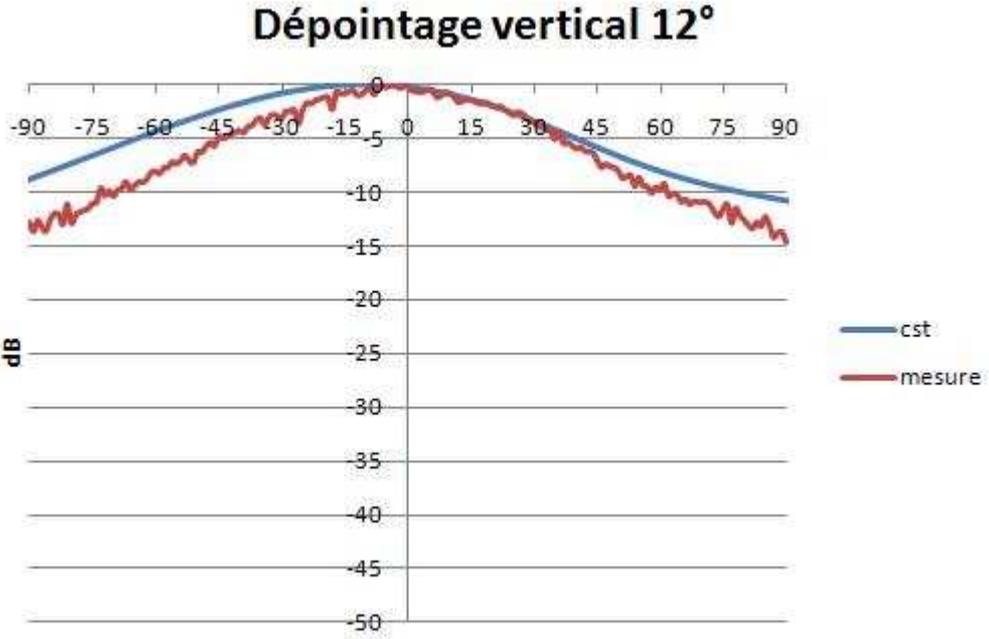


Figure IV - 61: plan vertical, dépointage 12°, f=0.3GHz

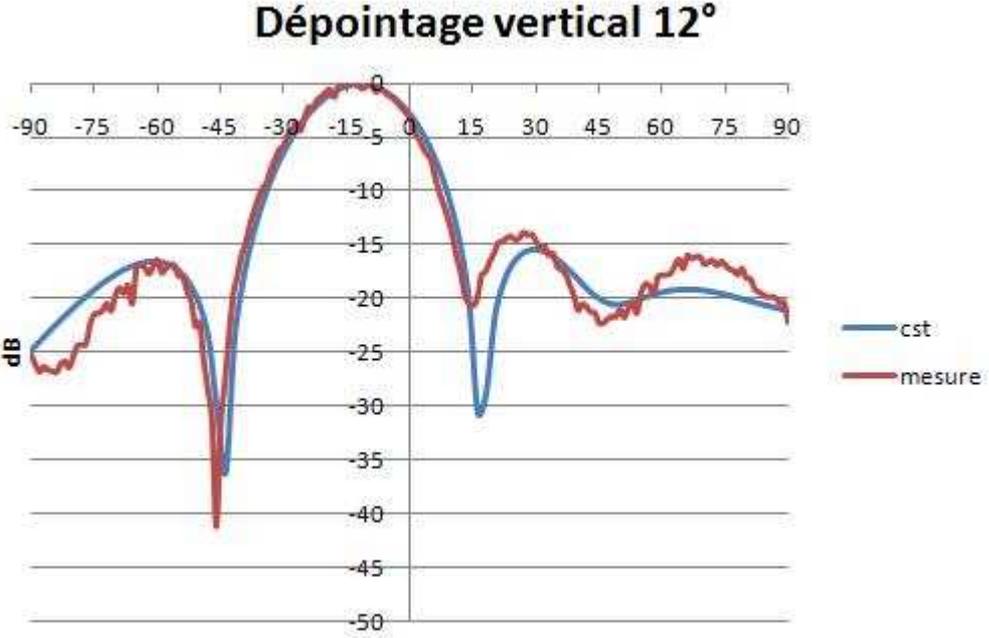


Figure IV - 62 : plan vertical, dépointage 12°, f=1GHz

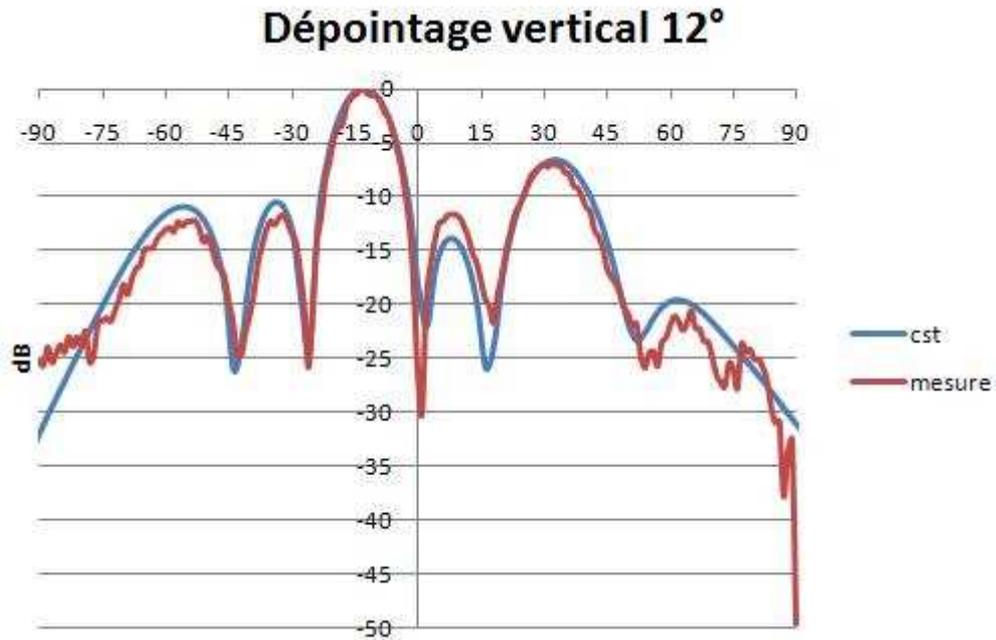


Figure IV - 63 : plan vertical, dépointage 12°, f=2GHz

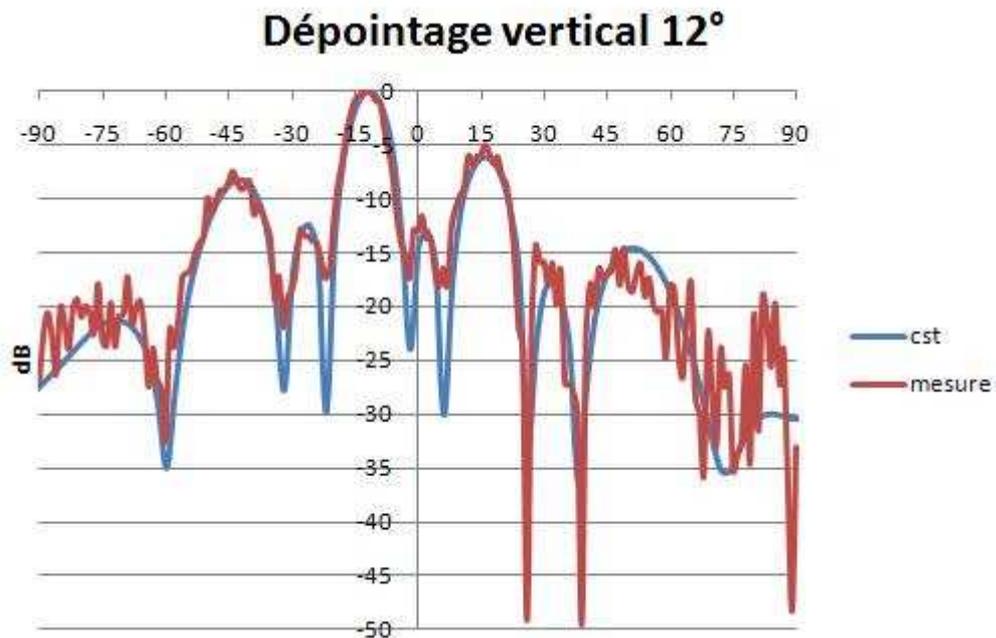


Figure IV - 64 : plan vertical, dépointage 12°, f=3GHz

Globalement, on obtient une bonne adéquation entre la théorie et la mesure. En extrémité de bande (300MHz et 3GHz), le contenu spectral d'alimentation est faible (-20dB). Ce faible niveau est pénalisant pour caractériser le prototype à ces fréquences, le manque de dynamique étant responsable du peu de précision.

IV Conclusion chapitre 4

Le cumul de puissance des 12 sources et le dépointage 1D ont bien été validés par les expérimentations sur le démonstrateur. Les mesures 2D auront lieu ultérieurement et ne pourront pas être insérer dans ce manuscrit.

Les mesures effectuées sont très proches de la théorie, les imprécisions de positionnement des miroirs ou antennes sont au final peu influentes sur les résultats.

Lors des mesures il n'a malheureusement pas été possible de visualiser un dépointage 2D suite à un dysfonctionnement du LASER. Cependant, au vu des résultats pour les deux séries de dépointages (plans horizontal et vertical), il n'y a peu de doute à avoir quant aux résultats d'un dépointage 2D.

Conclusion générale

L'objectif de l'étude présentée dans ce mémoire a été la conception et la réalisation d'un réseau d'antennes ultra large bande impulsionnelles piloté par des générateurs opto-électroniques. Le but était de concevoir et mettre en œuvre un réseau antennaire de taille réduite pouvant être embarqué et permettant l'agilité dans deux directions.

La mise en réseau passait par la miniaturisation de l'antenne élémentaire. Ceci a eu pour effet de diminuer le gain intrinsèque des antennes. L'antenne élémentaire, nécessaire à la conception d'un démonstrateur de Radar d'imagerie ULB impulsionnel, a dû respecter les contraintes suivantes :

- Bande passante de 300MHz à 3GHz
- Dimension maximum inférieure à $\lambda/4$ (pour la fréquence de 300MHz)
- Dispersion minimum pour le signal considéré
- Tenue en tension de 2kV

Une antenne de type antenne à ondes progressives a été retenue pour résoudre le problème de la dispersion, la taille a été réduite principalement par la mise en court circuit de l'antenne ainsi que par l'ajout d'une boucle. La faible directivité en basses fréquences de l'antenne élémentaire a été compensée par la mise en réseau. Cette phase de conception a été réalisée à l'aide du simulateur électromagnétique CST afin d'optimiser au mieux la structure de l'antenne élémentaire.

Ayant réduit la taille des antennes pour la mise en réseau il a été possible de les rapprocher pour réduire au maximum les lobes de réseau en hautes fréquences, ce qui a eu pour conséquence d'augmenter le couplage entre antennes. La méthode pour palier ce problème a été d'utiliser un signal d'excitation à valeur moyenne nulle. Les composantes basses fréquences ont en effet, lorsqu'elles ne sont pas rayonnées, tendance à créer un couplage entre antennes ou avec des structures dans l'environnement proche. Le signal utilisé est une impulsion de type monocycle de largeur d'environ 700ps générée par deux photocommutateurs. Ce signal a été programmé sous notre simulateur électromagnétique et l'impact analysé. L'avantage de l'optique, pour la génération d'une telle impulsion, est la reproductibilité des signaux à fort niveau de tension (1.6kV crête à crête environ). Les lignes à

Conclusion générale

retards optiques ont permis le dépointage à la fois dans le plan vertical et le plan horizontal. La disposition matricielle des antennes (4 en horizontal par 3 en vertical) a permis l'utilisation de seulement 7 lignes à retards contre 12 dans le cas d'un réseau de disposition quelconque.

Il est souhaitable de réduire au maximum le rayonnement arrière pour protéger l'utilisateur du Radar. A cet effet, une technique de réduction du rayonnement arrière a été mise en oeuvre. Les corrugations, techniques utilisées sur les cornets pour limiter les courants de surfaces et testées dans le cadre de l'étude, ont parfaitement fonctionnées : le rayonnement arrière a été réduit de plus de 6dB. L'utilisation des corrugations permet un rapport des niveaux crêtes avant / arrière de 33.9dB contre 27.3dB sans les corrugations.

La caractérisation du démonstrateur avec notre banc de mesure transitoire nous a permis de quantifier le dépointage réalisable : un balayage entre -12° et $+12^\circ$ dans le plan horizontal et de -5° à -12° dans le plan vertical, toute combinaison 2D dans la limite de ces variations est alors possible.

Quelques points durs sont encore à améliorer.

- La taille des antennes, par rapport à la longueur d'onde maximale, reste encore trop importante, des lobes de réseau apparaissent en haut du spectre. La taille des antennes est donc un point limitatif pour la mise en réseau d'antennes ULB.
- Les générateurs optoélectroniques, bien que très performants, ne sont pas utilisables en conditions opérationnelles. Leur volume est trop important et ces systèmes sont fragiles. Néanmoins cela a permis de valider le principe du réseau d'antennes ULB impulsionnelles agile en direction de pointage.

L'intérêt du générateur optique réside dans la possibilité de pouvoir contrôler la forme de l'impulsion (via l'équilibre des polarisations, figure IV-11) et donc contrôler le spectre rayonné par la source rayonnante.

Cette étude a également ouvert deux voies possibles pour améliorer les réseaux d'antennes. Il a été montré qu'il était possible de réduire fortement le rayonnement arrière même basse fréquence par l'utilisation de corrugations. D'autres structures pourraient être étudiées afin d'en tester les performances (certaines de ces surfaces sont connues sous le nom de surfaces sélectives en fréquence). Par ailleurs, en ayant la possibilité de commander un

Conclusion générale

réseau non linéaire, il a été montré qu'il était possible de réduire les lobes de réseau ; ceci n'est possible que si les sources sont complètement indépendantes (soit 12 lignes à retard), ce qui n'était pas le cas dans l'étude présentée. La méthode d'optimisation décrite dans ce mémoire appliquée en harmonique devra être étendue au domaine temporel pour la recherche de meilleures performances impulsionnelles. Elle permet actuellement le positionnement ainsi que la détermination des phases à appliquer sur l'alimentation de chaque antenne de façon automatique pour une fréquence donnée.

Les systèmes ULB impulsionnels commencent tout juste à être matures, les quelques exemples de systèmes présents sur le marché sont encore de faible puissance et de faible portée. Les Radars de détection sont encore majoritairement bande étroite ou large bande. Les avancées technologiques dans le domaine des générateurs devraient permettre l'utilisation de l'ULB impulsionnel en condition opérationnelle dans un avenir relativement proche.

Annexe 1 : Détails de dernière étapes d'optimisation de l'antenne élémentaire

A.1.1 Elargissement de la bande d'adaptation par l'ajout d'un court-circuit constituant une deuxième boucle

L'optimisation de l'adaptation par l'ajout d'une boucle à l'intérieur de l'antenne a été développée par V.I. Koshelev [4] (Institute of High Current Electronics, Tomsk, Russie). Son principe est repris ici.

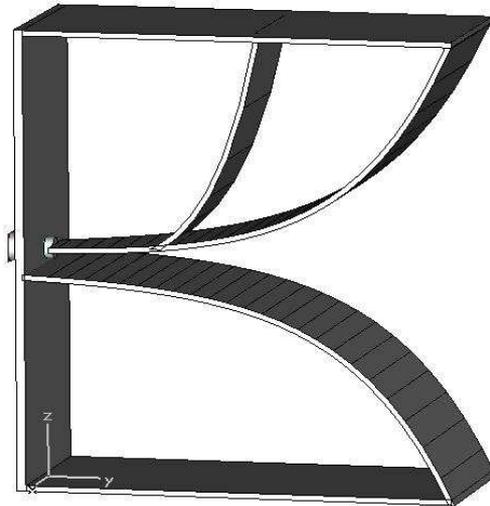


Figure A1- 1 : ajout d'une deuxième boucle

- Adaptation de l'antenne

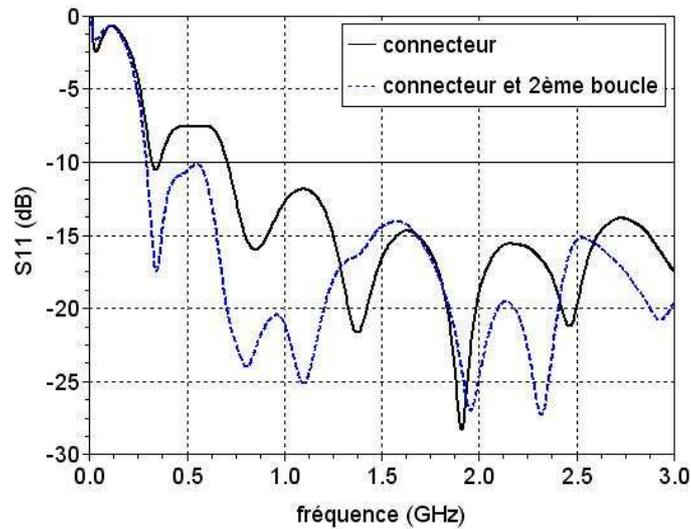


Figure A1- 2 : module du coefficient de réflexion avec et sans 2ème boucle

L'ajout de la deuxième boucle contribue largement à élargir la bande passante d'adaptation et cette antenne répond bien, dans cette configuration, à la contrainte d'adaptation. L'influence de la boucle peut être analysée à l'aide de la variation fréquentielle de l'impédance complexe de l'antenne.

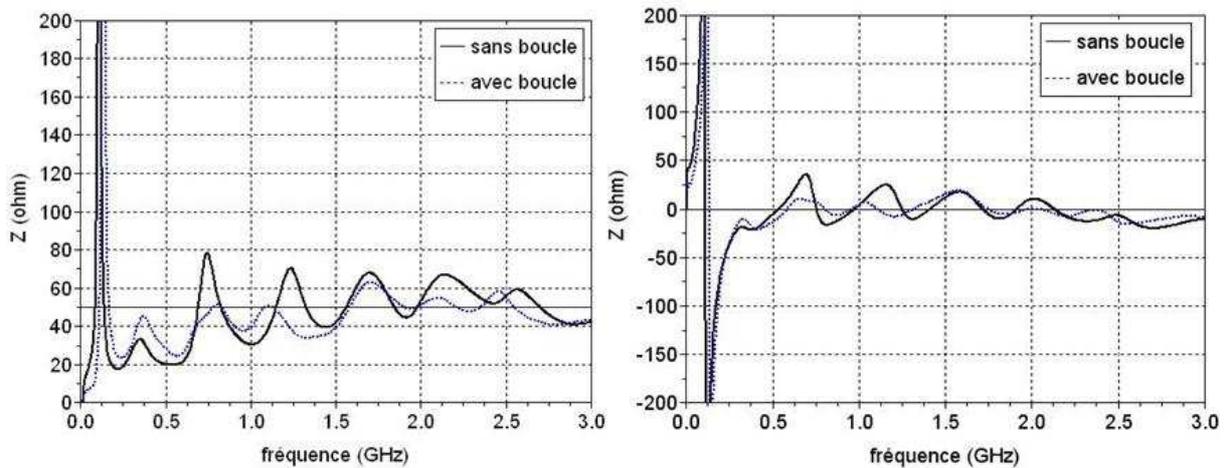


Figure A1- 3 : évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne

Une antenne à ondes progressives possède toujours une résonance en basse fréquence en dehors de la bande d'adaptation ; elle est caractéristique du comportement dipolaire de l'antenne en BF. L'impédance d'une antenne à ondes progressives idéale tend à être purement réelle en haute fréquence.

La présence de la deuxième boucle amortie fortement les oscillations sur l'impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire). Les oscillations ainsi amorties tendent à amener le régime d'antenne à ondes progressives plus rapidement d'où une meilleure adaptation de l'antenne.

- gain, phase du facteur d'antenne et temps de groupe

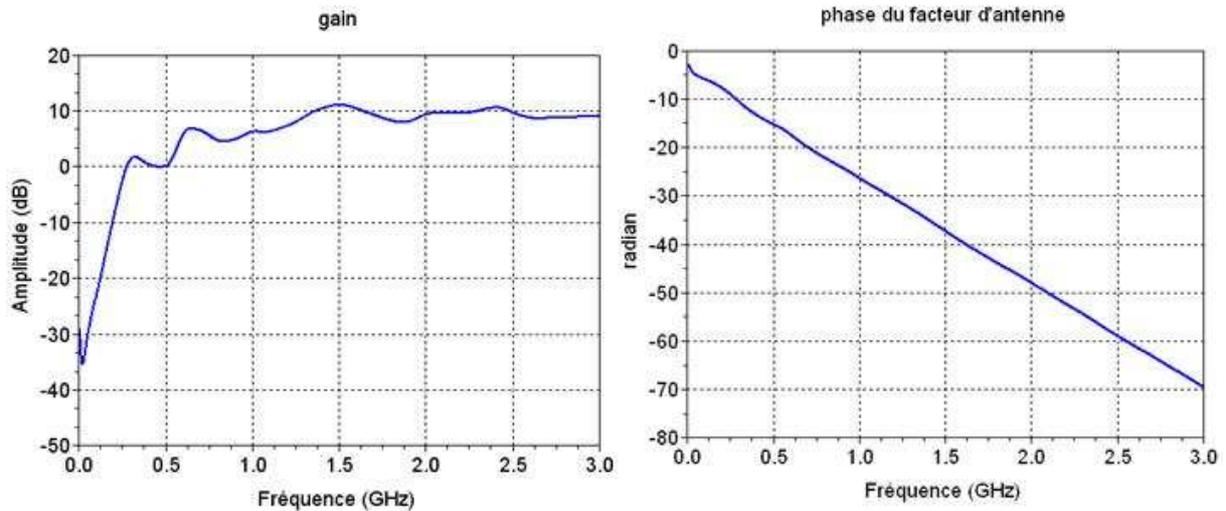


Figure A1- 4 : gain de l'antenne et phase du facteur d'antenne

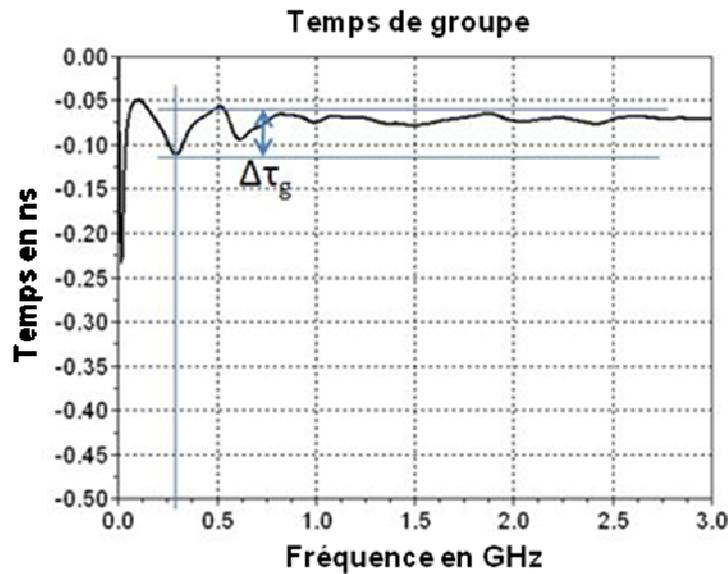


Figure A1- 5 : temps de groupe de l'antenne avec 2 boucles

Le temps de groupe différentiel $\Delta\tau_g$ vaut 0.05ns environ. L'ajout de la deuxième boucle n'a pas modifié ce paramètre de dispersion, néanmoins le temps de groupe possède moins d'oscillations. Le gain (figure A1-4) reste identique à celui de l'antenne sans deuxième boucle.

- Signaux rayonnés dans l'axe et vers l'arrière

Les critères d'adaptation et de dispersion étant remplis, il reste à analyser le rayonnement. Ci-dessous les rayonnements temporels avant et arrière.

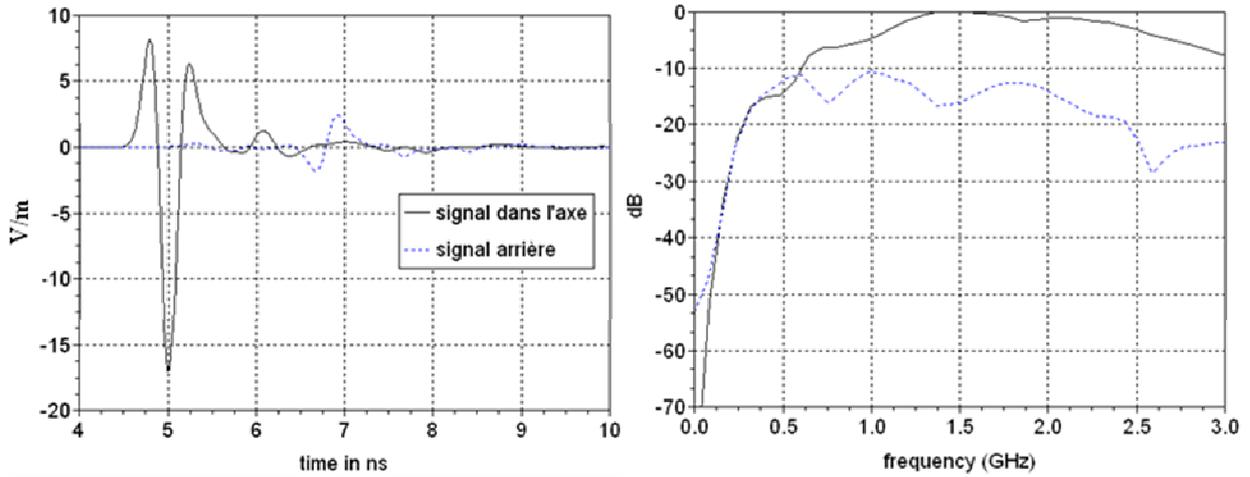


Figure A1- 6 : signaux temporels de l'antenne avec 2ème boucle et amplitudes spectrales

La deuxième boucle a une influence plus importante sur le signal rayonné vers l'arrière que sur le signal rayonné vers l'avant.

Ci-dessous le rapport des niveaux crêtes avant sur arrière pour l'antenne avec la deuxième boucle :

$$20 * \log\left(\frac{17.01}{2.39}\right) = 17.05 \text{ dB}$$

La boucle améliore de façon significative le rapport des niveaux crêtes.

Les figures suivantes donnent les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H pour la structure munie de sa connectique, avec et sans la présence de la seconde boucle.

- Signaux harmoniques

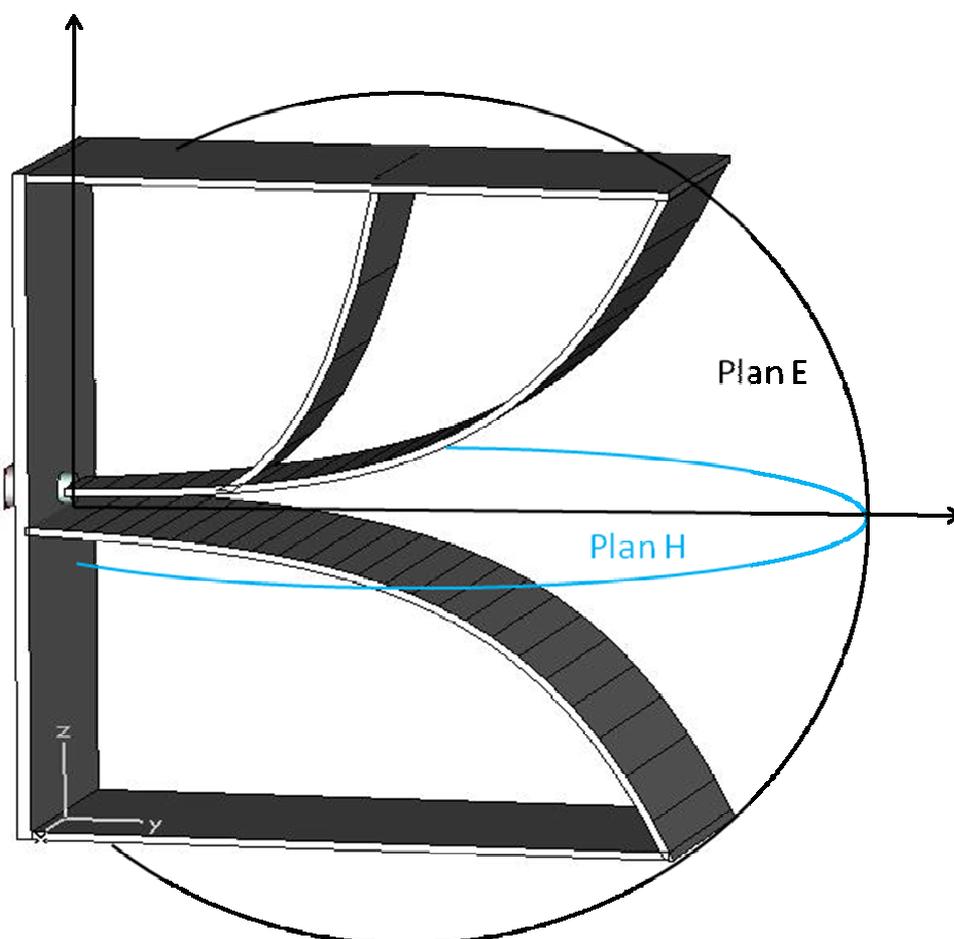


Figure A1- 7 : système de coordonnées des plans harmoniques

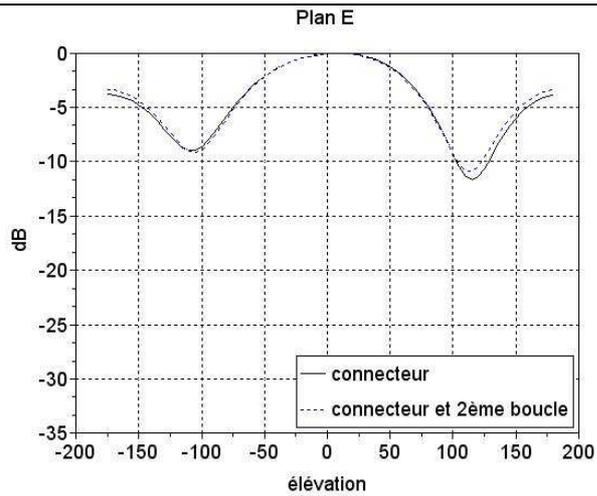


Figure A1- 8 : plan E, f=0.3GHz

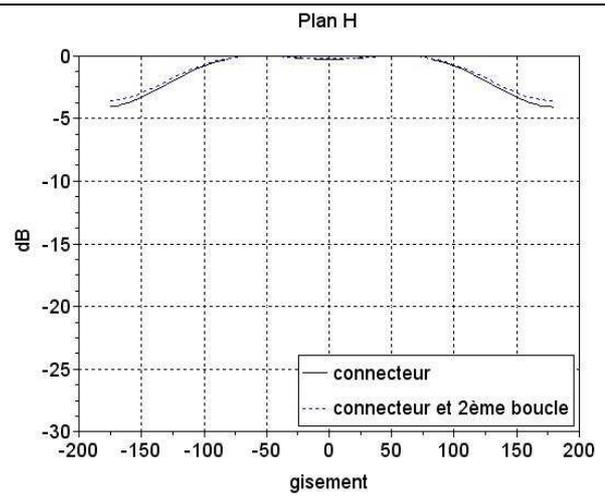


Figure A1- 9 : plan H, f=0.3GHz

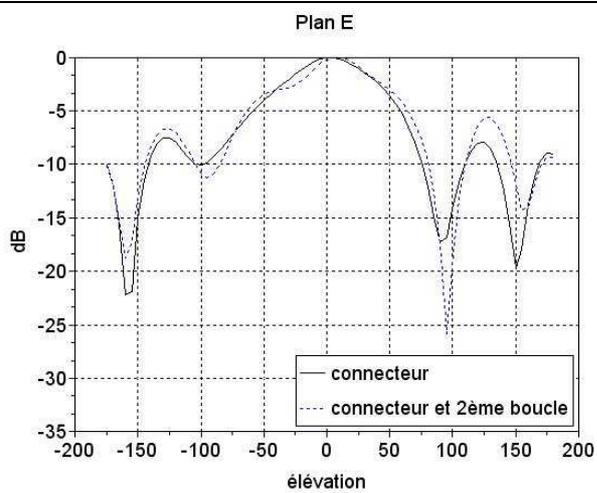


Figure A1- 10 : plan E, f=1GHz

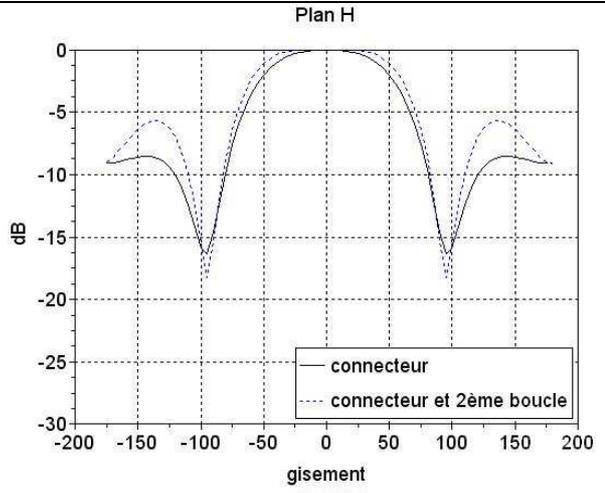


Figure A1- 11 : plan E, f=1GHz

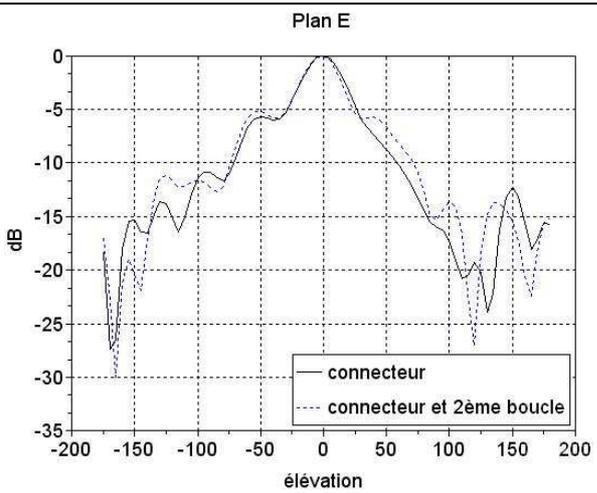


Figure A1- 12 : plan E, f=2GHz

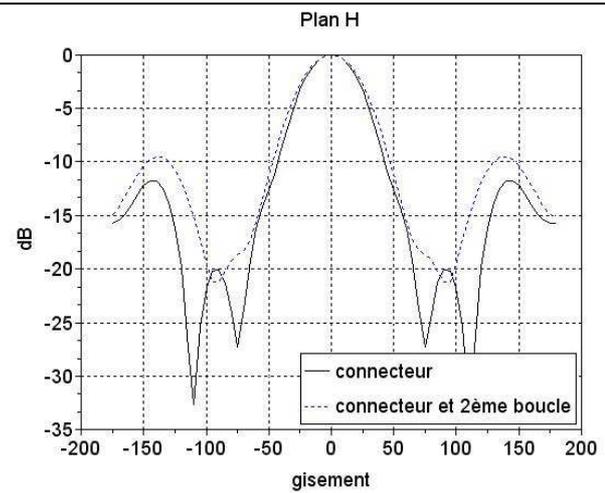
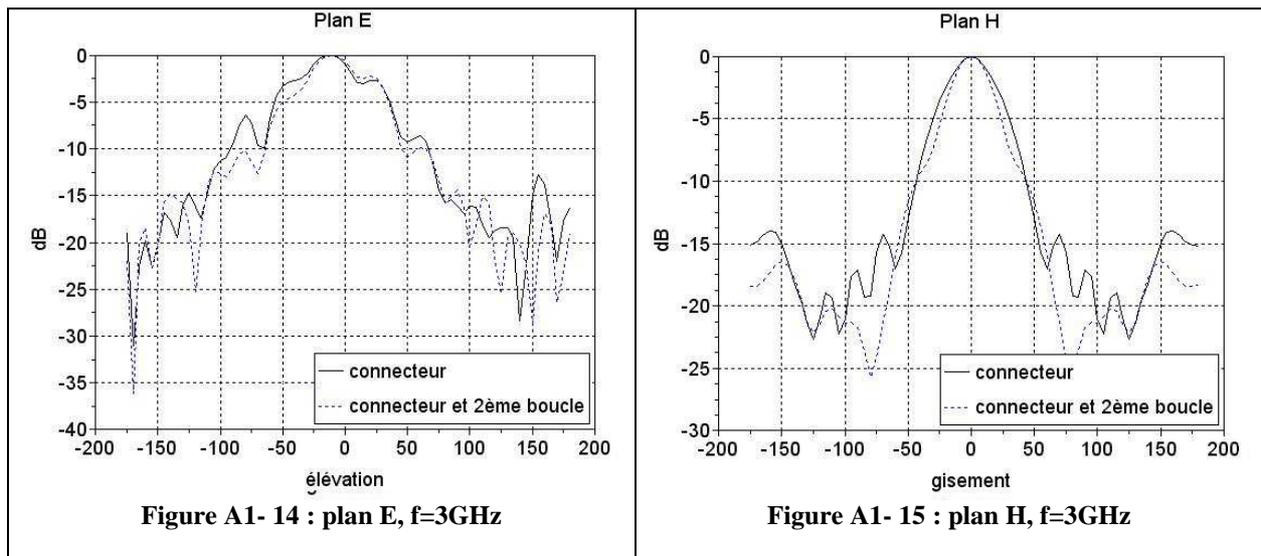


Figure A1- 13 : plan H, f=2GHz



La directivité de l'antenne augmente avec la fréquence. L'antenne élémentaire n'est pas directive en dessous de 1GHz, ceci sera compensé par la mise en réseau. Le comportement harmonique des deux antennes est sensiblement le même. On remarque toutefois un dépointage dans le plan E lié à la dissymétrie de l'antenne ; ce défaut devra être pris en compte lors de la conception du réseau d'antenne.

A.1.2 Diminution de la hauteur de l'antenne

Les performances d'un réseau linéaire vertical sont étroitement liées à l'espacement entre antennes. Pour pouvoir diminuer cet espacement en vue de réduire les lobes de réseau, un effort particulier a été mené pour réduire la hauteur de l'antenne élémentaire.

Le principe de cette réduction consiste à diminuer la courbure de l'exponentielle inférieure. La hauteur présentée ci-après est le minimum qu'il a été possible d'atteindre en conservant la plage d'adaptation.

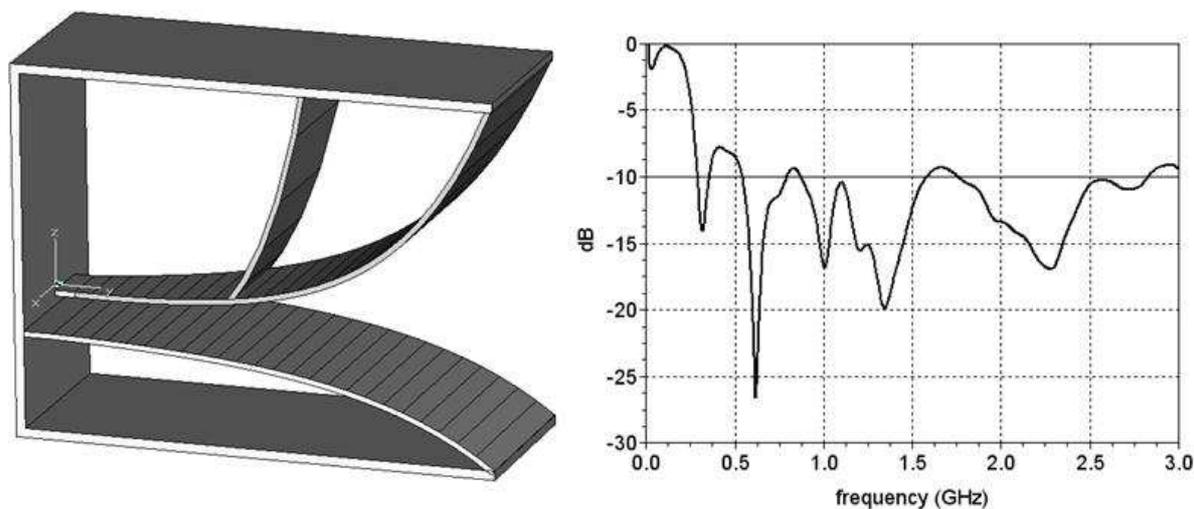


Figure A1- 16 : antenne réduite et S11 associé

La hauteur de l'antenne est maintenant de 200mm, les autres dimensions n'ont pas été modifiées (largeur 100mm et longueur 250mm). Dans les antennes à ondes progressives l'ouverture joue un rôle essentiel pour la fréquence basse du spectre. Généralement, pour adapter une antenne, l'ouverture doit être à $\lambda_{\max}/2$. Dans notre cas, de par la présence du court circuit et de la deuxième boucle, l'ouverture n'est que de $\lambda_{\max}/5$. Cette ouverture est la plus petite qu'il ait été possible de réaliser pour cette structure d'antenne.

A.1.3 Optimisation de la transition coaxial/antenne

L'amélioration de la transition coaxial / antenne doit avant tout permettre l'adaptation dans la bande 300MHz - 3GHz. Cette transition a été améliorée de la façon suivante : l'âme centrale a été évasée jusqu'à obtenir la largeur finale du ruban tout en adaptant la hauteur entre la partie évasée et le plan de masse de l'antenne afin de conserver une impédance caractéristique proche de 50Ω .

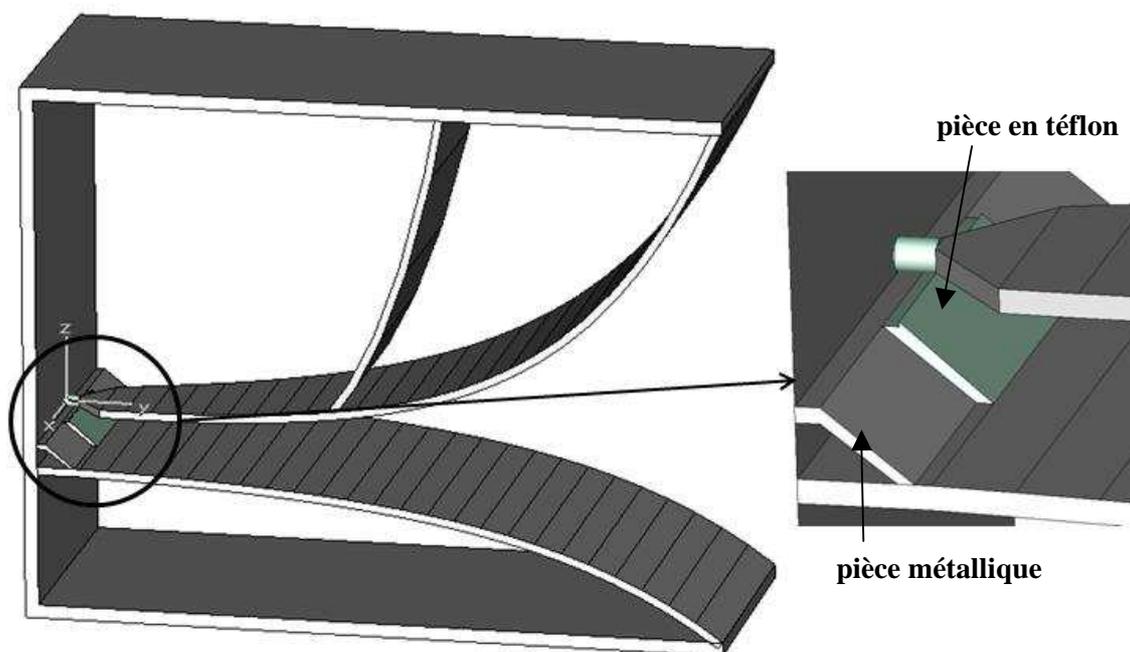


Figure A1- 17 : antenne avec transition optimisée

Une pièce de téflon a été rajoutée afin de limiter les risques de claquage et d'affiner l'adaptation 50Ω à la sortie du coaxial. La transition a nécessité une distance supplémentaire de 10mm ; l'antenne a donc une longueur de 260mm.

L'amplitude du coefficient de réflexion calculé en entrée de cette structure comparée à celle de l'antenne précédente est représentée figure suivante :

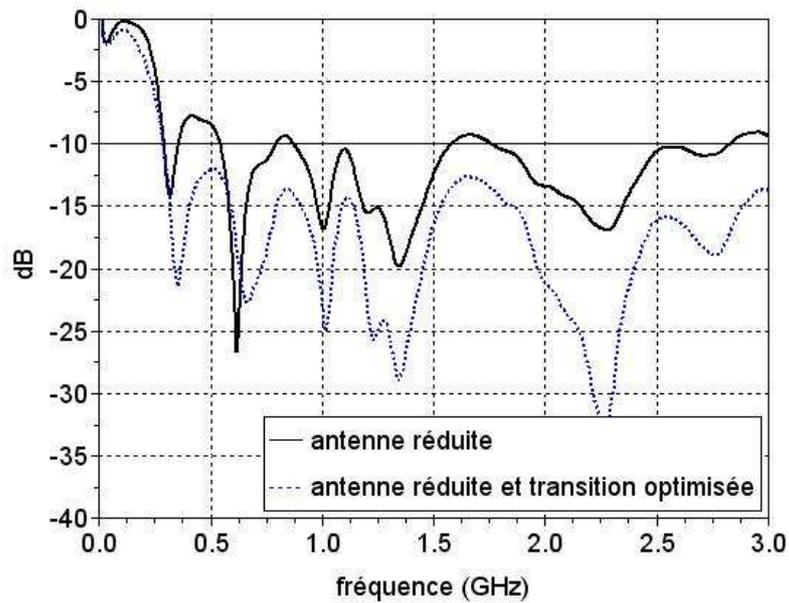


Figure II - 58 : S11 de l'antenne élémentaire

La transition améliore fortement l'adaptation de l'antenne tant dans les basses que les hautes fréquences. Cette antenne est l'antenne élémentaire du réseau agile ; ses performances sont développées dans le chapitre II.

Annexe 2 : complément de simulation pour la conception du réseau d'antenne

A2.1 : Interactions entre antennes horizontales ; taches et diagrammes de rayonnement

Graphe d'intensité

Pour avoir une meilleure vue d'ensemble, il est possible de représenter les taches de rayonnement transitoire et harmonique en graphe d'intensité. Ci-dessous, les trois configurations retenues pour le plan horizontal.

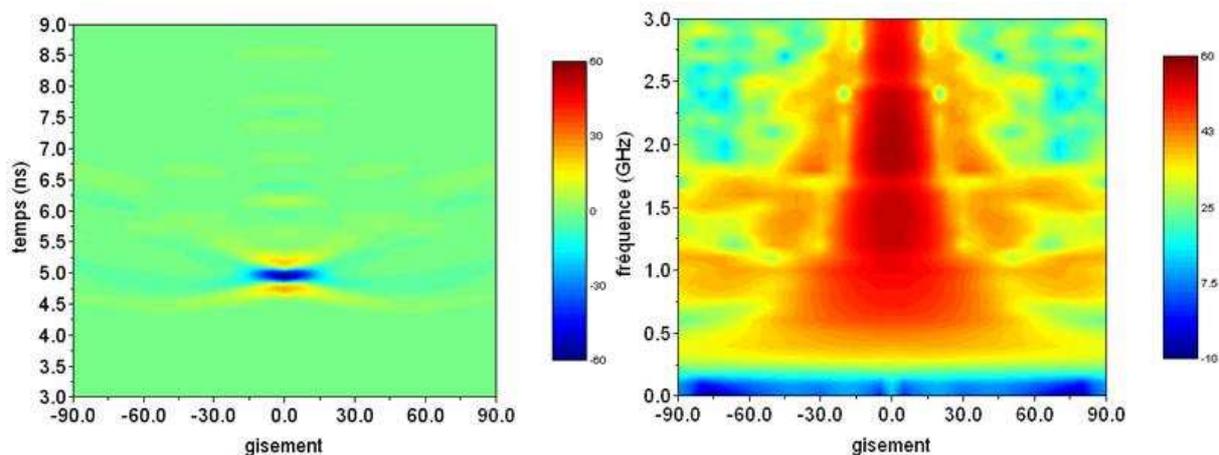


Figure A2 - 1 : taches de rayonnement dans le plan H, antennes collées

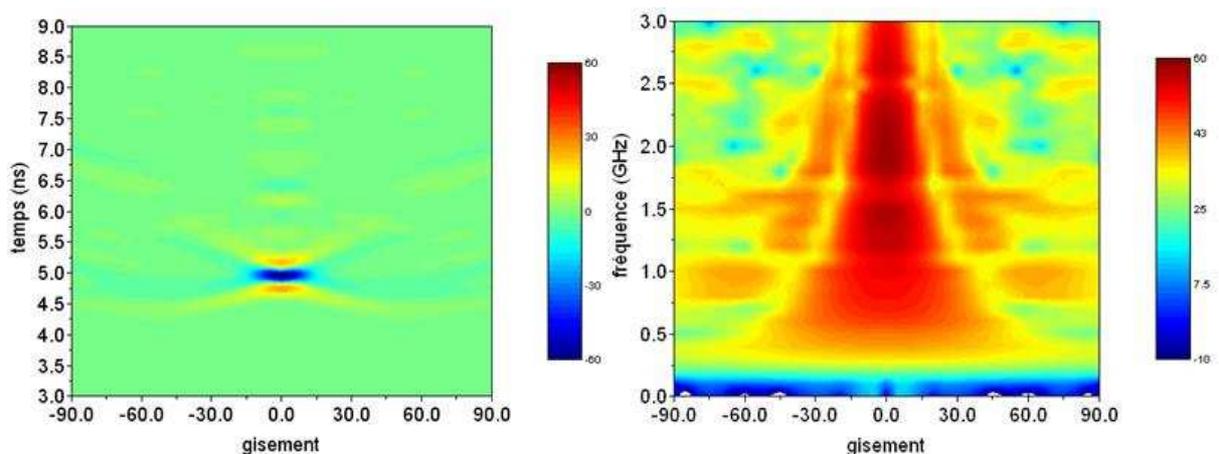


Figure A2 - 2 : taches de rayonnement dans le plan H, antennes espacées de 20mm

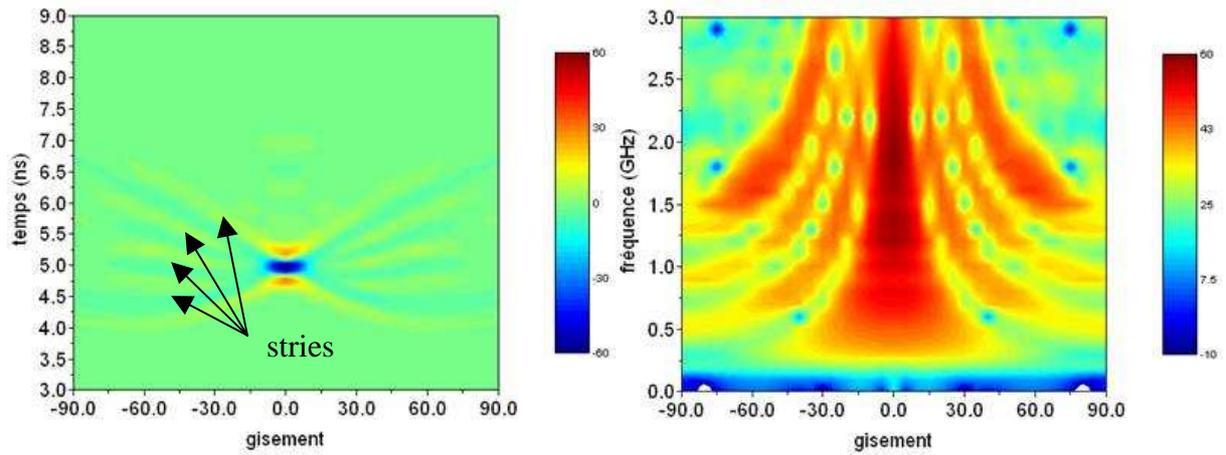


Figure A2 - 3 : taches de rayonnement dans le plan H, antennes espacées de 100mm

Deux phénomènes sont à relever :

- Dans le domaine temporel, la directivité augmente avec l'éloignement des antennes, la tache de rayonnement devient de plus en plus fine mais des stries apparaissent. Ces stries sont au nombre de 4, ce qui correspond aux contributions des 4 antennes du plan horizontal
- Dans le domaine harmonique, la directivité augmente certes mais également les lobes de réseau avec l'éloignement inter-antennes, ceux ci tendent à être du même niveau que le lobe principal.

Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont des coupes des taches harmoniques précédentes pour quelques fréquences caractéristiques.

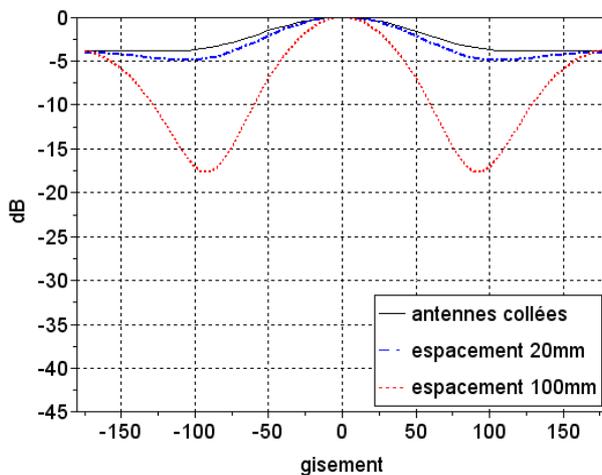


Figure A2 - 4 : rayonnement harmonique, $f=0.3\text{GHz}$

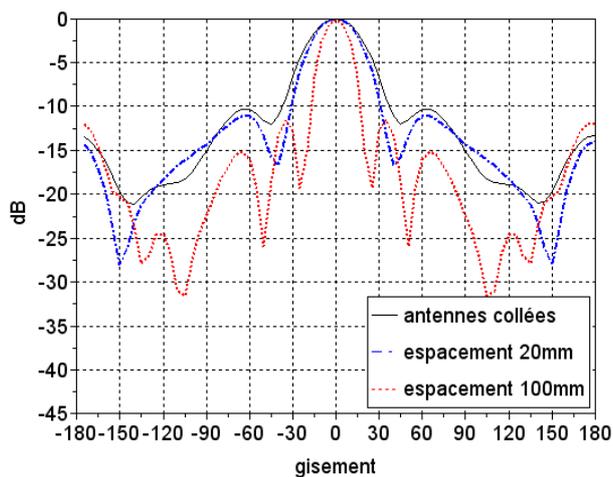


Figure A2 - 5 : rayonnement harmonique, $f=1\text{GHz}$

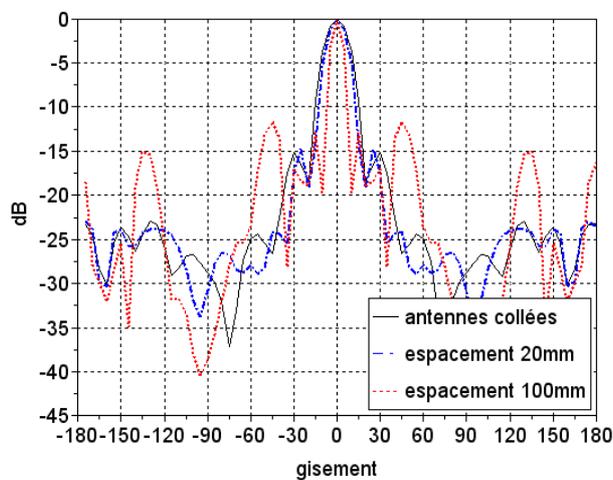


Figure A2 - 6 : rayonnement harmonique, $f=2\text{GHz}$

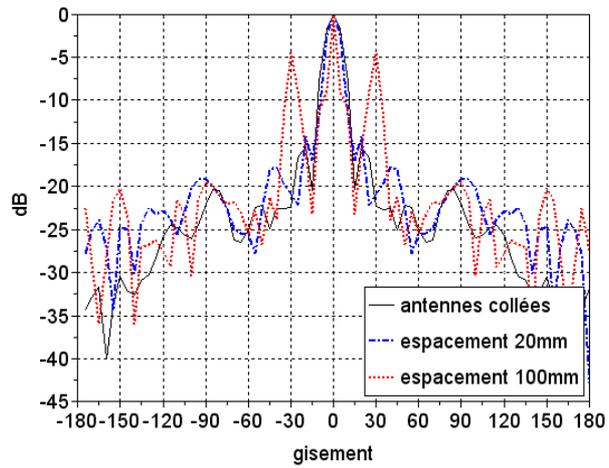


Figure A2 - 7 : rayonnement harmonique, $f=3\text{GHz}$

Dans la partie haute du spectre, plus l'espacement entre les antennes est important et plus les lobes de réseau ont un niveau d'amplitude important et de ce fait font obstacle au dépointage.

A2.2 : Interactions entre antennes verticales

Adaptation des antennes verticales

Ces simulations complémentaires ont pour objectifs de conforter le choix de configuration retenue savoir des antennes en contact dans le plan vertical. La figure suivante montre les modules des coefficients de réflexion pour un espacement de 10mm :

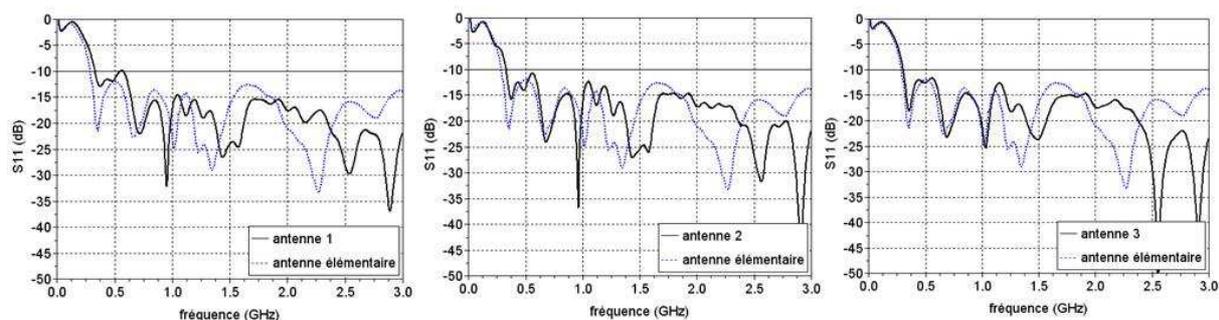


Figure A2 - 8 : modules des coefficients de réflexion du réseau vertical pour les antennes espacées de 10mm

Les coefficients sont sensiblement similaires quand les antennes sont collées, peu d'améliorations sont à noter sur l'adaptation en fonction de l'éloignement des antennes. Le choix d'antennes collées convient parfaitement.

Ci-dessous la simulation des antennes espacées de 50mm :

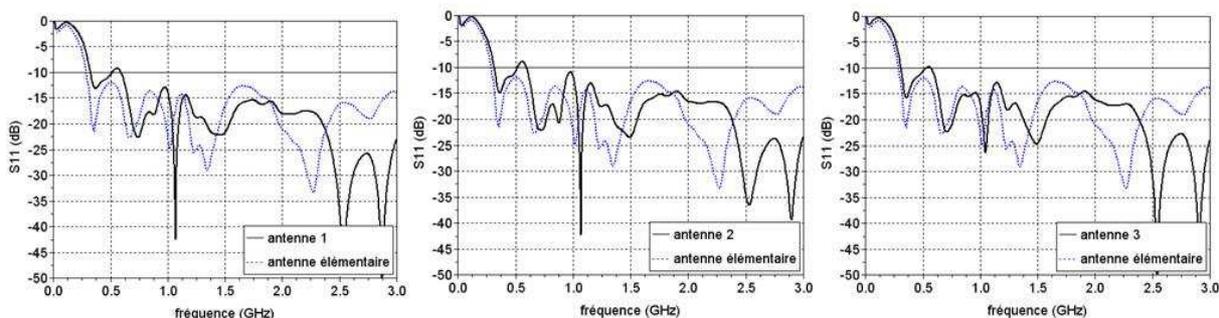


Figure A2 - 9 : modules des coefficients de réflexion du réseau vertical pour les antennes espacées de 50mm

D'un point de vue de la compacité et adaptation, le meilleur compromis consiste à garder les antennes en contact. Il n'y a pas d'avantage à éloigner les antennes d'un point de vue adaptation.

Taches de rayonnement

L'adaptation convient parfaitement lorsque les antennes sont collées, de même, il convien de vérifier si le rayonnement n'est pas grandement amélioré par la séparation des antennes. Ci-dessous les graphes d'intensités selon deux configurations d'antennes, espacées de 10mm et espacées de 50mm.

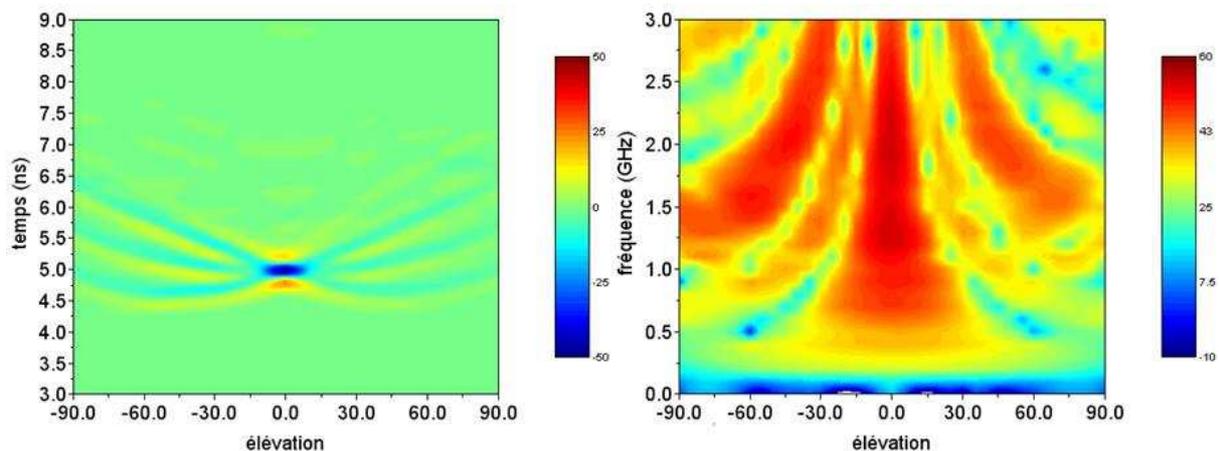


Figure A2 - 10 : taches de rayonnement, antennes espacées de 10mm

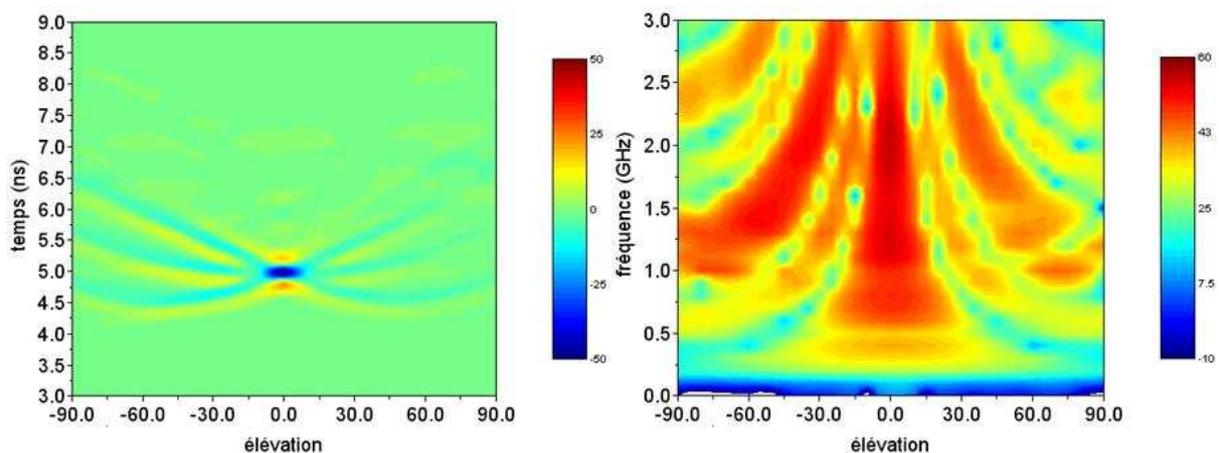
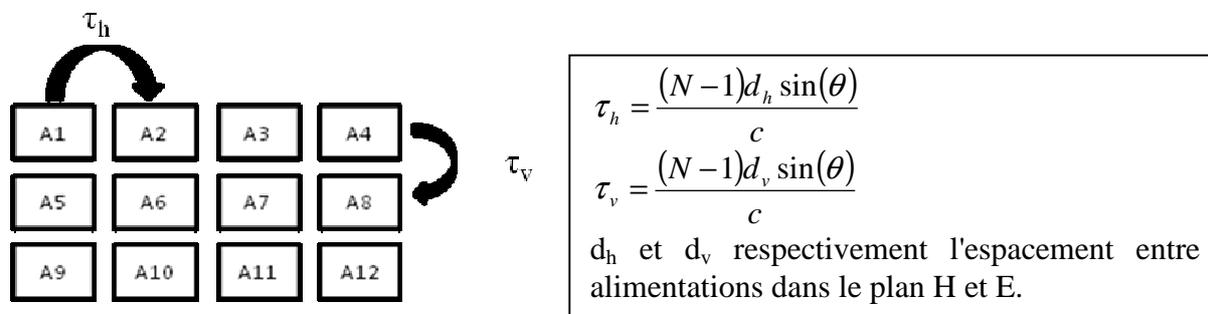


Figure A2 - 11 : taches de rayonnement, antennes espacées de 50mm

L'espacement entre antennes influe très peu sur le transitoire tandis qu'en harmonique on constate une baisse de la fréquence pour laquelle les premiers lobes de réseau apparaissent. Le choix des antennes en contact est la meilleure solution.

A2.3 : Dépointage 2D, simulations complémentaires

Ces simulations complémentaires montrent quelques exemples de dépointage 2D ainsi que le calcul des retards nécessaires à appliquer sur les antennes. La première simulation consiste à dépointer le réseau de 10° en vertical (E) et 5° en horizontal (H).



Le retard à appliquer à chaque antenne est la somme de τ_h et τ_v .

- Pour cette simulation on obtient les retards suivants :

$$\tau_1=0; \quad \tau_2=35\text{ps}; \quad \tau_3=70\text{ps}; \quad \tau_4=105\text{ps};$$

$$\tau_5=116\text{ps}; \quad \tau_6=151\text{ps}; \quad \tau_7=186\text{ps}; \quad \tau_8=221\text{ps};$$

$$\tau_9=232\text{ps}; \quad \tau_{10}=267\text{ps}; \quad \tau_{11}=302\text{ps}; \quad \tau_{12}=337\text{ps};$$

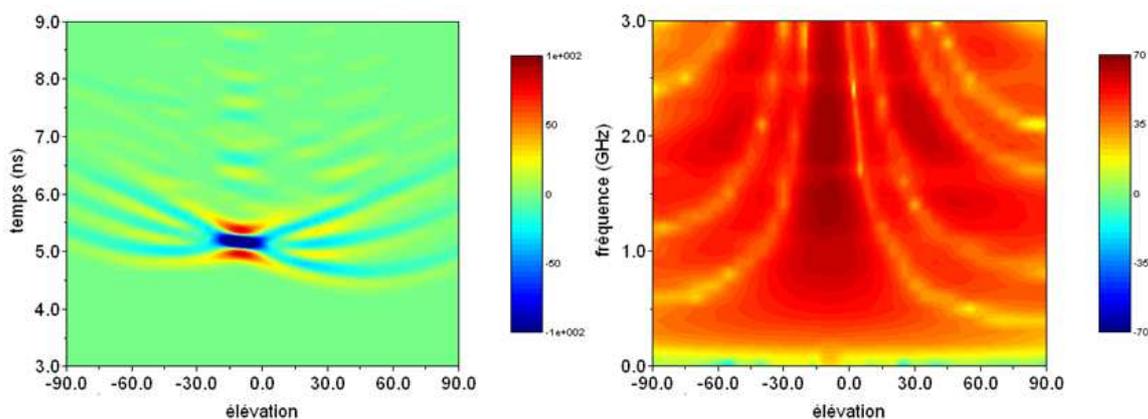


Figure A2 - 12 : plan vertical, dépointage 10° vertical et 5° horizontal

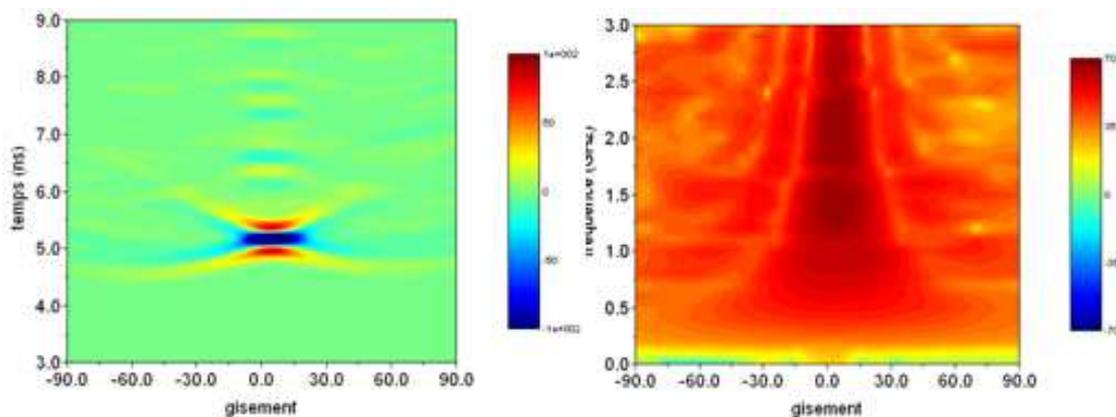


Figure A2 - 13 : plan horizontal, dépointage 10° vertical et 5° horizontal

Il reste à vérifier si ce double dépointage n'induit pas d'effet négatif dans le signal transitoire rayonné selon la direction principale de rayonnement. La figure ci-dessous relève le champ rayonné dans la direction de dépointage :

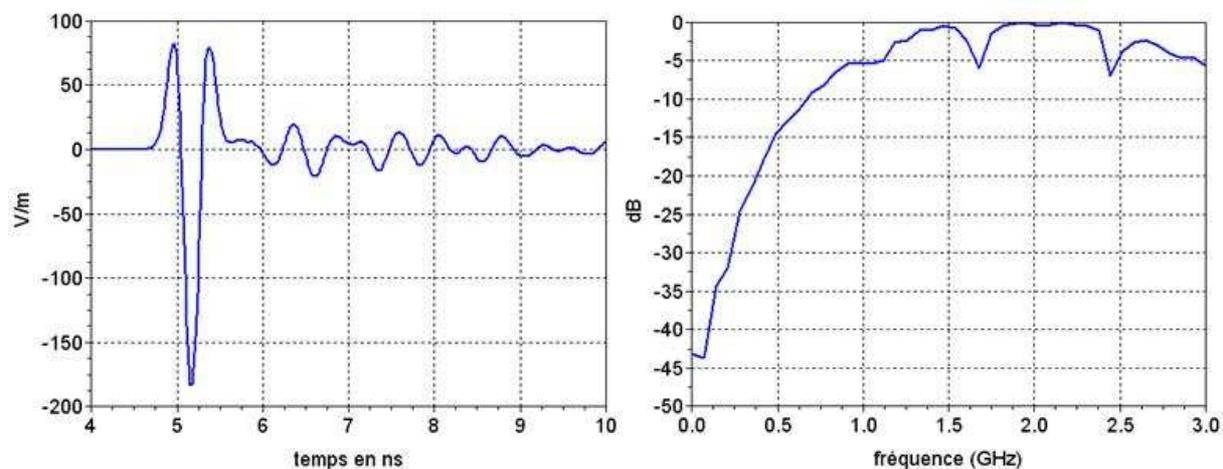


Figure A2 - 14 : champ rayonné ramené à 1m dans la direction de dépointage

Le dépointage 2D n'induit pas de défaut sur le signal rayonné transitoire, le niveau crête de rayonnement est de 183 V/m contre 187 V/m pour un dépointage de 10° dans le plan E.

- Pour la simulation suivante on souhaite un dépointage de 10° dans le plan E et H, les retards appliqués sont les suivants :

$\tau_1=0$; $\tau_2=69\text{ps}$; $\tau_3=138\text{ps}$; $\tau_4=207\text{ps}$;
 $\tau_5=117\text{ps}$; $\tau_6=186\text{ps}$; $\tau_7=255\text{ps}$; $\tau_8=324\text{ps}$;
 $\tau_9=234\text{ps}$; $\tau_{10}=303\text{ps}$; $\tau_{11}=372\text{ps}$; $\tau_{12}=441\text{ps}$;

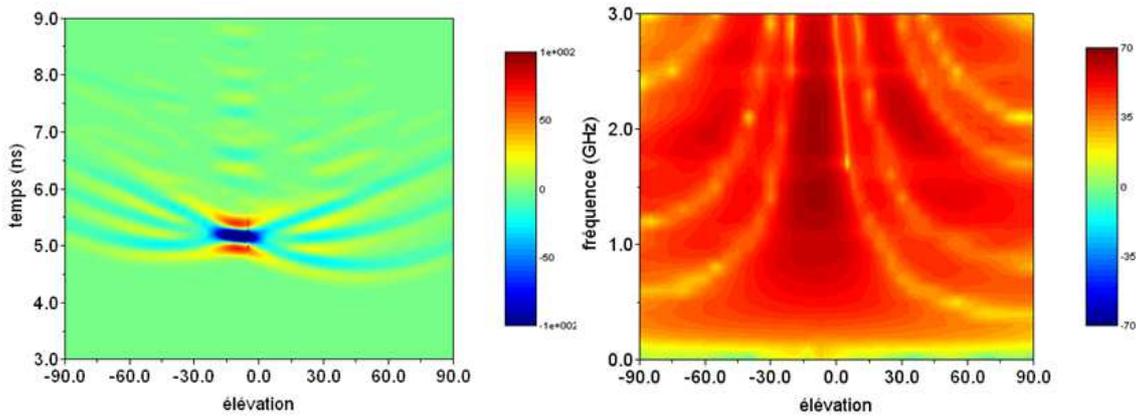


Figure A2 - 15 : plan vertical, dépointage 10° vertical et horizontal

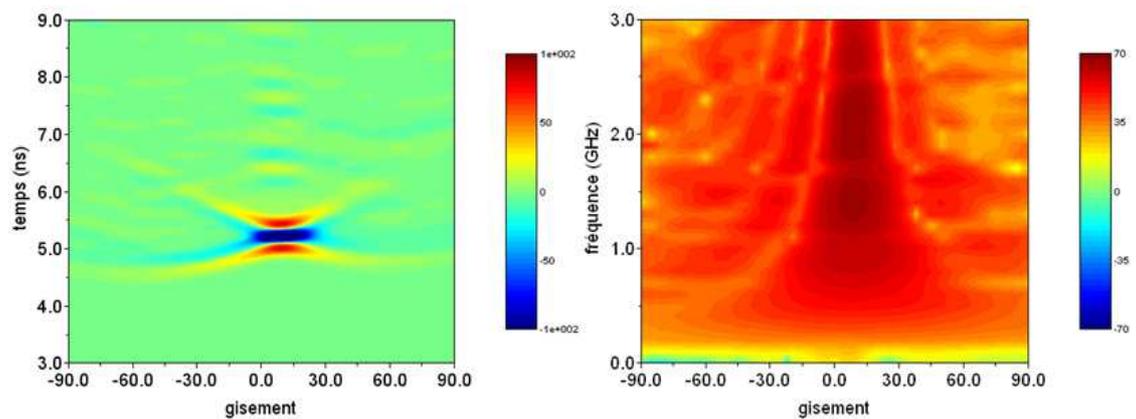


Figure A2 - 16 : plan horizontal, dépointage 10° vertical et horizontal

Les taches temporelles et harmoniques sont bien dépointées dans la direction souhaitée. Dans le plan horizontal (figure A2-16) aucun lobe de réseau n'est à déplorer, quant au plan vertical (figure A2-15), des lobes à $+30^\circ$ apparaissent pour les fréquences supérieures à 1.5GHz.

Le signal transitoire dans la direction de dépointage est montré figure A2-17 :

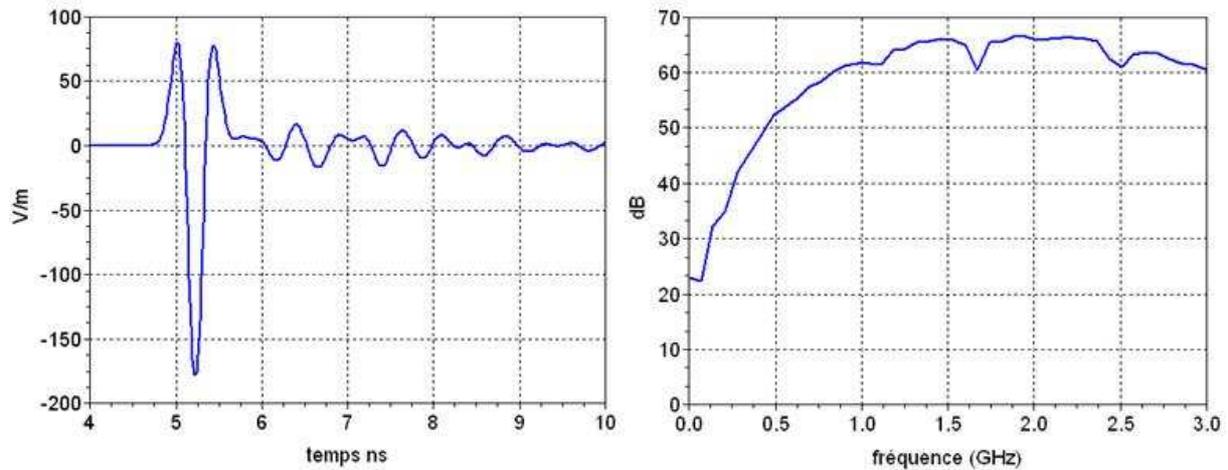


Figure A2 - 17 : champ rayonné ramené à 1m dans la direction de dépointage, 10° horizontal et vertical

Le niveau crête s'établit à 178V/m, on note une légère baisse du niveau mais on reste dans des limites acceptables pour notre utilisation à savoir chute du niveau crête rayonné inférieure à 15% du maximum. L'étalement temporel du signal dans l'axe n'excède pas 1ns comme le cas du signal rayonné sans dépointage. Le critère de décision est indéniablement le niveau des lobes de réseau dans le domaine harmonique.