

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences de Limoges

Année : 2006

Thèse N° [16-2006]

Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : « Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique »

Présentée et soutenue par

Philippe DELMOTE

le 12 mai 2006

<p>Etude et réalisation d'antennes Ultra Large Bande pour applications Radar et Communications</p>

Thèse dirigée par Bernard JECKO
Michèle LALANDE

JURY :

rapporteurs

M. Jean-Yves DAUVIGNAC

M. Joseph SAILLARD

examineurs

M. Pierre RAYMOND

M. Jean-Michel DUMAS

M. Bernard JECKO

Mme. Michèle LALANDE

invités

M. Christian DELHOTE

M. Morgan BRISHOUAL

M. Jean-Claude BRION

M. Pierre BRUGUIERE

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein du pôle de compétitivité XLIM, dirigé par Monsieur Pierre Yves GUILLON. Je lui exprime ici toute ma gratitude pour les années que j'ai passées au sein de l'IRCOM puis de cet établissement.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Bernard JECKO, directeur du département Ondes et Systèmes Associés, qui a bien voulu m'accueillir dans son équipe, m'a proposé un sujet motivant et a assuré la direction de ma thèse.

Je remercie Monsieur Jean-Yves DAUVIGNAC, Maître de Conférences à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, et Monsieur Joseph SAILLARD, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce mémoire.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Pierre RAYMOND, professeur de l'Université Louis Pasteur de Strasbourg, pour avoir accepté d'examiner mon travail de thèse, ainsi que pour l'accueil chaleureux qui m'a été réservé au sein de l'équipe qu'il dirige à l'Institut de recherches de Saint Louis.

Je suis particulièrement reconnaissant envers Mme Michèle LALANDE pour avoir assuré un encadrement efficace de ma thèse tout en coordonnant mes travaux sur le projet RUGBI.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur Jean-Michel DUMAS, Professeur, Directeur de la Communication et responsable adjoint de la filière électronique et télécommunication de l'Ensil, pour avoir accepté de juger ce travail.

Je remercie Messieurs Morgan BRISHOUAL et Christian DELHOTE, ingénieurs auprès de la DGA, Monsieur Pierre BRUGUIERE, ingénieur au CEG, et Monsieur Jean-Claude BRION, ingénieur et directeur de la société EuroPulse, qui me font l'honneur de participer à ce jury.

Je ne saurais oublier Joël ANDRIEU, Maître de Conférence à l'IUT de Brive, Bruno BEILLARD, Maître de Conférence à l'IUT de Limoges, et Valérie BERTRAND, ingénieur, pour m'avoir apporté un soutien scientifique précieux et des conseils avisés tout au long de cette thèse.

Je remercie tout particulièrement Messieurs Thierry MONEDIERE, Marc THEVENOT, Omar DAFIF, Olivier TANTOT, pour les discussions enrichissantes et conviviales, leur disponibilité, leurs précieux conseils et les heures de TD passées ensemble.

J'associe enfin à ces remerciements tous les membres des équipes « électromagnétisme » et « C2M » côtoyés au cours de mes dernières années universitaires, les secrétaires efficaces et sympathiques, ainsi que l'atelier de l'IRCOM et enfin la société APIA-TAILLIBERT, pour leur aide lors de la mise en chantier de mes prototypes.

Enfin, un immense merci à ma famille et mon amie pour m'avoir toujours soutenu et pour m'avoir permis de mener à bien mes études.

Introduction générale.....	- 1 -
Chapitre 1 Présentation de l'étude	- 9 -
A. Contexte de l'étude.....	- 11 -
I - La métrologie impulsionnelle.....	- 11 -
1) Présentation générale	- 11 -
2) Les signaux ULB	- 12 -
a - Les signaux transitoires rapides	- 12 -
b - Les signaux ULB « longs ».....	- 14 -
c - Aspect temporel de la métrologie ULB	- 16 -
II - Les éléments constituant une chaîne impulsionnelle	- 17 -
1) Description.....	- 17 -
2) Chaîne d'émission.....	- 17 -
a - Description globale	- 17 -
b - Les générateurs	- 18 -
c - Les baluns.....	- 22 -
3) Chaîne de réception.....	- 25 -
a - Présentation générale	- 25 -
b - Echantillonneurs	- 26 -
III - Les applications militaires	- 29 -
1) Les mesures de SER.....	- 29 -
a - Définition de la SER	- 29 -
b - Détermination expérimentale de la SER.....	- 31 -
2) La détection de mines, projet PULSAR.....	- 36 -
a - Présentation	- 36 -
b - Principe de l'imagerie SAR	- 38 -
c - Optimisation de la chaîne radar.....	- 42 -
d - Systèmes Radar similaires	- 43 -
3) Les simulateurs pour Micro Ondes de Fortes Puissances.....	- 44 -
4) La pénétration à travers la végétation (FOPEN).....	- 45 -
5) RUGBI	- 47 -
6) Le fantassin du futur	- 48 -
IV - Les applications civiles.....	- 49 -
1) Les mesures CEM des connecteurs.....	- 49 -
2) Les mesures CEM en automobiles.....	- 50 -
3) Les mesures et les tests CEM en chambre anéchoïque, intérêt du transitoire	- 51 -
4) Les radars pour le génie civil et la géologie terrestre	- 53 -
5) Surveillance médicale	- 54 -
6) Les applications de localisation	- 55 -
7) Les communications ULB	- 56 -
8) Radiotélescopes et réseaux d'antennes ULB	- 57 -
B. Position du problème	- 58 -
I - Les antennes ULB	- 58 -
1) ULB et transitoire	- 58 -
2) Antennes existantes.....	- 60 -
a - Antennes dérivées d'antennes résonnantes	- 60 -
b - Antennes à ondes progressives	- 62 -
c - Les antennes à ouverture rayonnante	- 68 -
d - Antennes ULB utilisant un réflecteur	- 69 -

II - Les cahiers des charges	- 70 -
1) Applications radar et métrologie.....	- 70 -
2) Communications ULB	- 72 -
C. Objectif et plan de l'étude	- 72 -
Chapitre 2 Etude théorique d'antennes ULB directives à faible dispersion	- 75 -
A. Antennes destinées au démonstrateur PULSAR	- 77 -
I - Antennes existantes	- 77 -
1) Présentation.....	- 77 -
2) Limites	- 79 -
II - Première approche.....	- 80 -
1) Comparaison des performances électromagnétiques d'antennes Vivaldi antipodales deux rubans et trois rubans.....	- 81 -
a - Description des antennes.....	- 81 -
b - Modélisation des structures.....	- 83 -
c - Résultats :	- 85 -
d - Conclusion :	- 90 -
2) Etude comparative des performances électromagnétiques d'antennes Vivaldi antipodales trois rubans en fonction de leurs caractéristiques géométriques.....	- 91 -
a - Problématique	- 91 -
b - Résultats.....	- 92 -
3) Analyse du comportement électromagnétique d'une antenne Vivaldi antipodale trois rubans en présence de diélectrique.....	- 97 -
a - Simulations réalisées	- 97 -
b - Résultats.....	- 98 -
c - Commentaires	- 99 -
III - Nouvelle géométrie ; l'antenne Libellule deux brins.....	- 100 -
1) Présentation générale	- 100 -
2) Antenne simulée – influence du générateur.....	- 101 -
3) Influence du diélectrique.....	- 104 -
4) Phase d'optimisation de la structure Libellule 2D	- 105 -
a - Nouveau dimensionnement de la structure	- 105 -
b - Minimisation du rebond d'extrémité d'antenne.....	- 106 -
c - Diagrammes de rayonnement.....	- 109 -
5) L'antenne Libellule 3D	- 110 -
B. Antenne destinée au projet RUGBI	- 115 -
I - Rappel des contraintes	- 115 -
II - Naissance d'une nouvelle géométrie.....	- 116 -
III - Résultats théoriques	- 118 -
1) Allure du courant dans le domaine temporel	- 118 -
2) Champs rayonnés dans l'axe.....	- 119 -
3) Gain simulé	- 120 -
4) Diagrammes de rayonnement	- 121 -
5) Influence de la largeur de l'antenne	- 122 -
6) Mise en réseau d'antennes étroites	- 124 -
7) Influence de l'armature de support	- 127 -

Chapitre 3 Mesures et expérimentations conduites sur les antennes « Libellule ».....	- 129 -
A. Projet PULSAR, antennes de type « Libellule ».....	- 131 -
I - Mesures préliminaires.....	- 132 -
1) Caractérisation de la chaîne d'acquisition	- 132 -
a - Caractérisation du générateur.....	- 132 -
b - Caractérisation des composants de la chaîne de mesure.....	- 133 -
2) Calcul du temps clair	- 135 -
II - Caractérisation des antennes de type Libellule	- 135 -
1) Mesure des ensembles antenne – balun en réflectométrie	- 135 -
2) Mesure du S11 à l'analyseur.....	- 137 -
3) Mesure de champs rayonnés antennes face à face.....	- 138 -
a - Champs rayonnés dans l'axe.....	- 138 -
b - Gain.....	- 140 -
c - Isolation de polarisation	- 142 -
d - Champs rayonnés dans différentes directions.....	- 143 -
e - Comparaison des couples d'antennes.....	- 144 -
f - Influence du générateur	- 145 -
g - Diagrammes de rayonnement extrapolés des mesures en transitoire.....	- 148 -
h - Diagrammes de rayonnement en harmonique.....	- 151 -
4) Mesures antennes côte à côte.....	- 152 -
a - Comparaison Libellule / Cornet en réception	- 153 -
b - Influence de filtres passe-haut en réception avec l'antenne Libellule	- 153 -
c - Position respective des antennes et influence de la polarisation.....	- 154 -
d - Influence du générateur.....	- 155 -
e - Influence de l'antenne sur les signatures	- 156 -
B. Projet RUGBI, antenne Valentine	- 157 -
I - Prototype réalisé	- 157 -
1) Fabrication d'une antenne.....	- 157 -
2) Transition et alimentation	- 159 -
3) Plate-forme de tests et local d'essais	- 159 -
4) Résultats expérimentaux	- 160 -
a - Mesure du S11 de l'antenne.....	- 160 -
b - Mesure du champ rayonné dans l'axe.....	- 161 -
c - Mesure du champ rayonné dans différentes directions.....	- 162 -
d - Diagrammes de rayonnement	- 163 -
e - Conclusion.....	- 164 -
II - Antenne Valentine finale.....	- 165 -
1) Antenne réalisée.....	- 165 -
2) Premières mesures	- 166 -
a - Adaptation d'impédance	- 166 -
b - Champ rayonné dans l'axe.....	- 166 -
c - Gain	- 167 -
d - Diagrammes de rayonnement	- 168 -
3) Réseau de quatre antennes	- 169 -
4) Expérimentations futures	- 171 -

Chapitre 4 Développement d'antennes dans le cadre des communications ULB.....	- 173 -
A. Introduction	- 175 -
I - Les systèmes ULB pour les communications.....	- 175 -
1) Historique des communications ULB.....	- 175 -
2) Systèmes existants	- 176 -
3) La norme IEEE 802.15.3a.....	- 177 -
a - Plusieurs approches	- 178 -
b - Approche multibande.....	- 179 -
c - Approche monobande	- 179 -
4) Les systèmes de télécommunication sans fil courtes distances concurrents.....	- 181 -
a - Wi-Fi, normes 802.11.x	- 181 -
b - Bluetooth.....	- 182 -
c - Autres compétiteurs	- 184 -
5) Performances comparées de l'ULB par rapport aux systèmes WiFi et BT	- 185 -
a - Avantages de l'ULB.....	- 185 -
b - Inconvénients	- 186 -
c - Performances comparées.....	- 187 -
6) Modulations et codages utilisables en communications ULB impulsionnelles.....	- 188 -
B. Antennes et communications ULB.....	- 190 -
I - Le problème à résoudre	- 190 -
II - Les antennes existantes	- 190 -
1) Monopôles et dipôles	- 191 -
2) Antennes spirales et méandres	- 191 -
3) Antennes « Boucle »	- 192 -
4) Antennes multi résonnantes	- 192 -
5) Dipôles magnétiques	- 193 -
6) Antennes Bow-tie.....	- 193 -
7) Antenne du type « Large Current Radiator ».....	- 194 -
III - Développement d'antennes dédiées aux applications de communications ULB.....	- 194 -
1) Antenne planaire	- 194 -
a - Caractéristiques	- 195 -
b - Résultats	- 195 -
2) Antenne fil plaque ULB.....	- 197 -
a - Principe de fonctionnement.....	- 197 -
b - Conception et optimisation	- 199 -
c - Réalisation et premières mesures	- 202 -
d - Résultats expérimentaux	- 202 -
3) Conclusions.....	- 206 -
Conclusion générale	- 209 -
Bibliographie.....	- 217 -

Introduction générale

La technologie Ultra Large Bande (ULB) en transitoire n'a connu un développement réel que depuis les années 80. Il s'agit d'un domaine d'étude longtemps resté en marge de l'électronique « harmonique » classique, de part les applications militaires envisagées et les technologies autrefois nécessaires à la mise en œuvre de tels systèmes. En effet, les principales applications ont longtemps été dérivées du domaine RADAR et, en tant que telles, maintenues relativement confidentielles. Outre les applications de détection et d'identification de cibles, où disposer d'informations sur un spectre très large présente un intérêt certain, on peut noter d'autres champs d'application aux signaux ULB transitoires, comme les télécommunications basées sur des pulses sans porteuse ou les mesures en compatibilité électromagnétique (CEM). De plus, les progrès technologiques réalisés au cours de la dernière décennie, tant sur les générateurs d'impulsions que sur les outils d'acquisition rapide (oscilloscopes séquentiels et surtout oscilloscopes monocoups), permettent aujourd'hui de développer des systèmes concrets utilisant les signaux impulsionnels.

Bien que le terme ULB (ou UWB pour Ultra Wideband en anglais) ne soit pas très descriptif, il met en avant la principale caractéristique séparant cette technologie des systèmes plus traditionnels « bande étroite ». En fait, il y a deux différences fondamentales entre les systèmes ULB et les autres, bande étroite et large bande.

Point fondamental, pour obtenir la classification « ULB » un signal doit présenter une bande passante satisfaisant un des deux critères suivants :

- avoir une largeur supérieure à 25% de la fréquence centrale du signal
- être plus grande que 1,5 GHz

Ainsi, pour être considérée comme ULB, une application fonctionnant autour de 1GHz devra avoir une bande passante supérieure à 250MHz, soit [875MHz ; 1125 MHz]. Cette particularité assure déjà une distinction forte avec les systèmes électroniques classiques.

Le deuxième point tient dans le fait que les signaux ULB sont des signaux sans porteuse. En effet, la plupart des dispositifs radiofréquence utilisent un signal relativement haute fréquence – la porteuse – afin de déplacer le signal en bande de base vers la bande de fréquence dans laquelle celui-ci est censé opérer. A l'inverse, une implémentation ULB est directement générée puis émise dans son propre domaine spectral.

Parmi les formes d'ondes pouvant satisfaire aux critères évoqués ci-dessus se distinguent les signaux transitoires rapides. En effet, un signal bref, présentant des fronts de montée et de descente abrupts, possède intrinsèquement une très large couverture spectrale ; c'est pourquoi travailler directement avec des impulsions est une solution classiquement retenue dans le domaine ULB. Typiquement, dans le cadre des applications militaires (RADAR ULB impulsionnel), l'utilisation de pulses de l'ordre de la nanoseconde permet de couvrir un spectre de [100 MHz ; 3 GHz], soit une bande de fréquence relative de 200 %.

Toutes applications confondues, le principe de base d'un système ULB impulsionnel consiste en l'émission d'un pulse électromagnétique unique, d'allure temporelle maîtrisée, et dans l'écoute - l'échantillonnage des signaux via une antenne de réception et un oscilloscope numérique - des signaux transmis ou réfléchis. Dans les applications de détection, le signal reçu constitue une réponse temporelle de la cible et renseigne presque immédiatement sur certaines caractéristiques de celle-ci. Si nécessaire, un traitement numérique simple, basé sur un fenêtrage temporel et une transformée de Fourier du signal acquis, fournit des informations équivalentes aux résultats qui auraient été obtenus à l'issue de plusieurs mesures en régime harmonique.

L'étude de systèmes utilisant des impulsions ultra courtes, à fort contenu spectral, est en partie liée au domaine militaire. L'apparition de cibles dessinées pour être « furtives » dans les bandes RADAR classiques (bombardiers B2, chasseurs F117...) a poussé le développement de radar basses fréquences HF (3-30 MHz), VHF (30-300 MHz) et UHF (300-1000 MHz) ainsi que celui des radars Ultra Large Bande. En effet, si les techniques ayant pour but de minimiser les signatures radar des cibles potentielles (dessin spécifique, utilisation de matériaux dédiés, systèmes de contre mesure...) sont efficaces aux fréquences radar conventionnelles, elles sont beaucoup plus difficiles à mettre en œuvre en basse fréquence et hors du régime harmonique [1]. Il est impossible de concevoir une structure présentant une faible signature sur une bande allant de la centaine de Mégahertz à plusieurs Gigahertz : un signal ULB incident engendrera toujours de multiples interactions avec la cible (ou des parties de celle-ci selon la fréquence considérée) lesquelles ne pourront être simultanément minimisées.

L'utilisation de signaux électromagnétiques ULB tels que décrits ci-dessus trouve des applications au-delà de la détection d'objets «furtifs». Toujours dans le domaine radar, disposer d'un large spectre instantané permet de conjuguer le pouvoir pénétrant des basses fréquences (imagerie au travers de couverts feuillus ou de divers milieux) et d'améliorer la résolution spatiale des cibles détectées à l'aide de la largeur de bande émise. Ces particularités ont permis de développer des radars spécialisés dans l'exploration des sols (GPR) et la détection d'objets enterrés (canalisations, fils électriques, archéologie...) mines affleurantes ou enterrées (système PULSAR du CELAR) [2].

Les radars ne sont pas les seules applications à tirer parti des caractéristiques propres aux signaux transitoires rapides. L'essor fantastique des besoins en télécommunications, en transfert de données que connaît notre société a été récemment marqué par l'arrivée du « sans fil » au niveau domestique grand public. La vaste diversité des appareils « communicants » a contribué à multiplier les technologies utilisées afin de répondre aux contraintes en terme de débit, portée, économie d'énergie... Les besoins à couvrir sont en effet très divers : d'une simple télécommande à un transmetteur assurant un flux haut débit voix/données/image, la problématique est vaste. A ces appareils d'usage courant viennent se rajouter les applications domotiques de pointe et surtout le secteur de l'informatique. Si depuis plusieurs années les périphériques (clavier, souris et contrôleurs divers) se sont affranchis de la liaison filaire, l'avènement des réseaux, tant Internet que domestiques, amène des besoins en liaisons de proximité haut débit et sans fil. Des solutions techniques (Wi-Fi, Bluetooth) s'implantent et se développent chaque jour, mais il reste des champs d'application pour un système utilisant les propriétés des signaux transitoires rapides. En effet, l'utilisation de pulses brefs comme vecteur d'informations laisse entrevoir certains avantages sur les systèmes cités précédemment : une consommation énergétique faible, une confidentialité « naturelle » des données transmises, la possibilité de faire varier le compromis portée/débit de manière souple, une bonne tolérance à la présence d'autres systèmes communicants... Le développement de cette technologie passe par l'étude amont d'émetteurs et de récepteurs adaptés aux contraintes propres à ce type de signaux, et aux zones d'utilisation visées (hall à découper en zones sectorielles ou à illuminer de manière homogène, communications militaires dans le cadre de l'équipement du fantassin du futur...). La bande de fréquence récemment allouée aux communications ULB s'étend de 3,1 GHz à 10,6 GHz, soit 109% de bande relative.

L'ensemble des applications évoquées ci-dessus nécessite bien sûr de maîtriser l'émission comme la réception de signaux temporels extrêmement brefs : outre les générateurs et les oscilloscopes, il convient de s'intéresser aux structures amenées à rayonner ou capter des signaux ULB transitoires sans les altérer. Ce mémoire va vous présenter la conception de telles antennes dans le cadre d'applications radar et de communications.

Le premier chapitre consiste en une présentation générale des dispositifs ULB et des applications classiques qui leur sont associées. Un système d'émission réception impulsionnel typique, représentatif de ceux utilisés lors de nos expérimentations, est décrit. Les travaux menés au sein de l'équipe seront présentés à titre d'exemple, les applications radar impulsionnel PULSAR et RUGBI ayant servi de cadre à mon travail étant plus particulièrement explicitées.

Le second chapitre décrit la phase de conception des antennes retenues dans le cadre des activités radar et métrologie impulsionnelle de l'équipe. Les limites des antennes ULB existantes seront rappelées dans le cadre des contraintes propres aux applications PULSAR et RUGBI. Enfin, le développement des structures rayonnantes successivement envisagées sera retracé en s'appuyant sur les simulations numériques effectuées. Les caractéristiques des antennes retenues à l'issue de cette étude seront finalement présentées.

Le chapitre trois détaille les expérimentations conduites lors de la caractérisation des antennes réalisées sur la base de l'étude précédente. Il explicite les différentes phases nécessaires à l'obtention de résultats, depuis la caractérisation préalable des composants de la chaîne d'acquisition jusqu'à la correction de leur influence sur ceux-ci. Les résultats obtenus seront discutés au regard des besoins à satisfaire et des résultats théoriques escomptés.

Le quatrième et dernier chapitre présente un autre type d'application ULB transitoire : il évoque la problématique actuelle des communications ULB à travers l'étude, la conception, la réalisation et la caractérisation d'une antenne omnidirectionnelle dédiée à la bande 3,1 -10,6 GHz.

Ce mémoire se termine par une conclusion sur les travaux présentés et sur les perspectives de développement possibles en électromagnétisme impulsionnel.

Chapitre 1

Présentation de l'étude

A. Contexte de l'étude

I - La métrologie impulsionnelle

1) Présentation générale

Depuis plus de dix ans le CREAPE a développé une compétence originale dans la conception et la mise en œuvre de systèmes de mesure et de métrologie en transitoire rapide. Aujourd'hui, le laboratoire dispose d'outils informatiques adaptés à la simulation numérique de problèmes complexes (code FDTD développé en interne, accès aux moyens informatiques de l'IDRIS) et de moyens importants d'expérimentations (générateurs ultra rapides, oscilloscopes très large bande, sondes et antennes de mesure...).

Les premières études conduites au sein de l'équipe ont porté sur la mesure en transitoire de Surfaces Equivalente Radar (SER) de cibles canoniques, dans le cadre d'un partenariat avec la DGA. Suite aux bons résultats alors obtenus, une collaboration durable s'est initiée. Celle-ci a successivement porté sur la problématique de la détection de cibles furtives, notamment de type mines, puis dernièrement sur des études de pénétration de couverts feuillus par les ondes électromagnétiques (FOPEN) et de mise en réseaux de dispositifs impulsionnels.

Le principe de base d'un dispositif de mesure ULB en transitoire consiste dans l'émission d'une impulsion brève, d'allure temporelle maîtrisée, et en l'écoute des signaux engendrés, transmis ou réfléchis par les obstacles rencontrés. Un système d'acquisition adéquat permet d'obtenir directement la réponse impulsionnelle de la « cible » dans le domaine temporel. Si nécessaire, une simple transformée de Fourier permet de remonter à la réponse harmonique sur une très large bande de fréquence.

2) Les signaux ULB

Avant de détailler les dispositifs capables de générer, transmettre et acquérir des signaux Ultra Large Bande (ULB), il convient tout d'abord de définir cette notion. Ce terme fait référence à la notion de bande passante des systèmes considérés ; en 1990, la Defense Advanced Research Project Agency's (DARPA) a consacré une définition souvent prise en référence :

Un signal dont la bande passante instantanée est plus importante que 25% de sa fréquence centrale est dit ULB.

Ceci peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{2 \cdot (f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} \geq 0.25$$

avec f_H et f_L les fréquences de coupures à -10 dB respectivement hautes et basses du spectre du signal considéré. De nombreuses formes d'ondes peuvent remplir la condition énoncée ci-dessus [3]. Notons plus particulièrement :

a - Les signaux transitoires rapides

Ces signaux tirent leur bande spectrale de leurs fronts de montée et de descente raides, eux-mêmes imposés par la faible durée totale de l'impulsion. Parmi cette catégorie de formes d'onde les courbes gaussiennes et leurs dérivées sont souvent utilisées.

- Signaux gaussiens

Le monocycle gaussien possède intrinsèquement des propriétés large bande. Analytiquement, la transformée de Fourier d'une impulsion gaussienne est une gaussienne centrée sur 0 Hz. Le module du spectre considéré atteint donc son maximum au continu, puis décroît jusqu'à sa fréquence de coupure haute, laquelle ne dépend que de la durée de l'impulsion initiale.

Les signaux double alternance (dérivés de gaussienne au premier ordre ou autres signaux similaires constitués d'une alternance positive et d'une alternance négative) peuvent également présenter une bande spectrale satisfaisant les critères ULB. Dans le cas de signaux à valeur moyenne nulle, il convient de noter que le module de leur spectre est nul au continu ; ceci entraîne la présence d'une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute pour le signal (Figure 1).

La réalisation de générateurs délivrant de tels signaux est souvent plus difficile que la mise au point de générateurs de pulses simple alternance. Parmi les techniques usuelles il faut noter l'utilisation de deux générateurs (gestion des synchronisations délicate, seule les techniques optoélectroniques semblent performantes dans ce domaine) ou l'utilisation d'une ligne de transmission court-circuitée permettant de mettre en forme le signal.

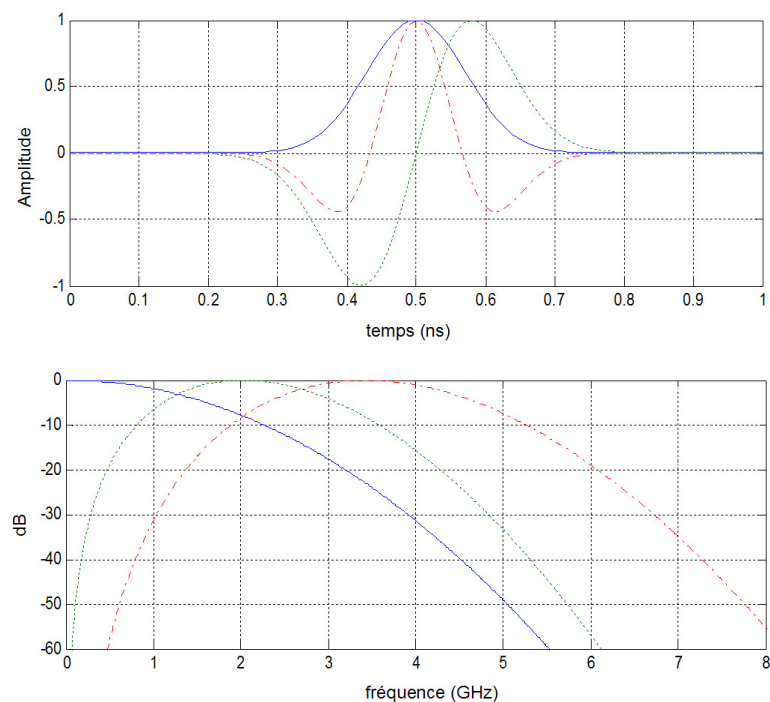


Figure 1 : allures temporelles et fréquentielles de signaux transitoires ULB

Tous ces signaux possèdent un spectre s'étendant vers les hautes fréquences à mesure que leur durée pied à pied se réduit. Ceci revient en effet à raidir les fronts de montée et de descente lesquels correspondent au contenu HF du signal.

- Signaux rectangle

Parmi les signaux usuels en métrologie impulsionnelle (tout particulièrement en réflectométrie), les fonctions rectangle ou porte peuvent elles aussi répondre aux critères ULB. Le module de la transformée de Fourier d'une porte « idéale » de largeur T et d'amplitude A est $|A.T.sinc(\pi fT)|$; celui-ci présente donc des « trous » périodiques dans son spectre tous les $f=1/T$. Réduire la largeur de la porte permet cependant de repousser la première fréquence de coupure et donc d'élargir le spectre vers les hautes fréquences ainsi que présenté Figure 2. Les signaux réels souffrent le plus souvent de temps de montée non négligeables et d'oscillations parasites sur leur plateau. Leurs allures fréquentielles suivent toutefois les remarques formulées précédemment.

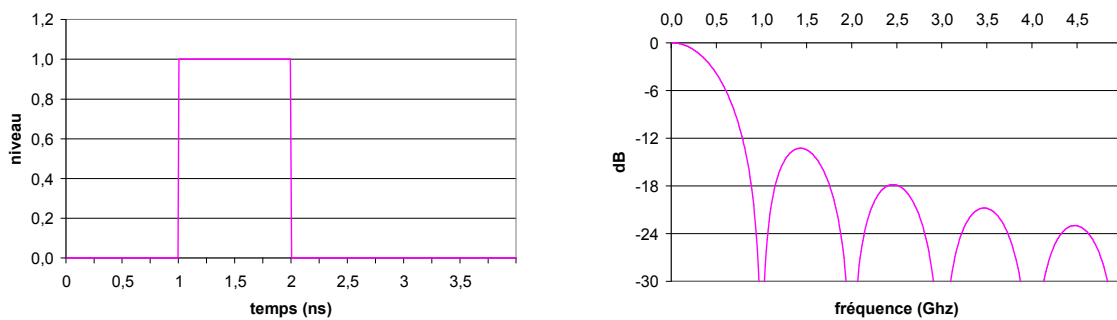


Figure 2 : allure temporelle et fréquentielle d'une fonction rectangle

b - Les signaux ULB « longs »

Il s'agit ici de signaux présentant des caractéristiques ULB qui ne sont pas directement liées à une faible durée dans le domaine temporel.

- Le bruit « blanc »

Par définition, le spectre du bruit blanc idéal est une fonction rectangle dont le module est d'amplitude constante sur une bande de fréquence infinie. D'un point de vue pratique, le bruit électronique possède une grande couverture spectrale ; un échantillon de bruit suffisamment durable est donc un signal ULB potentiel (Figure 3).

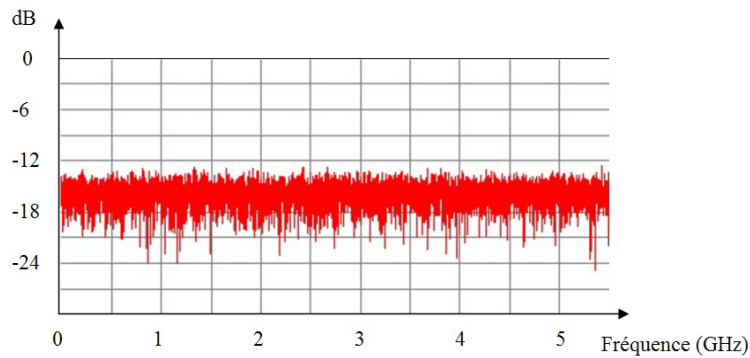


Figure 3 : spectre du bruit

- La rampe de fréquence

Sous ce terme sont regroupés tous les signaux composés d'une suite de périodes/pseudo périodes de sinusôides de fréquences croissantes ou décroissantes. Il s'agit de signaux dont le spectre présente une largeur facilement ajustable à partir de la forme transitoire. Néanmoins, obtenir un spectre réellement ultra large bande revient à construire des signaux temporels dont la durée peut excéder la milliseconde (Figure 4).

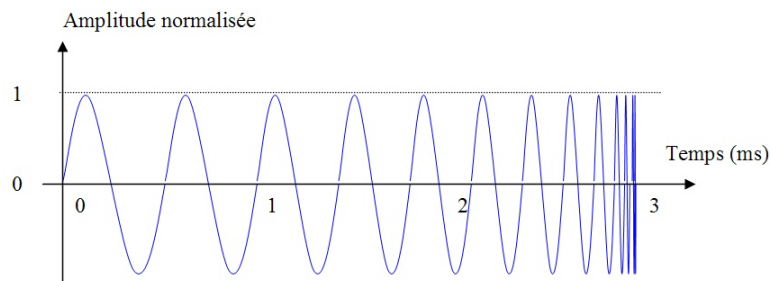


Figure 4 : rampe de fréquence

- Le train de pulses pseudo aléatoires

Sous cette dénomination sont regroupés les signaux temporels composés d'un certain nombre de cycles/monocycles apériodiques. Sur un intervalle de temps comprenant plusieurs dizaines de motifs élémentaires, ils constituent une séquence présentant une très large bande. Ce genre de signaux peut être rencontré dans des systèmes de communications utilisant un codage de phase (Figure 5).

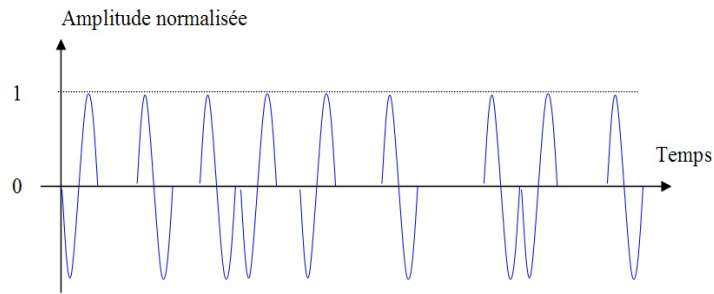


Figure 5 : signal de communication ULB

c - Aspect temporel de la métrologie ULB

Si la métrologie impulsionnelle tire parti du fort contenu spectral des signaux utilisés, elle se base aussi sur une démarche d'analyse temporelle. Il est alors extrêmement utile de disposer de formes d'ondes de courte durée afin de pouvoir dissocier nettement les différents phénomènes à caractériser. Dans la suite de l'étude, nous utiliserons comme impulsion de référence une impulsion gaussienne parfaite.

En simulation numérique, il est facile de générer un tel signal et de lui imposer une durée extrêmement courte afin de couvrir un spectre très large. Ceci nous donnera accès à la fonction de transfert des systèmes étudiés et nous pourrons si nécessaire en déduire leur réponse à n'importe quel signal incident.

En manipulation, nous disposons de générateurs capables de délivrer des impulsions brèves dont la forme se rapproche elle aussi d'une allure Gaussienne (Figure 6).

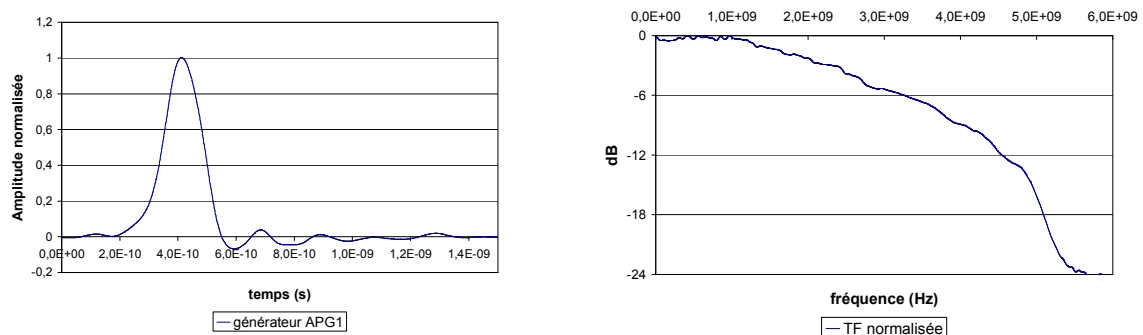


Figure 6 : allures temporelle et fréquentielle d'un signal issu d'un générateur d'impulsions

II - Les éléments constituant une chaîne impulsionnelle

1) Description

Une chaîne de mesure impulsionnelle peut se décomposer en deux parties : la première assurant la génération du signal et la seconde destinée à l'acquisition de la réponse impulsionnelle. Les mesures peuvent s'effectuer en réflexion (ensembles d'émission et de réception disposés en léger bistatisme, voire partageant l'utilisation d'une antenne unique) ou en transmission (émission et réception se faisant face).

2) Chaîne d'émission

a - Description globale

De manière générale, le système d'émission consiste en l'association (Figure 7) :

- d'un générateur capable de délivrer des signaux brefs (typiquement d'une durée inférieure à la nanoseconde) généralement d'amplitude élevée (plusieurs kilovolts), reproductibles, sur une sortie le plus souvent 50Ω ;
- de câbles capables d'assurer la propagation d'une impulsion extrêmement brève, d'une durée typique de quelques nanosecondes. L'atténuation et la distorsion induites devront être minimales ;
- d'un Balun (Balanced-unbalanced) élément assurant les fonctions de symétrisation de l'impulsion, d'adaptation d'impédance et de transition entre l'alimentation électrique et le dispositif rayonnant ;
- dans les mesures en rayonné, d'une antenne elle aussi apte à émettre une impulsion brève et de fort niveau ;

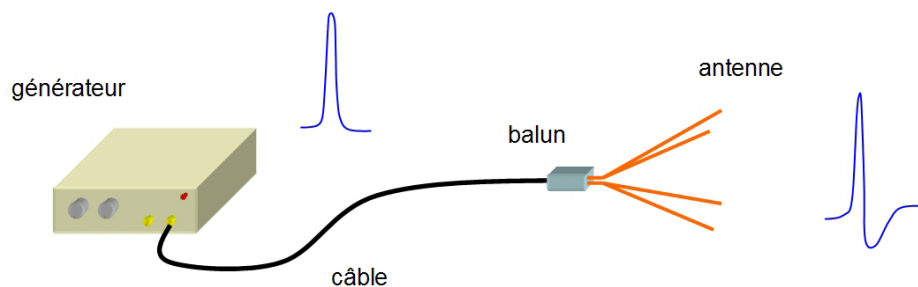


Figure 7 : chaîne d'émission ULB élémentaire

b - Les générateurs

Les générateurs dédiés aux applications de métrologie impulsionnelle doivent être capables de délivrer des signaux d'allure temporelle maîtrisée, reproductibles et souvent de fort niveau comparés aux alimentations conventionnelles. En effet, l'énergie contenue dans un signal transitoire étant beaucoup plus faible que celle portée par un signal harmonique de tension crête comparable, beaucoup d'applications nécessitent l'usage de tensions relativement fortes à l'émission. Ceci est particulièrement vrai dans le cas des systèmes radar, où la nécessité de pouvoir détecter des cibles à grande distance - le besoin de portée - justifie l'usage de générateurs d'impulsion dépassant la dizaine de kilovolts.

Les systèmes impulsionnels forts niveaux utilisent généralement des alimentations augmentant temporairement le niveau de puissance d'une source primaire en combinant des cycles de charge/décharge. L'énergie ainsi stockée est ensuite déchargée aussi rapidement que possible afin d'atteindre le niveau de puissance maximal. Simultanément le courant et la tension en sortie du générateur augmentent jusqu'à l'épuisement de la source ; un étage de mise en forme du signal peut venir se placer en sortie du dispositif (Figure 8).

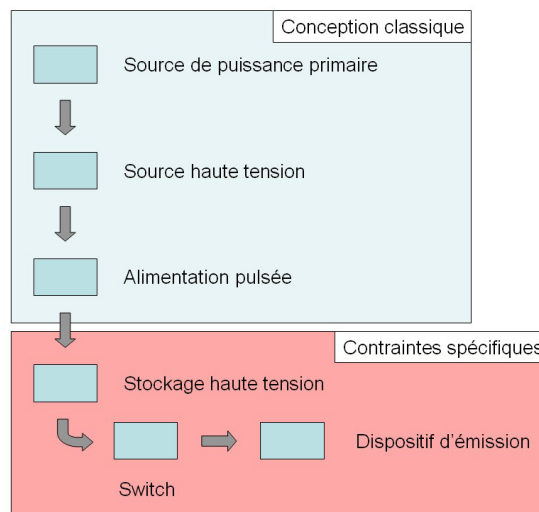


Figure 8 : générateur d'impulsion ULB classique

Descendre à l'échelle de la nanoseconde représente une difficulté importante lors de la conception d'un générateur de pulses forts niveaux. Certaines contraintes sont peu compatibles entre elles : nécessité d'une faible impédance de sortie et de temps de montée rapides ; hauts voltages et dimensions réduites... En effet, la lumière parcourant 30 cm par nanoseconde, la « longueur » de l'impulsion devient proche des dimensions des circuits. Ceux-ci deviennent « discrets », nécessitant la prise en compte des réflexions multiples internes. Ce phénomène est souvent utilisé lors de la réalisation de lignes de formation permettant de modeler l'allure temporelle des signaux délivrés.

Outre les critères énoncés précédemment (temps de montée, niveau crête, largeur pied à pied et allure de l'impulsion), il convient de s'intéresser à la fréquence de répétition maximale du générateur ainsi qu'à la durée de vie de celui-ci. Un dernier point important concerne la gigue interne de la source d'impulsions. Ce terme désigne les variations de délais entre le déclenchement prévu du tir et le moment réel où l'impulsion est générée ; ce critère pouvant être assez important suivant les applications envisagées.

Trois grandes familles de générateurs existent aujourd'hui. Elles dépendent de la technologie utilisée pour générer l'impulsion :

- mise en œuvre de semi-conducteurs ;
- photoconducteurs illuminés par un laser ;
- éclateurs à gaz.

Le tableau présenté Figure 9 situe le niveau de performance moyen des différentes technologies disponibles sur le marché en 2001 [4] :

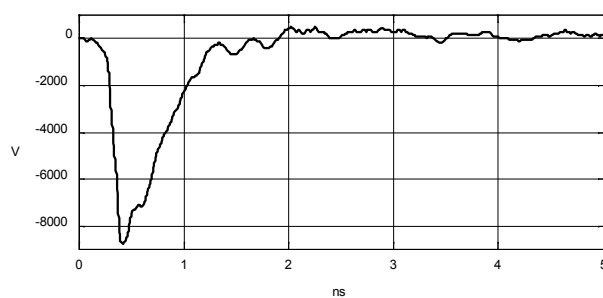
Technologie utilisée	Transistor	Transistor	Diode	Photo-conducteur		Eclateur gaz
	FET	Avalanche		DRD / SAS		
Amplitude	10 kV	12.5 kV	12 kV	1 kV	10 kV	30 kV
Tm	~ 1 ns	100 ps	< 100 ps	<100 ps	<100 ps	100 ps
Durée	~ 5 ns	~ 1 ns	~ 1 ns	< 1 ns	< 1 ns	~ 1 ns
Répétition	~ 100 kHz	1 kHz	200 Hz	1 kHz	200 Hz	500 Hz
Gigue	faible	faible	20 ps	2 ps	2 ps	non maîtrisé
Reproductibilité	très bonne	bonne	bonne	bonne	bonne	moyenne

Figure 9 : caractéristiques des générateurs haute tension

- Générateur utilisant des transistors en régime d'avalanche

Les transistors présentent des temps de commutation très brefs et délivrent des courants importants utilisés sous des tensions proches de leur avalanche. Afin d'augmenter la puissance délivrée, un montage en série de plusieurs transistors est possible, ceux-ci étant câblés en auto-déclenchement et piloté par un unique circuit de commande. A titre d'exemple sont donnés les relevés effectués sur un Kentech PBG3 8 kV (Figure 10).

forme temporelle



spectre associé

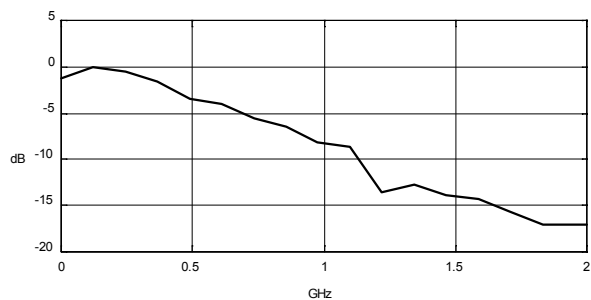


Figure 10 : impulsion délivrée par le générateur

Le temps de montée de l'impulsion délivrée est inférieur à 120 ps. La largeur à mi-hauteur du signal est de 460 ps, le spectre couvrant une bande à -20 dB de 2 GHz. L'utilisation d'un atténuateur spécifique de 6 dB est recommandée par le fabricant afin de ramener l'impédance de sortie du générateur de 36 Ω à 50 Ω .

- Générateur utilisant une commutation optique

Les techniques de commutation optiques utilisent une ligne de transmission chargée sous de fortes tensions. Cette ligne voit un circuit ouvert jusqu'à la mise en conduction d'une zone photoconductrice pendant un temps très court, laquelle permet l'acheminement d'un signal de forte amplitude (jusqu'à 10 kV pour une impulsion de durée 500 ps) le long de la ligne de transmission à la charge (Figure 11). Le principal avantage de cette technologie tient au faible niveau de gigue en sortie (inférieur à 2 ps) ainsi que dans la maîtrise aisée des retards au niveau du déclenchement, rendant possible les systèmes multi sources.

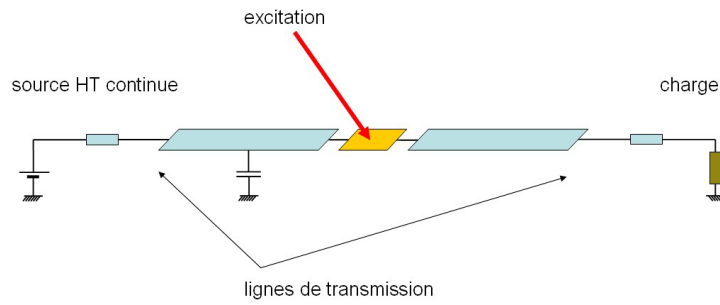


Figure 11 : principe de commutation

- Générateur d'impulsion basé sur un éclateur à gaz

Ce type de commutateur est capable de délivrer des niveaux de tension élevés, mais souffre d'une gigue difficile à maîtriser et d'une reproductibilité faible. Entre deux électrodes en regard se produit l'ionisation d'un gaz, laquelle conduit le courant de décharge. En première approche il faut retenir que le choix de gaz utilisé ainsi que sa pression déterminent la raideur du front de montée de l'impulsion générée, le niveau de sortie dépendant de la distance inter-électrodes. La Figure 12 présente un éclateur à gaz similaire à ceux développés par le LGE de Pau. Le principe de base consiste en la charge d'un tronçon de ligne 50Ω à travers une résistance de forte valeur, suivie de sa décharge dans un deuxième tronçon de ligne 50Ω . L'impulsion alors obtenue dans la ligne de décharge possède une amplitude dont la valeur est moitié de la tension de charge, et dont la durée est deux fois le temps de propagation sur la ligne de formation. La meilleure adaptation est atteinte lorsque l'éclateur est placé en série sur l'âme d'une ligne coaxiale séparant ainsi les lignes de formation et de transmission.

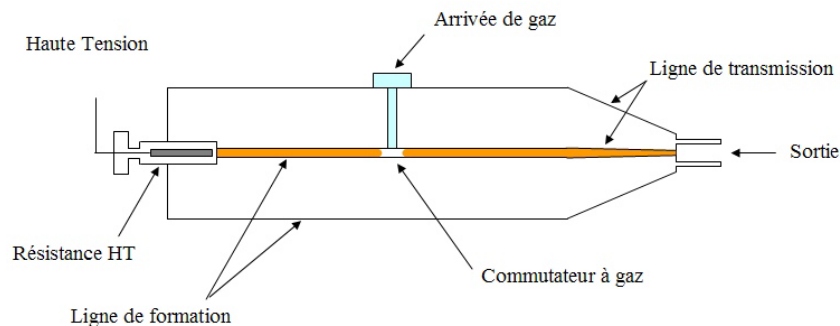


Figure 12 : éclateur à gaz

c - Les baluns

Ces dispositifs tirent leur nom de la contraction des termes *balanced – unbalanced*, faisant référence à leur fonction de « symétriseurs » de signaux. Il convient toutefois de ne pas réduire ces composants à ce simple rôle :

A l'origine, le balun permet de supprimer le courant parasite circulant sur l'extérieur du blindage d'un câble d'alimentation coaxial (Figure 13). Les courants i_1 et i_2 représentent le mode différentiel. Le courant i_3 circulant sur l'extérieur du câble coaxial est lié à la présence d'un mode commun parasite ; il perturbe le bon fonctionnement de l'aérien en faisant jouer au câble d'alimentation un rôle d'antenne.

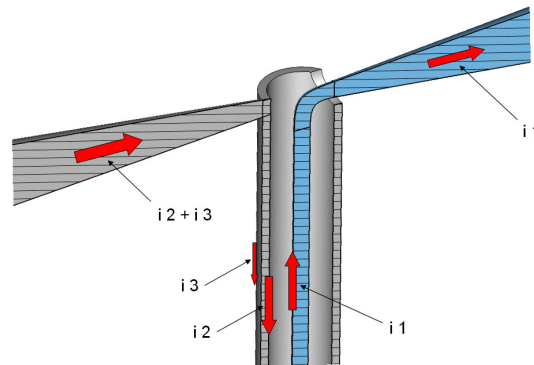


Figure 13 : antenne dipôle alimentée par un câble coaxial ; courants sur la structure

Afin de minimiser i_3 , une solution classique consiste à augmenter localement l'impédance du conducteur via l'utilisation de ferrites disposées groupées près de l'antenne (Figure 14).

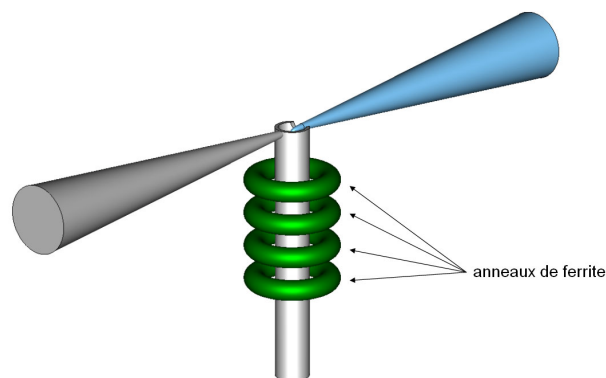


Figure 14 : mise en place d'anneaux de ferrite sur l'alimentation

La suppression du courant de mode commun i_3 est intimement liée à la mise en place d'une alimentation équilibrée, délivrant un courant de même amplitude sur chacun des brins d'une antenne symétrique. Les courants i_1 et i_2 sur la ligne d'alimentation tendent alors à atteindre un même niveau crête et un signe opposé. En l'absence de balun, un des brins de l'aérien aurait plus d'influence que l'autre dans la formation du champ rayonné, et l'antenne présenterait un lobe principal de rayonnement désaxé.

Outre les fonctions décrites ci-dessus, les baluns permettent également de réaliser l'adaptation d'impédance entre le générateur et l'aérien ainsi que la transition géométrique entre la ligne d'alimentation et l'entrée de l'antenne.

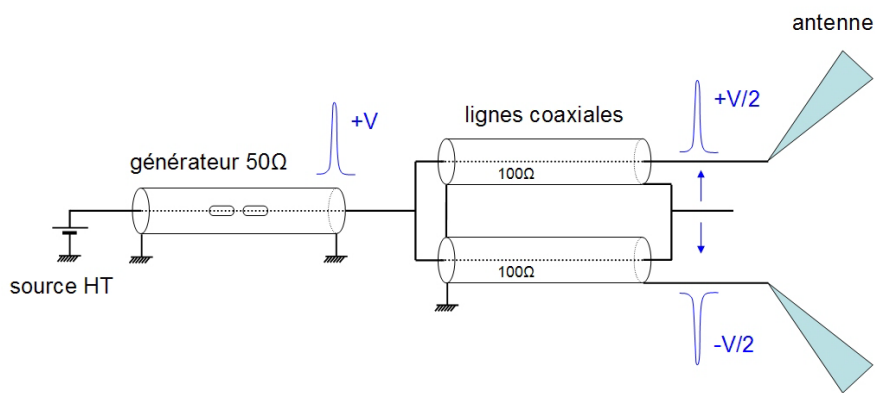


Figure 15 : schéma de principe d'un balun utilisant des lignes

Les baluns représentés Figure 15 et Figure 16 assurent les deux fonctions de symétrisation du signal et d'adaptation d'impédance (ici 50Ω vers 200Ω).

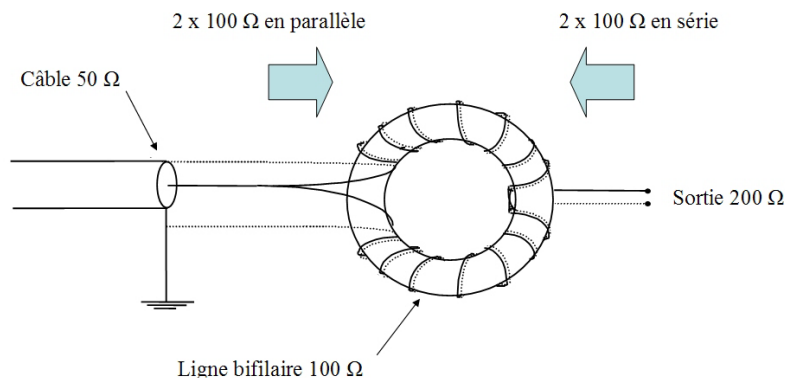


Figure 16 : schéma de principe d'un balun $50 \Omega - 200 \Omega$ monté sur ferrite

Les baluns réalisés par enroulement de lignes bifilaires autour de noyaux de ferrite permettent de concevoir des structures compactes fonctionnant sur une large bande de fréquence. Leur principe se rapproche de celui de transformateurs à point médian, les rapports d'adaptation d'impédance 1:1 et 4:1 sont aisés à obtenir (Figure 17).

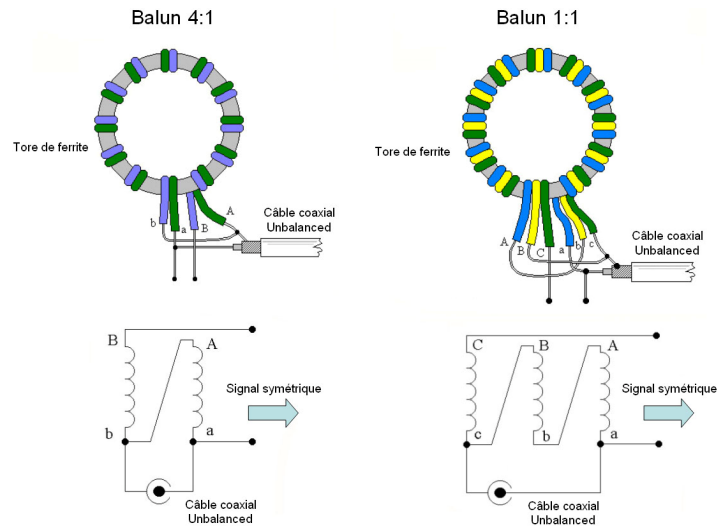


Figure 17 : baluns à lignes bifilaires bobinées et schémas équivalents

La maîtrise de la conception de baluns performants est un point critique. Tout comme les câbles utilisés pour acheminer l'impulsion issue du générateur, le balun doit être capable de fonctionner sur une large bande de fréquence et sous des niveaux de tension élevés. Situé immédiatement avant l'élément rayonnant, il assure également la transition « géométrique » entre une alimentation, souvent coaxiale, et l'entrée de l'antenne pouvant être de type ligne biplaque ou bifilaire (Figure 18).

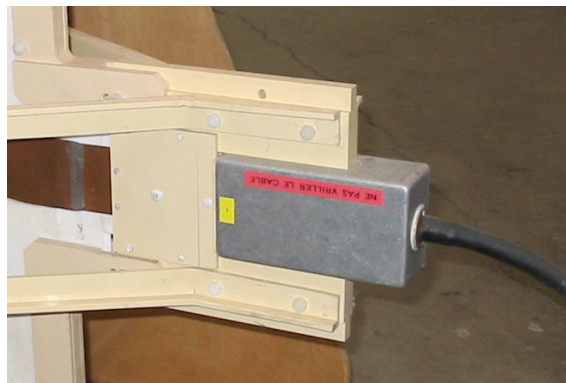


Figure 18 : balun assurant une transition coaxial-biplaque

3) Chaîne de réception

a - *Présentation générale*

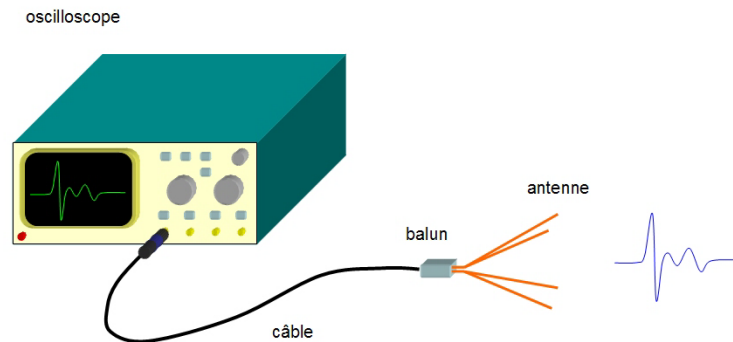


Figure 19 : antenne de réception, balun, système d'acquisition

En réception, la problématique principale est toujours de ne pas altérer les signaux reçus. Une chaîne de réception classique se compose (Figure 19) :

- dans les mesures en rayonné, d'une antenne apte à capter les signaux transmis ou réfléchis. Dans certains cas, ce rôle peut être partagé avec l'antenne d'émission, un circulateur se chargeant de séparer les signaux incidents et réfléchis. Cette technique est néanmoins souvent délaissée au profit de systèmes à deux antennes, faute de dispositifs séparateurs suffisamment performants. L'antenne de réception doit donc répondre à un cahier des charges similaire à celui de l'antenne d'émission, la contrainte de tenue en tension pouvant cependant être revue à la baisse dans la mesure où les niveaux de champs à relever restent modérés ;
- d'un balun ;
- de câbles capables d'assurer la propagation du signal reçu avec une déformation minimale. La présence d'atténuateurs peut être nécessaire afin de protéger le matériel d'acquisition : lorsque les ensembles d'émission et de réception se trouvent proches (système fonctionnant en bistatisme faible), les phénomènes de couplages directs d'une antenne sur l'autre peuvent induire des signaux parasites de fort niveau ;
- d'un échantillonneur rapide effectuant l'acquisition du signal.

b - Echantillonneurs

Plusieurs dispositifs sont susceptibles de réaliser l'acquisition de traces temporelles extrêmement brèves. Il s'agit cependant de matériel extrêmement spécialisé et peu répandu.

- Oscilloscopes numériques

L'acquisition de la réponse transitoire captée par l'antenne est ici réalisée à l'aide de convertisseurs analogique-numérique (CAN) performants. Les contraintes principales portent sur leur fréquence d'échantillonnage maximale, laquelle va déterminer la bande passante de l'appareil, et sur la résolution de la mesure (nombre de bits effectifs). De tels codeurs équipent les oscilloscopes numériques haut de gamme qui peuvent ainsi être utilisés comme récepteurs numériques à part entière. Suivant le principe d'échantillonnage du signal considéré, ces derniers se répartissent en deux catégories :

Les premiers, dits oscilloscopes monocoups, réalisent un échantillonnage direct. La totalité de la trace à capturer est échantillonnée puis numérisée à une certaine fréquence, en une passe unique. Il s'agit de la méthode la plus directe et la plus rapide en pratique. Elle permet de travailler sur des signaux non répétitifs, ce qui peut parfois être nécessaire lors d'application temps réel. Les performances affichées restent toutefois en retrait par rapport aux oscilloscopes dits « séquentiels ».

Cette deuxième famille d'instruments est plus efficace en terme de bande passante et de quantification, mais nécessite de disposer de signaux à acquérir répétitifs (mais pas forcément périodiques). En effet, la technique de l'échantillonnage séquentiel consiste à fixer un instant t_0 de début de séquence et à prélever un échantillon unique à chaque passe. Le signal incident est quantifié avec un retard connu par rapport à t_0 , ce retard allant en augmentant régulièrement d'une acquisition à la suivante. Les échantillons successifs du signal sont mis en mémoire au fur et à mesure de leur prélèvement. Si N_e est le nombre total d'échantillons à prélever sur le signal, son acquisition requiert donc N_e séquences. Il est ainsi aisé de prévoir le temps total nécessaire à l'enregistrement de la trace complète dans le cas d'un signal périodique de période connue T . La reconstruction du signal analogique utilisant des échantillons sur plusieurs périodes d'acquisitions, cette méthode permet une numérisation précise des signaux sur une grande bande passante (Figure 20).

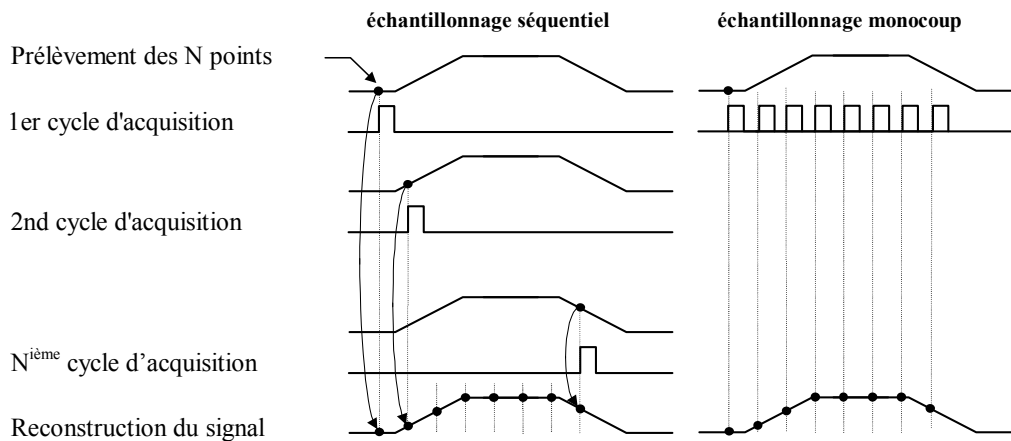


Figure 20 : synoptique de fonctionnement des différents modes d'échantillonnage

Dans le cadre des applications de métrologie en chambre anéchoïque, les oscilloscopes séquentiels offrent les meilleures performances. Pour des applications en extérieur et en mouvement (typiquement le cas de figure d'une fauchée radar), ces derniers souffrent de deux inconvénients rédhibitoires :

- l'acquisition du signal se faisant point par point, le temps d'acquisition en mode séquentiel dépend alors du taux de répétition du signal à mesurer. Dans le cas d'un signal échantillonné sur 2000 points, au moins deux secondes seront nécessaires avec un système d'émission ayant une fréquence de répétition de 1 kHz. De part le déplacement du porteur, les échos perçus ne peuvent être considérés comme stationnaires durant ce laps de temps sans compromettre la précision des mesures ;
- seule la technique monocoupe permet de rejeter avec de bons résultats les signaux parasites d'interférences radio (RFI) présents sur les réponses mesurées.

- Systèmes optoélectroniques

L'échantillonneur optoélectronique est un outil pour l'analyse monocoupe d'impulsions brèves (durée allant de quelques dizaines à quelques centaines de picosecondes). Ce type de dispositif est constitué d'éléments photoconducteurs associés à une ligne micro ruban. Le principe de fonctionnement est le suivant (Figure 21) :

L'impulsion à analyser se propage sur une ligne micro ruban adaptée en son extrémité. La longueur électrique de cette ligne est choisie assez grande pour pouvoir « contenir » la forme spatiale entière de l'impulsion. Au moment opportun, un flash laser vient illuminer tous les photoconducteurs, simultanément, les rendant ainsi passants un court instant. A chaque point de mesure, une part de l'énergie présente localement est alors acheminée vers une capacité de stockage. L'énergie stockée par les n capacités permet alors la reconstitution du signal échantillonné. Cette reconstitution sera d'autant plus fidèle que la distance entre les lignes secondaires sera petite et les points de mesure nombreux [5][6].

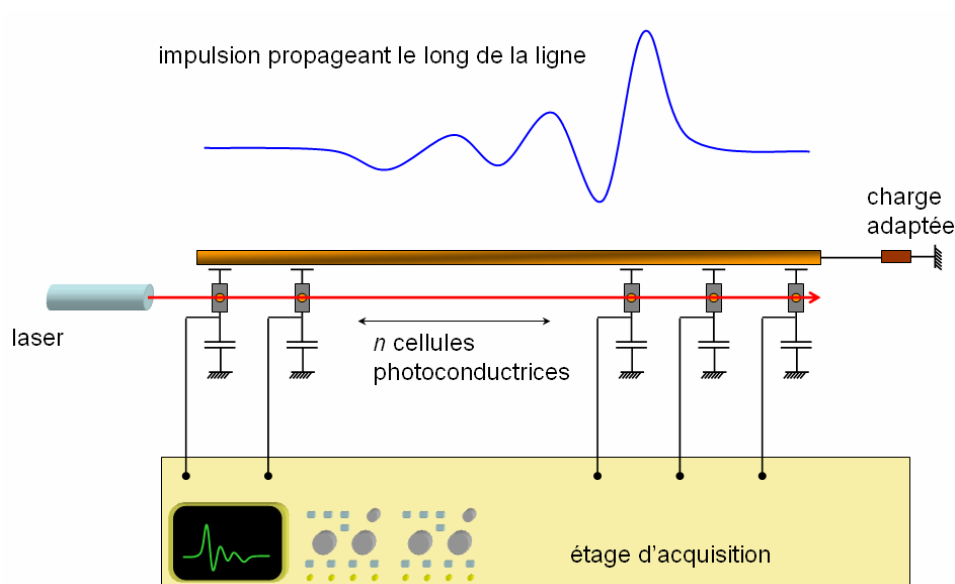


Figure 21 : schéma de principe de l'optoéchantillonneur

L'échantillonnage de signaux longs est très difficile à envisager de par la taille nécessaire du dispositif d'acquisition dans l'air. En effet, acquérir une trace temporelle de 100 ns se propageant à la vitesse de la lumière nécessiterait une ligne de 30 m de long. L'utilisation d'un milieu de permittivité diélectrique forte pour contourner ce problème semble peu envisageable du fait des problèmes de dispersion.

III - Les applications militaires

1) Les mesures de SER

a - Définition de la SER

Lorsqu'un objet est illuminé par une onde EM incidente, celle-ci est :

- en partie réfléchi (la direction de l'onde réfléchi dépend de l'angle d'incidence) ;
- en partie absorbée (une partie de son énergie se transforme en chaleur à l'intérieur du matériau) ;
- le reste est "diffracté", diffusé dans toutes les directions (la théorie enseigne que l'énergie diffractée par tout objet conducteur est maximale lorsque la longueur de l'objet est égale à la moitié de la longueur d'onde de l'onde incidente. C'est à cette longueur d'onde que les courants induits sont prédominants).

La Surface Equivalente Radar (SER) est une quantité permettant de décrire la capacité d'une cible à capturer l'énergie EM incidente et à re-rayonner cette énergie dans tout l'espace. La SER dépend à la fois de facteurs propres à la cible comme sa taille, sa forme et la nature des matériaux utilisés, et de facteurs extérieurs comme la fréquence de l'onde incidente, sa polarisation et surtout l'angle d'observation.

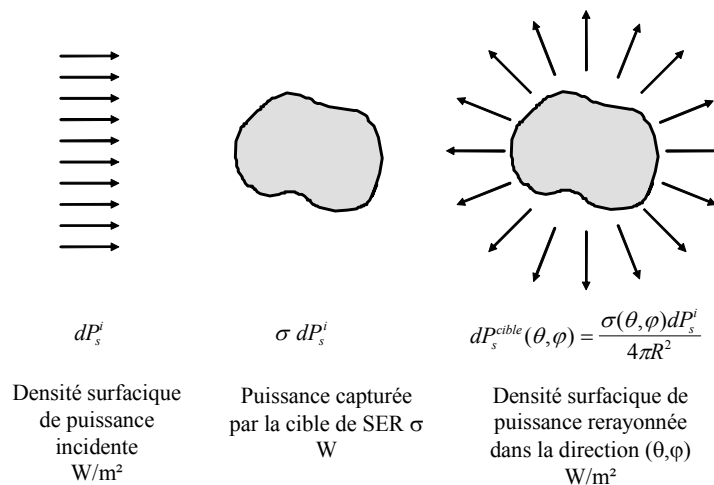


Figure 22 : diffraction par une cible

La SER (notée σ) est donc une mesure de la puissance réfléchiée par la cible rapportée à la densité de puissance incidente (Figure 22) ; elle s'exprime en m^2 et est définie par la relation suivante :

$$SER(\theta_i, \varphi_i, \theta_d, \varphi_d) = \sigma(\theta_i, \varphi_i, \theta_d, \varphi_d) = 4\pi R^2 \frac{dP_S^{cible}(\theta_i, \varphi_i, \theta_d, \varphi_d)}{dP_S^{incident}(\theta_i, \varphi_i)}$$

avec :

$dP_S^{cible}(\theta_i, \varphi_i, \theta_d, \varphi_d)$: densité surfacique de puissance dans la direction (θ_d, φ_d) diffractée par la cible illuminée par une onde d'orientation (θ_i, φ_i) ;

$dP_S^{incident}(\theta_i, \varphi_i)$: densité surfacique de puissance incidente au niveau de la cible.

La SER est donc assimilable à une surface fictive. Elle représente en fait, la section droite d'une sphère qui, dans le domaine optique, réfléchirait dans la direction de réflexion considérée, exactement le même écho que la cible. En utilisant le théorème de Poynting qui lie les champs électriques et magnétiques, et en considérant la distance R comme étant supérieure à la plus grande longueur de l'objet illuminé, la SER peut être exprimée par la relation suivante :

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\vec{E}_s|^2}{|\vec{E}_i|^2}$$

avec :

R : distance entre le radar et la cible,

E_i : intensité du champ électrique de l'onde radar incidente sur la cible,

E_s : intensité du champ électrique de l'onde rétrodiffusée par l'objet.

L'évolution croissante des techniques de détection radar pousse les concepteurs à concevoir des structures de plus en plus discrètes. La maîtrise de la SER est donc un paramètre capital pour la conception d'un engin furtif et la minimisation de celle-ci une condition indispensable à la survie de celui-ci dans l'espace sophistiqué de la guerre électronique (Figure 23).

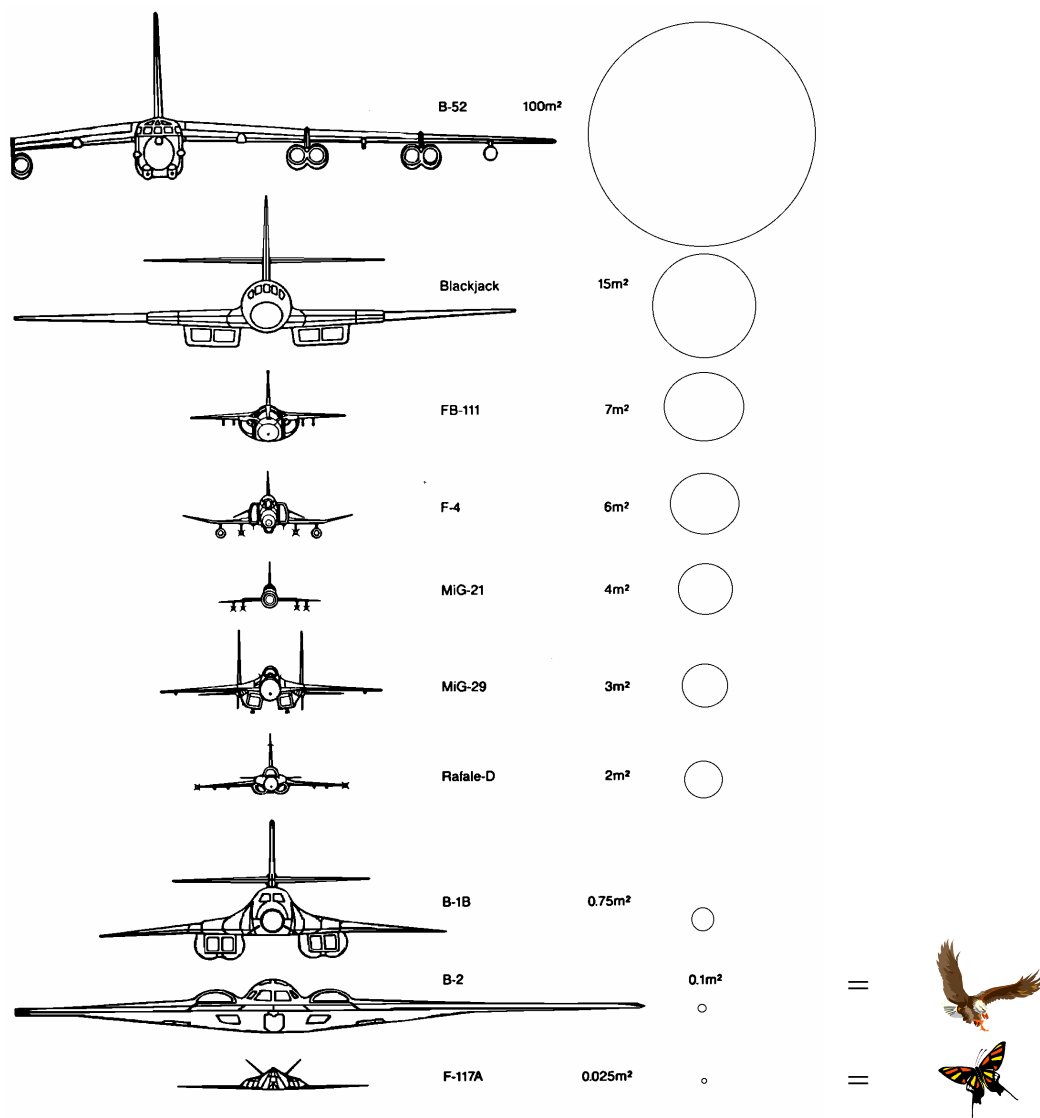


Figure 23 : SER comparée de différents modèles d'avions

b - Détermination expérimentale de la SER

La méthode fréquentielle consiste à illuminer l'objet avec une onde sinusoïdale entretenue, de fréquence et de polarisation déterminées, engendrée par un synthétiseur de fréquences, et à mesurer l'amplitude de l'écho renvoyé, pour diverses orientations de la cible, au moyen d'un récepteur sélectif tel qu'un analyseur de spectre ou de réseaux.

Cette méthode est très précise à fréquence fixe et permet, grâce à l'utilisation d'antennes directives aux hyperfréquences et à l'emploi d'un signal à bande étroite, d'obtenir des rapports signal à bruit élevés, malgré une puissance d'émission modeste. Afin de s'affranchir des réflexions provenant du sol et des interférences parasites (télévision, téléphone mobile ...) pouvant se superposer au signal utile, la majorité des évaluations de SER fréquentielles sont réalisées à l'intérieur de chambres anéchoïques.

Une seconde méthode de mesure de SER existe. Si son principe est connu depuis plus de trente ans, le manque de dispositifs électroniques adaptés en rendait l'usage peu réaliste. L'idée de base est de mesurer l'écho d'une cible illuminée par une impulsion EM courte directement dans le domaine temporel, l'étude de celui-ci permettant de remonter à la SER de l'objet sur une large gamme de fréquences à partir d'une unique mesure [7][8].

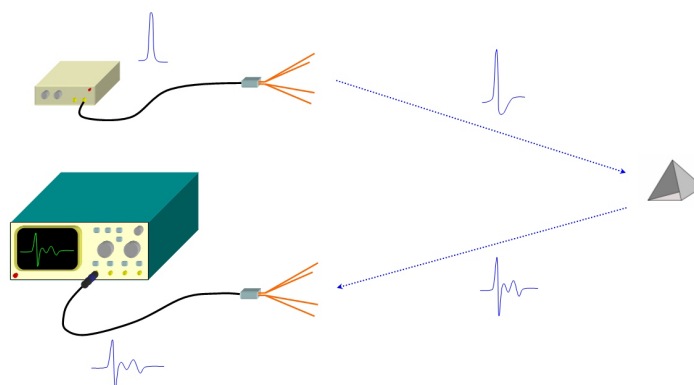


Figure 24 : principe de la mesure de SER – cas idéal

Le système schématisé Figure 24 fonctionne en bistatisme faible, la chaîne de réception étant ainsi dissociée de la chaîne d'émission. Un dispositif utilisant une antenne unique assurant les deux fonctions est en effet délicat à mettre en œuvre et fait courir de gros risques à l'échantillonneur si l'élément protégeant celui-ci lors des tirs connaissait une défaillance.

Cette méthode transitoire présente plusieurs avantages :

- la cible est caractérisée en une mesure et sur une large plage de fréquences ;
- les mesures sont relativement peu affectées par les RFI ambiantes. En effet le bruit électromagnétique peut être considéré comme présentant un niveau constant sur la durée d'une acquisition (quelques ns) ;
- la précision des mesures peut être facilement augmentée en effectuant une moyenne des réponses obtenues sur plusieurs tirs. Sous réserve de disposer d'un générateur capable de délivrer des impulsions avec une cadence de répétition de quelques dizaines de Hz, de très bons résultats peuvent être obtenus sans pour autant augmenter exagérément le temps de manipulation nécessaire ;
- il est possible de travailler en espace libre et ainsi de palier une des difficultés majeures de la méthode harmonique, la relative inefficacité des chambres anéchoïques en basse fréquence.

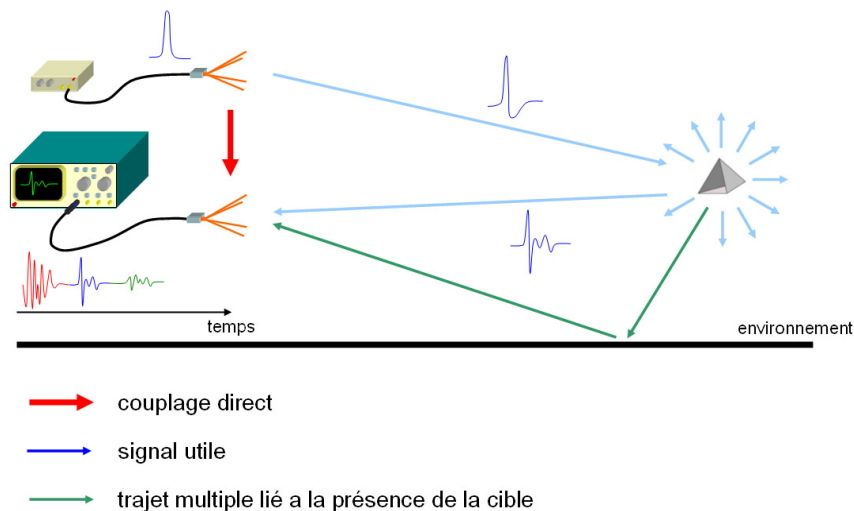


Figure 25 : manipulation avec présence de couplage entre antennes et écho du sol

Le signal temporel en réception (Figure 25) contient la réponse impulsionnelle de la cible, mais aussi celles de l'environnement présent autour de l'installation de mesure. De plus, un fort couplage entre les antennes d'émission et de réception apparaît fréquemment lors du rayonnement de l'impulsion incidente.

Non seulement le signal « utile » est précédé, voir noyé, dans les signaux de couplage, mais il est également perturbé par les nombreux trajets multiples ayant lieu dans la chambre de mesure. Afin d'extraire la réponse de la cible de ces signaux parasites, deux opérations sont effectuées : une mesure sans cible est réalisée afin de caractériser la réponse globale de l'environnement. Ensuite la cible est mise en position et une deuxième mesure est effectuée (Figure 26).

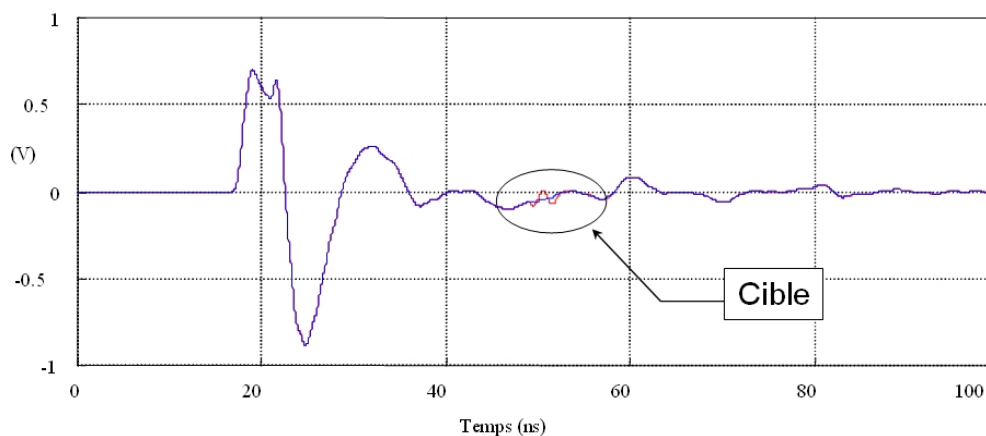


Figure 26 : acquisitions temporelles effectuées avec et sans cible

L'acquisition « à vide » correspond donc :

- au couplage direct (pouvant présenter de fortes variations de niveau liées à la non reproductibilité du générateur) ;
- au couplage « longue période » (lié a des résonances sur les structures rayonnantes, reproductible) ;
- aux échos fixes ne dépendant que de la configuration de mesure.

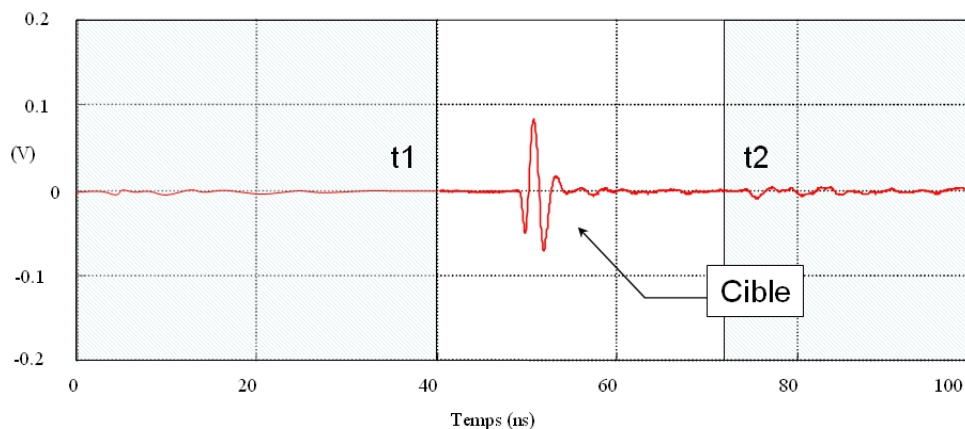


Figure 27 : signature temporelle obtenue après soustraction et fenêtrage temporel

En effectuant la soustraction des deux traces temporelles, seules restent quelques fluctuations liées à la part non reproductible du couplage et une trace caractéristique de la cible « dans son environnement » (Figure 27). En effet, ce traitement simple ne permet pas de compenser les contributions liées aux trajets multiples cible – environnement – antenne de réception. Pour s'affranchir de ces dernières contributions néfastes, un fenêtrage temporel est effectué. Il est facile, connaissant la distance cible - système de mesure, de « prévoir » l'instant où celle-ci va commencer à répondre (premier instant $t1$ où débute la signature). De même, l'instant $t2$ à partir duquel se rajoutent les premiers trajets multiples se déduit de la position de la cible par rapport à son environnement proche.

Il est courant de parler du « temps clair » de la mesure pour parler du temps pendant lequel on ne perçoit que la réponse utile. Il s'agit donc du temps s'écoulant avant que le premier trajet multiple n'atteigne l'antenne de réception.

Deux expérimentations opérationnelles destinées à la mesure de SER en basses fréquences ont été conçues au CREAPE sur le principe décrit ci-dessus. La première est dédiée aux objets de grandes dimensions (avions militaires) et la seconde aux cibles de petites dimensions (missiles). Les validations expérimentales ont été réalisées dans les chambres anéchoïques du CELAR ; les réponses temporelles de cibles canoniques sont en bonne adéquation avec les prédictions FDTD et la précision des SER est de l'ordre de 1 dB sur l'ensemble de la bande visée pour des objets de SER supérieure à 0 dB/m², et reste de l'ordre de 2 dB pour des objets supérieurs à -20 dB/m². La Figure 28 présente les mesures obtenues sur une sphère de 200 mm de diamètre.

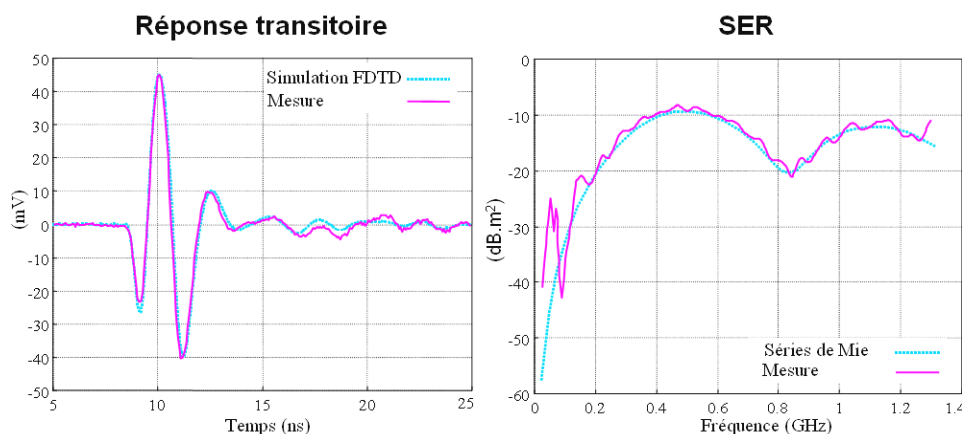


Figure 28 : comparaison théorie et mesure pour une cible de petites dimensions

2) La détection de mines, projet PULSAR

a - Présentation

Suite aux études menées avec la DGA dans le cadre des mesures de SER, la conception et le développement d'un démonstrateur radar Ultra Large Bande impulsional destiné à la détection d'objets enterrés ont été lancés sous le nom PULSAR (Plateforme Radar ULB SAR pour la détection de mines).

Ce projet a été développé en collaboration avec l'IRCOM, au Centre Electronique de l'Armement (CELAR), établissement de la DGA situé à Bruz (à proximité de Rennes). Il allie les avantages des basses fréquences (résonances des cibles, pénétration dans le sol et à travers les écrans de végétation) à ceux offerts par la grande largeur de bande (forte résolution spatiale). Le principe de fonctionnement consiste toujours en l'illumination au moyen d'une impulsion ultracourte d'une « scène », au sein de laquelle se trouvent des mines posées en surface ou enterrées dans le sol. L'image électromagnétique de cette « scène » est reconstituée et celle-ci permet de localiser et d'identifier les mines. Sur le plan expérimental, cette étude a abouti à la réalisation d'un démonstrateur fonctionnel [9]. Sur le plan théorique, des antennes ULB originales ont été définies et optimisées [10] pour cette application et une estimation du bilan de liaison en transitoire de l'expérimentation devant permettre une meilleure interprétation des images SAR a été conduite [11]. Enfin, toujours sur la base de la plateforme PULSAR, une deuxième campagne de travail a eu pour but d'optimiser les performances du système dans son ensemble [12] :

- changement de générateur pour un modèle présentant un niveau crête plus élevé ainsi qu'un temps de montée plus bref (générateur LGE IUB 02 développé au LGE de Pau) ;
- étude et réalisation de couples antennes - baluns optimisés en gain et bande passante ;
- achat d'un oscilloscope plus performant.

Le nouvel ensemble ainsi constitué a été caractérisé courant 2003.

La partie émission réception du banc de mesure PULSAR est installée sur un camion pouvant positionner le couple d'antennes d'émission réception à une hauteur de 7,8 mètres au-dessus du sol. Au cours de la réalisation des mesures, le porteur se déplace à faible vitesse. Un « cliché » électromagnétique de la scène à imager est pris tout les 4 cm ; simultanément la position du dispositif est soigneusement relevée (Figure 29 et Figure 30) [13].



Figure 29 : démonstrateur PULSAR

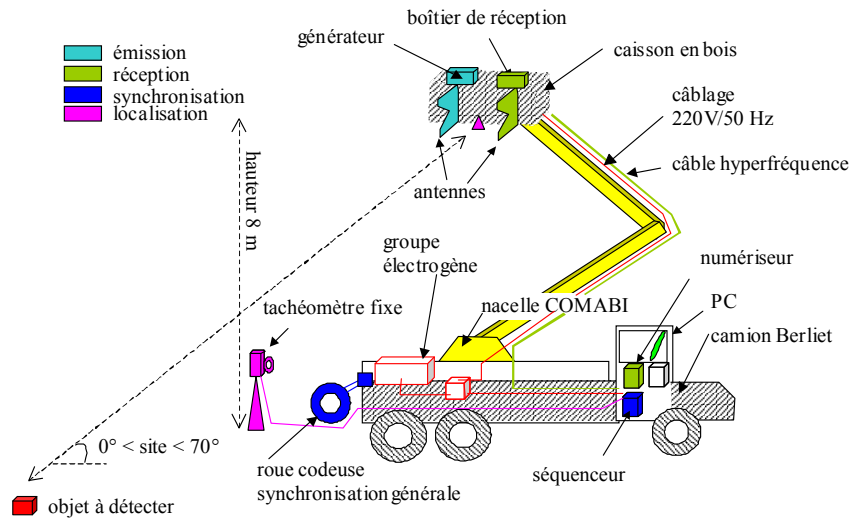


Figure 30 : synoptique générale du démonstrateur Pulsar

b - Principe de l'imagerie SAR

Le principe d'imagerie à synthèse d'ouverture (Synthetic Aperture Radar), couramment utilisé dans les systèmes radars classiques, est transposable au traitement des signaux ultra large bande impulsionnels. L'intérêt de la méthode est de synthétiser une antenne plus directive que les antennes utilisées en mesure par le déplacement latéral de l'élément rayonnant. Cette idée est apparue en 1951 aux Etats Unis avec les travaux de Wiley et Sherwin. Elle a été immédiatement classifiée, et le brevet ne sera publié qu'en 1964 alors que cette méthode de mesure était déjà employée à l'étranger (Figure 31) [14].

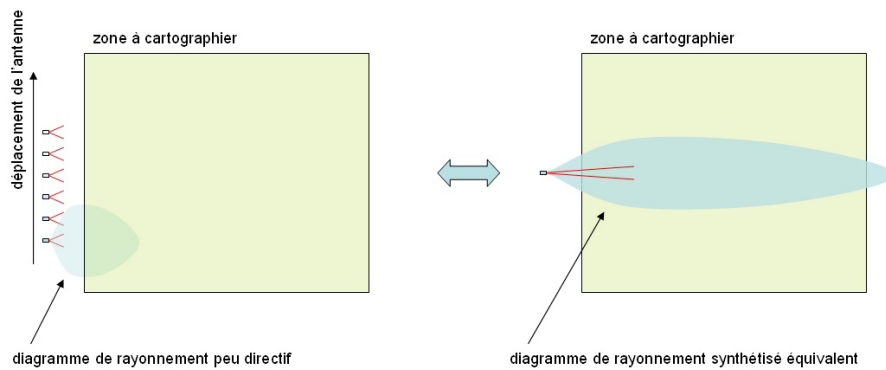


Figure 31 : réalisation d'une antenne synthétique

Le principe SAR est d'autant plus performant que l'antenne considérée initialement présente une directivité faible. Ceci est particulièrement intéressant aux basses fréquences, pour lesquelles obtenir une antenne directive et de faible encombrement est impossible.

Toutefois, afin de reconstruire une image électromagnétique de la scène, il est nécessaire d'appliquer des traitements spécifiques aux signaux relevés lors d'une fauchée SAR. Pour ce faire, une méthode consiste à sommer les signaux reçus par le radar en différentes positions selon une technique particulière permettant de « focaliser » les réponses des cibles, et ainsi de cartographier les positions de celles-ci. La Figure 32 présente le camion PULSAR en train de réaliser une série de mesures ; Figure 33 nous pouvons voir une représentation 2D des traces temporelles ainsi capturées.



Figure 32 : réalisation d'une série de mesures

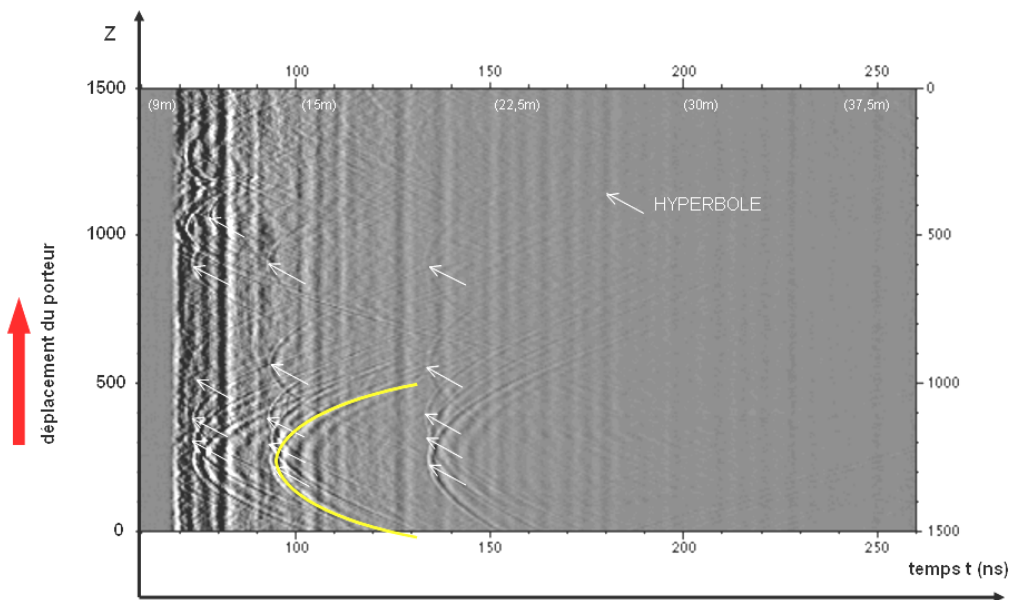


Figure 33 : cartographie du terrain obtenue

Afin de mieux comprendre l'image obtenue, il convient de revenir sur le déroulement d'une mesure :

Le radar se déplace le long de la scène à imager, à vitesse constante, et émet à intervalles réguliers des séquences « émission d'un pulse EM - acquisition d'échos ». Les traces temporelles ainsi obtenues sont enregistrées.

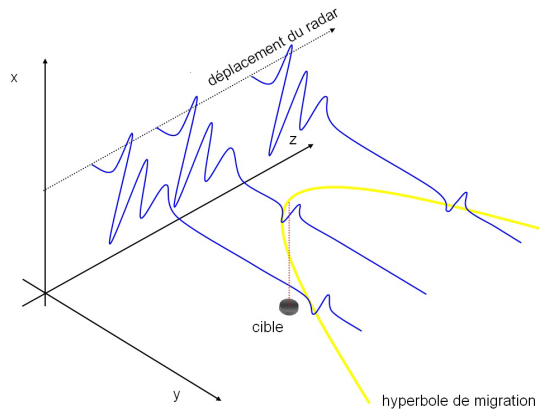


Figure 34 : traces temporelles pour différentes positions du radar

Au fur et à mesure de l'avancement du porteur, le radar « voit » la cible à différentes distances : d'abord décroissantes, puis croissantes après que l'aplomb de la cible ait été dépassé. On montre facilement que la réponse d'un « point brillant » au cours d'une fauchée radar suit une loi parabolique (l'hyperbole de migration) ; un traitement mathématique des acquisitions permet de ramener l'énergie du signal portée selon cette courbe particulière en une tâche d'intensité proportionnelle à la signature de l'objet (Figure 34). Les résultats ainsi obtenus peuvent être améliorés en effectuant des traitements préliminaires :

Aux échos liés à la présence de cibles se superposent des échos fixes. Ces échos sont dus à des réflexions sur des parties non mobiles par rapport aux antennes : le bras articulé, le camion... ainsi qu'aux phénomènes de couplage émission réception. Ils produisent les bandes verticales nettement visibles Figure 33 mais peuvent être relativement facilement éliminés en effectuant la soustraction d'une mesure « moyenne », calculée sur tout ou partie de la fauchée, à l'ensemble des acquisitions relevées (Figure 35).

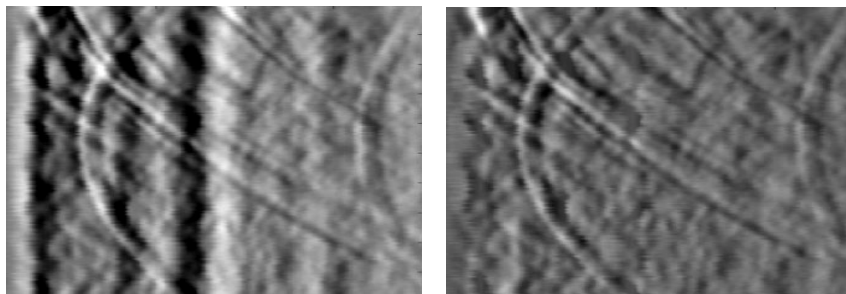


Figure 35 : soustraction d'un signal moyen

Afin de faire ressortir plus nettement différents types de cibles potentielles, et de réduire certains « bruits » parasites, un filtrage en sous bandes peut être appliqué aux signaux. La Figure 36 présente les cartographies alors obtenues après un traitement final basé sur la méthode de sommation cohérente.

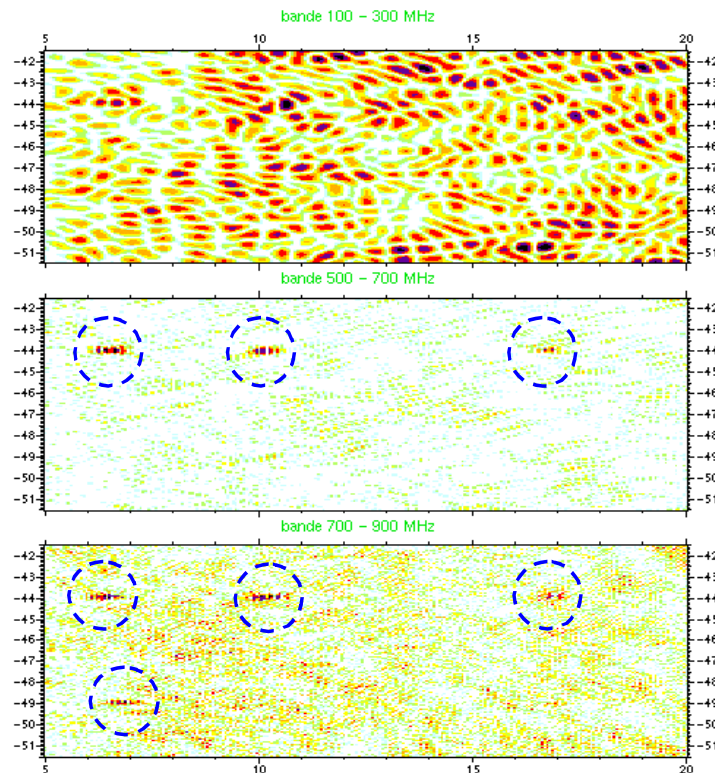


Figure 36 : cartographies obtenues après filtrage en sous bandes

Les réflexions directes sur le sol apparaissent prédominantes dans la bande 100–300 MHz. Les cibles (cercles bleus) sont détectées dans la bande 500–900 MHz, voire seulement dans la bande 700–900 MHz.

Le comportement fréquentiel d'un objet à détecter est dépendant de sa nature (dimensions, géométrie et matériaux) et du contexte dans lequel il se trouve (site de la mesure, posé ou affleurant sur le sol, caractéristiques électromagnétiques de celui-ci). La possibilité d'effectuer une analyse en sous bandes permet ici d'accroître significativement la précision des résultats.

c - Optimisation de la chaîne radar

Afin d'améliorer les performances d'un système radar SAR ULB tel que PULSAR, il convient de faire progresser les points suivants :

facteur	influence
Hausse de la fréquence de répétition du générateur.	Amélioration de la résolution transverse (selon l'axe z des figures 32, 33 et 34). Possibilité de moyenner les signaux en un point, ou de réaliser une fauchée à une vitesse supérieure.
Hausse du niveau du générateur.	Amélioration de la portée transversale et verticale du dispositif.
Elargissement de la bande passante du système.	Gain en profondeur efficace (le contenu BF est pénétrant) et en pouvoir séparateur (le contenu HF apporte de la précision).
Amélioration de la directivité des antennes.	Amélioration de la résolution, et de la portée.
Diminution du couplage entre antennes.	Gain sur la dynamique de la mesure, possibilité d'effectuer des mesures à plus courte distance du radar.
Améliorations du dispositif d'acquisition (augmentation de la bande passante, du nombre de bits effectifs, de la profondeur mémoire).	Traitements numériques plus précis.

d - Systèmes Radar similaires

Un système aéroporté installé à bord d'un dirigeable (Mineseeker) a été développé par la DERA (Defence Evaluation & Research Agency). Ce système est également utilisé dans la détection de mines ; sa bande de fréquence utile s'étend de 200 MHz à 3 GHz [15]. Ce radar a été mis en situation opérationnelle sur les terrains en conflits du Kosovo.

D'autres systèmes existent, où le radar est déporté par rapport au sol à l'aide d'un bras mécanique. Le système BoomSAR est développé aux Etats-Unis à titre expérimental. Celui-ci consiste en un radar déporté à 45 m de haut et pouvant se déplacer. L'application est cependant orientée vers la détection de champs de mines et non dans la détection d'une mine elle-même. La bande de fréquence de travail est comprise entre 50 MHz et 2 GHz (Figure 37).

Il convient également de citer les systèmes GPR tel celui développé à l'Université Catholique de Louvain [16].



Figure 37 : systèmes de détection de mines Mineseeker et BoomSAR

3) Les simulateurs pour Micro Ondes de Fortes Puissances

Dans le cadre de ses missions d'expertises dans le domaine des agressions électromagnétiques, la Délégation Générale pour l'Armement (DGA) dispose de moyens d'essais très importants au profit des programmes d'armement français et européens (l'utilisation de ces moyens reste toutefois ouverte à des applications civiles). Trois centres d'expertises et d'essais interviennent dans la prévention des agressions électromagnétiques :

- le Centre d'Essais Aéronautique de Toulouse (CEAT), intervenant pour les aspects foudre, décharges électrostatiques, CEM et champs forts,
- le Centre d'Études de Gramat (CEG), pour l'IEMN (Impulsion Electromagnétique d'origine Nucléaire) et les MFP (Micro-ondes de Fortes Puissances),
- le Centre Technique des Systèmes Navals, situé à Toulon, pour les aspects DRAM (Dommages des Rayonnements sur les Armes et Munitions).

Ces trois centres interviennent conjointement afin d'assurer un durcissement électromagnétique global et cohérent sur les systèmes expertisés.



Figure 38 : chambre de mesure Hypérion du CEG ; un avion de combat teste ici sa vulnérabilité aux MFP

Face à l'arrivée d'IEM présentant des temps de montée sub-nanoseconde, le CEG a souhaité posséder un dispositif expérimental permettant de recréer les effets perturbateurs de signaux de ce type. L'IRCOM s'est alors vu confier l'étude du projet, lequel a abouti à la réalisation d'un simulateur strip-line de grandes dimensions et de la transition associée.

Deux zones de tests permettent de travailler sur des signaux distincts, de type IEM classique (temps de montée de 5 à 10 ns, durée à mi-hauteur du signal de 175 ns, 400 kV) ou IEM rapide (temps de montés de 100 ps, durée à mi-hauteur du signal de 500 ps à 5 ns, 30 kV) (Figure 39). Afin de caractériser un tel dispositif, il a été nécessaire de réaliser des mesures dans le domaine temporel via l'utilisation d'une chaîne de réception ULB telle que décrite précédemment [17][18][19][20].

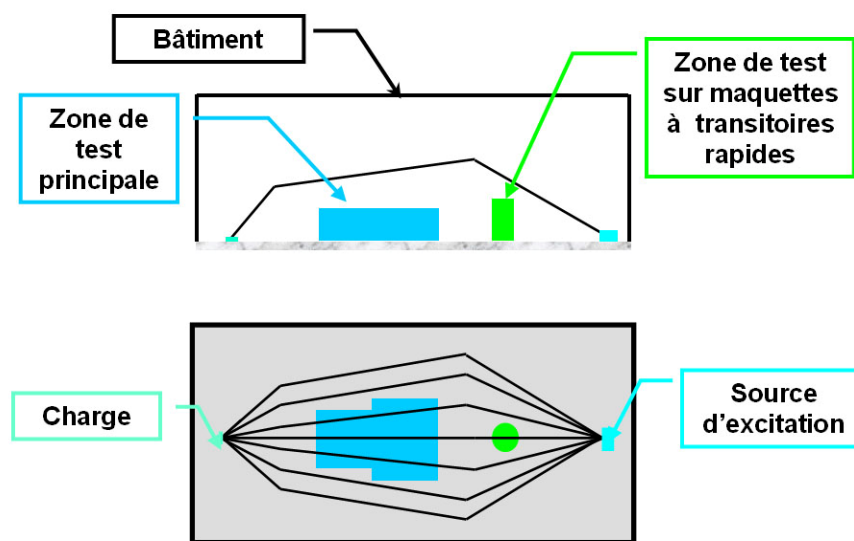


Figure 39 : simulateur à ligne du CEG

4) La pénétration à travers la végétation (FOPEN)

L'aptitude des ondes EM à pénétrer au travers d'écrans de feuillages (souvent appelée « FOPEN » de l'anglais « foliage penetration ») est un paramètre essentiel à considérer lors du développement de systèmes radar. En effet, il est nécessaire pour un système de défense de conserver une capacité de détection des équipements susceptibles d'être disposés sous des couverts feuillus. La qualité des images électromagnétiques de telles scènes dépend du comportement de la végétation vis à vis des ondes rayonnées par les radars et diffractées par les éléments constituant les scènes à imager (Figure 40).



Figure 40 : problématique de la détection au travers de couverts feuillus

La connaissance des fonctions de transfert de différents végétaux apparaît donc comme une nécessité actuelle afin d'améliorer les systèmes radar comme les systèmes de communication. Ce type de caractérisation peut être mis en œuvre par le biais de techniques transitoires rapides : les antennes étant disposées en vis-à-vis, les mesures s'effectuent directement sur toute la bande spectrale couverte par l'ensemble d'émission réception (Figure 41).

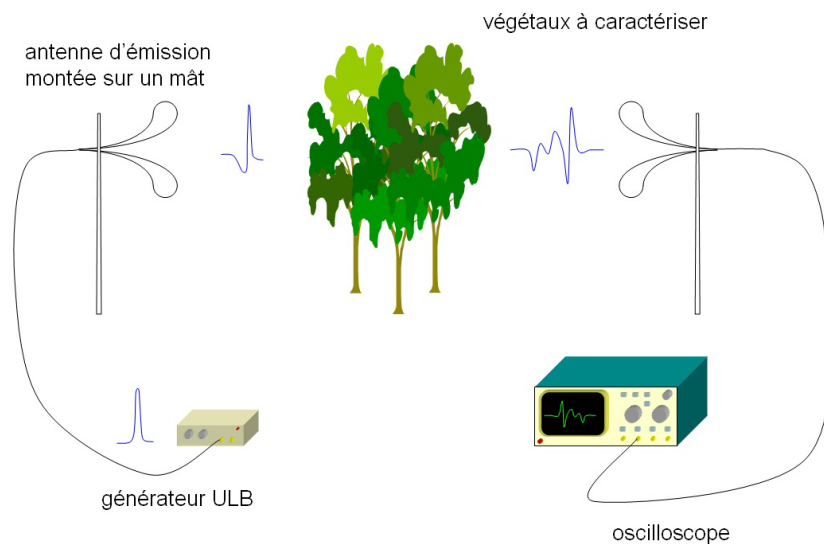


Figure 41 : principe de mesure des propriétés de transmission de la végétation

Une telle étude est actuellement menée au sein du laboratoire, dans une bande de fréquence allant de 200 MHz à 2 GHz.

5) RUGBI

Sous ce terme est désigné un projet visant à concevoir et réaliser un démonstrateur de système radar ULB impulsionnel multi sources, basé sur l'utilisation de l'optoélectronique. Cette étude est conduite dans le cadre d'un contrat entre la DGA et l'IRCOM. Elle devra permettre à la DGA de se forger un avis sur les possibilités de telles technologies, il conviendra donc d'évaluer les performances du système par rapport aux radars ULB purement électroniques.

RUGBI est un acronyme signifiant « RADAR Ultra Grande Bande Instantanée » ; l'objectif final étant ici de repousser les limites en matière de portée, résolution et acquisition des radars ULB impulsionnels. Contrairement au projet PULSAR, où la recherche de portée s'effectue essentiellement au travers de l'amélioration des performances d'un couple unique générateur - antenne d'émission, l'idée principale sur laquelle repose RUGBI est de développer une structure d'émission associant en réseau plusieurs antennes ULB. La synchronisation des tirs s'effectue grâce à un ensemble de photo commutateurs éclairés par un même faisceau laser comme indiqué Figure 42.

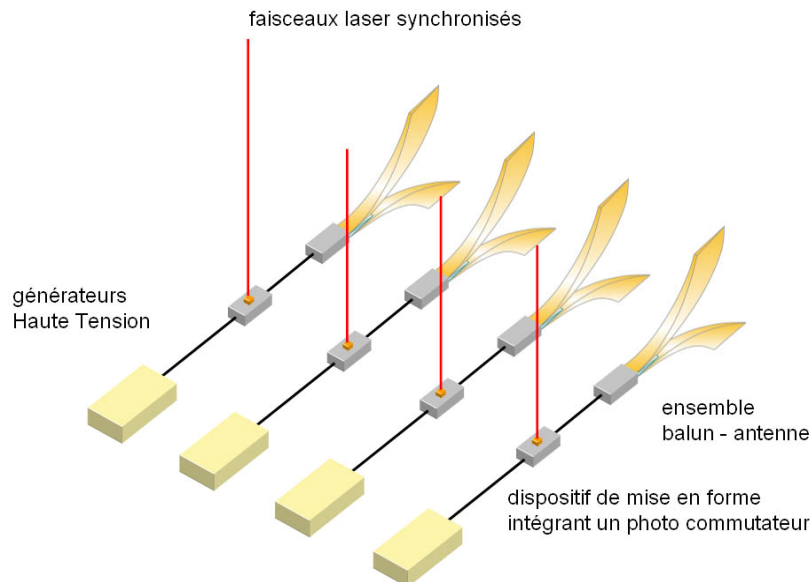


Figure 42 : schéma de principe de la chaîne d'émission de RUGBI

L'utilisation de plusieurs sources doit permettre un gain en terme de portée (sommation des champs émis) et de directivité (effet réseau entre les sources). L'impulsion visée étant d'une durée plus brève et présentant des fronts de montée plus raides que ceux précédemment utilisés à ces niveaux de puissance, un gain sur la bande utile et donc sur la résolution spatiale du système est également attendu. Les problèmes liés à la génération, la détection, l'acquisition et le traitement du signal devront être résolus. Les applications opérationnelles de ce radar seront la mesure de SER à très haute résolution et la détection de mines terrestres. Les objectifs de ce programme sont :

- atteindre un niveau de puissance crête émise de 10 MW avec un nombre d'antennes limité à quatre ;
- émettre une impulsion rayonnée de courte durée (typiquement 1 ns) dont le spectre commence à 500 MHz et s'étend jusqu'à quelques GHz.

Outre les modifications de la chaîne d'émission expliquées ci-dessus, des améliorations portant sur les systèmes de réception et d'acquisition de l'impulsion réfléchie seront étudiés au cours du projet.

6) *Le fantassin du futur*

Le développement, l'industrialisation et la fabrication en série de systèmes « Fantassin à équipements et liaisons intégrés » (FELIN) a été confiée au groupe français d'électronique SAGEM en mars dernier. Ce projet vise à équiper le fantassin du futur d'un système d'armes complet, intégré et modulaire comprenant également des fonctions de protection et de communication (Figure 43).

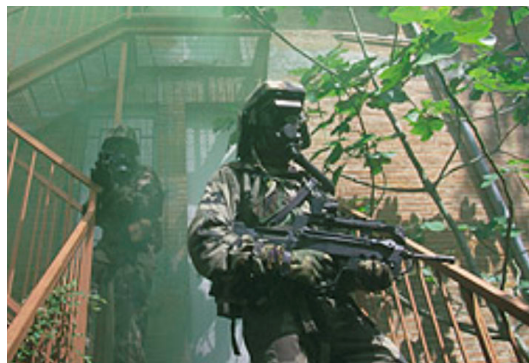


Figure 43 : équipement du fantassin du futur

Dans ce contexte, l'utilisation de techniques ULB impulsionnelles est envisageable. Disposer d'une antenne directive, apte à rayonner des impulsions brèves et de petites dimensions autoriserait le développement de systèmes radar miniatures, implantables à même la tenue de combat. Ce genre de radar permettrait au soldat de percevoir des menaces au travers de cloisons, murs, couvert feuillu dense... De plus, il pourrait combiner ses fonctions de détection avec un dispositif de communication ULB utilisant des pulses sans porteuse. Un tel dispositif présente une confidentialité naturelle de par sa faible probabilité d'interception, et permet, en parallèle, la mise en place d'un système d'identification et de localisation des sources émettant dans son voisinage.

IV - Les applications civiles

1) Les mesures CEM des connecteurs

Il s'agit d'une application type de métrologie impulsionnelle. La mesure ne s'effectuant pas en rayonné mais en conduit, les antennes disparaissent du montage proposé. Ici, un composant est caractérisé à partir des mesures réalisées dans le domaine temporel sur ses différents accès. Ce banc de mesure fait l'objet d'un dépôt de brevet. (Figure 44) [21].

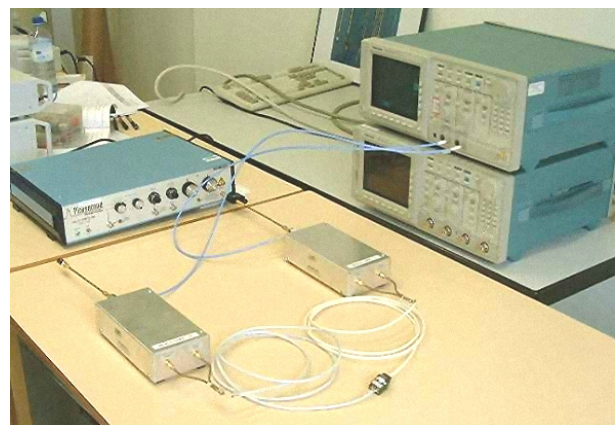
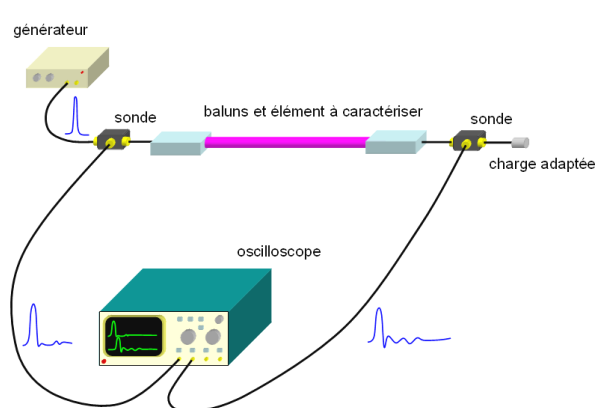


Figure 44 : banc de mesure

La précision des résultats obtenus est très bonne et surpasse celle fournie par l'analyseur comme le montre la Figure 45 :

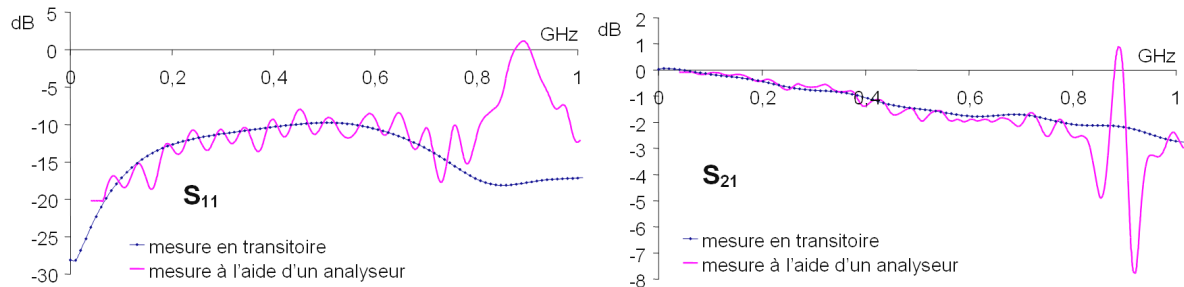


Figure 45 : résultats obtenus sur la paire 3 d'un connecteur RJ45

2) Les mesures CEM en automobiles

Certaines mesures s'effectuant classiquement en régime harmonique peuvent être efficacement remplacées par l'utilisation de méthodes temporelles. Des mesures de diagrammes de rayonnement d'antennes dans leur contexte, c'est-à-dire montées sur des véhicules automobiles, sont développées.

L'utilisation de signaux transitoires rapides offre certains avantages [22] :

- pas de nécessité d'opérer en chambre anéchoïque, coûteuse en investissement ;
- repérage des contributions indésirables dans le domaine fréquentiel ;
- élimination ou minimisation de ces contributions par fenêtrage temporel ;
- pollution électromagnétique faible en regard des standards CEM actuels ;
- faible sensibilité au bruit électromagnétique ambiant, tant en mode monocoup que séquentiel, de par la très faible durée des mesures et leur nombre ;
- gain de temps très important dans le cadre d'une étude multi fréquentielle.

Il faut cependant noter que :

- la phase de calibration est plus lourde qu'en régime harmonique ;
- la dynamique des mesures obtenues est relativement faible ;
- les instruments de mesures sont sensiblement plus coûteux que les équipements de mesure en harmonique, plus conventionnels.

La réalisation d'un banc de mesure pour antennes installées sur des automobiles est actuellement en cours, dans les locaux de l'IRCOM à Brive (Figure 46).

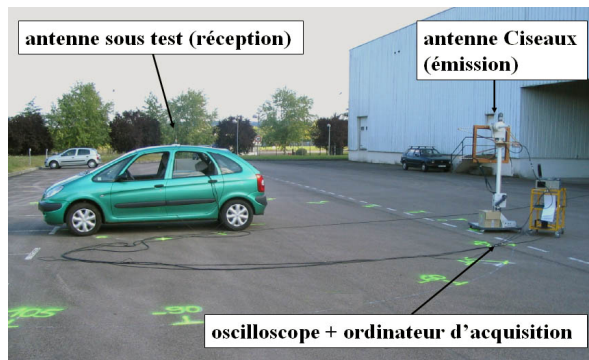


Figure 46 : banc test de mesure d'antennes

3) Les mesures et les tests CEM en chambre anéchoïque, intérêt du transitoire

Les essais d'immunité et de perturbation en rayonné nécessitent une cage de Faraday de dimensions suffisantes, équipée d'absorbeurs d'ondes EM destinés à atténuer les réflexions parasites qui sont notamment créées sur les murs, le sol et le plafond. Deux types de matériaux sont utilisés :

Les premiers sont constitués d'une couche diélectrique dont les deux faces sont métallisées. Ces structures sont minces (l'épaisseur est une fraction de la longueur d'onde) et leur bande de fonctionnement en fréquence est relativement réduite.

Les autres peuvent être assimilés à des couches conductrices épaisses dont le profil de conductivité est déterminé pour avoir une absorption progressive, sans réflexion, de l'onde incidente. Pratiquement, il s'agit de matériaux de conductivité constante dont le profil est pyramidal.

La hauteur des pyramides est de l'ordre de la longueur d'onde la plus grande pour laquelle l'absorbant est efficace, il s'agit souvent de trémies en mousse de polyuréthane chargée de carbone ; un bardage de ferrite utilisé conjointement permet d'augmenter l'efficacité du dispositif (Figure 47).

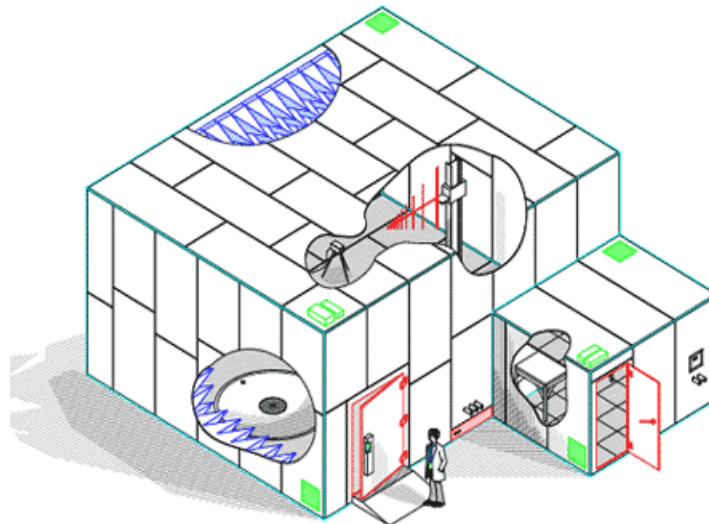


Figure 47 : chambre CEM classique

De telles installations sont onéreuses et l'encombrement important des absorbants réduit le volume utilisable au sein des chambres de mesure. L'utilisation de méthodes transitoires permettrait de s'affranchir de ceux-ci. En effet, il ne s'agirait plus d'absorber le rayonnement atteignant les parois de l'environnement de mesure mais de maximiser le temps au bout duquel celui-ci commence à fausser la mesure. Ceci revient à disposer les équipements loin de toute paroi perturbatrice afin de se ménager un temps clair suffisant. Durant ce délai, le dispositif sous test est virtuellement vu comme étant en espace libre.

Une autre voie d'amélioration des chambres actuelles résiderait dans l'utilisation d'antennes ULB à centre de phase fixe telles que celles développées pour les applications de métrologie impulsionnelle. Les antennes aptes à rayonner sans dispersion une impulsion brève sont capables de fonctionner en régime harmonique : une fois caractérisé, un tel aérien peut à lui seul remplacer l'utilisation de plusieurs antennes de référence. Ceci permettrait de s'affranchir des manipulations toujours hasardeuses de changement d'antenne durant les mesures, avec les incertitudes de calage et d'étalonnage en résultant.

4) Les radars pour le génie civil et la géologie terrestre

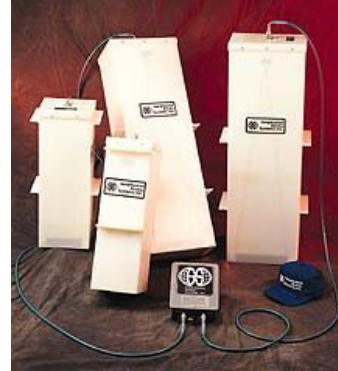


Figure 48 : un système GPR (GSSI) et ses antennes de type cornet

Parmi les radars civils, les GPR (Ground Penetrating Radar) sont les principaux représentants des catégories Large Bande et Ultra Large Bande. Ils sont utilisés dans les applications nécessitant la réalisation rapide de cartographies haute résolution des sous-sols, telles la détection d'objets dans des conditions difficiles (câbles et canalisations enfouis, fouilles archéologiques...) ainsi que la recherche de couches géologiques et l'identification des différentes strates du sous-sol (Figure 48). Ces radars fonctionnent le plus souvent à l'aide de signaux transitoires, classiquement des impulsions ou des rampes de fréquences. La bande de fréquence usuelle s'étend de quelques dizaines de MHz à quelques GHz.

La manière la plus classique d'utiliser un GPR est de réaliser une série de mesures en ligne. Le radar est déplacé à la surface de la zone à cartographier ; un signal est alors régulièrement émis dans le sol au travers d'une antenne, tandis que la position du dispositif à cet instant est relevée. L'onde EM rayonnée se propage à une vitesse dépendant de la permittivité diélectrique du milieu. Lorsque cette onde atteint une interface entre des zones présentant des caractéristiques diélectriques différentes, une partie du signal est réfléchi vers la surface. Ce signal rétro diffusé est capté par une antenne et la trace temporelle des échos perçus à cet emplacement est relevée. Ici encore, travailler avec des signaux ULB permet de bénéficier du pouvoir pénétrant des basses fréquences tout en conservant une résolution spatiale acceptable grâce au contenu plus haute fréquence du spectre de l'impulsion émise.



Figure 49 : principe de mesure (a) - : image GPR de citernes enterrées (b)

La Figure 49 représente la cartographie verticale d'un sol. Celle-ci a été obtenue en effectuant une fauchée au-dessus de 5 citernes enterrées à l'aide d'un système radar GPR impulsionnel. A la verticale des citernes, les hyperboles de migration caractéristiques sont nettement visibles ; les cibles sont aisément dénombrables avant même la phase de post traitement des signaux reçus [23][24][25].

5) Surveillance médicale

Différentes équipes de chercheurs ont réussi à mettre au point des dispositifs fonctionnels permettant de réaliser des opérations de surveillance médicale à distance. Un radar rayonnant des impulsions ULB de quelques nanosecondes est utilisé afin de détecter le mouvement des parois du cœur et des poumons des patients (Figure 50). Pour ce faire, le système échantillonne le signal réfléchi par les frontières diélectriques internes du corps, entre le sang et un muscle par exemple. Le signal reçu est traité de façon à exploiter l'effet Doppler lié au déplacement des organes [26].

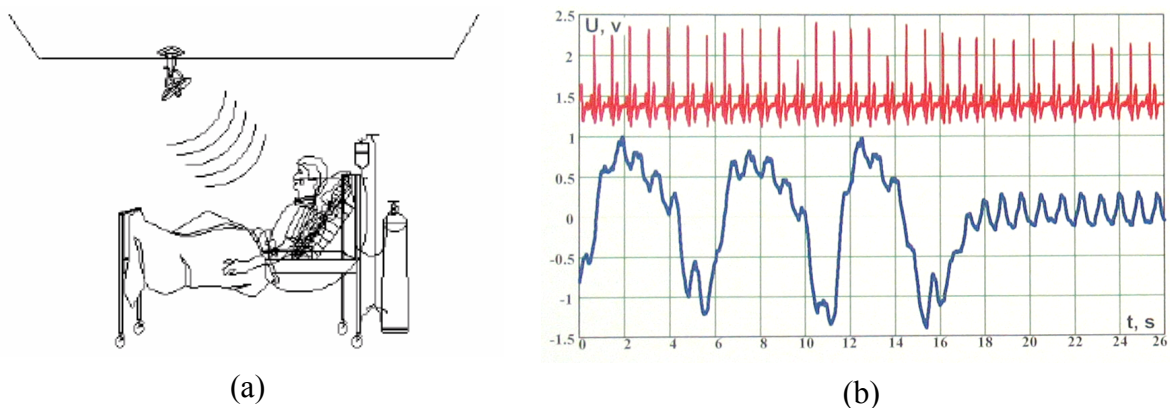


Figure 50 : surveillance biomédicale (a) - activité cardiaque et respiratoire mesurée (b)

Le démonstrateur présenté Figure 51 fonctionne avec une portée de 3 mètres. Les impulsions utilisées représentent une puissance de 0,4W et sont émises avec une fréquence de répétition de 200 MHz. Leur spectre est centré sur 1 GHz ; les phénomènes mesurés peuvent aller de 0,2 à 40 Hz.

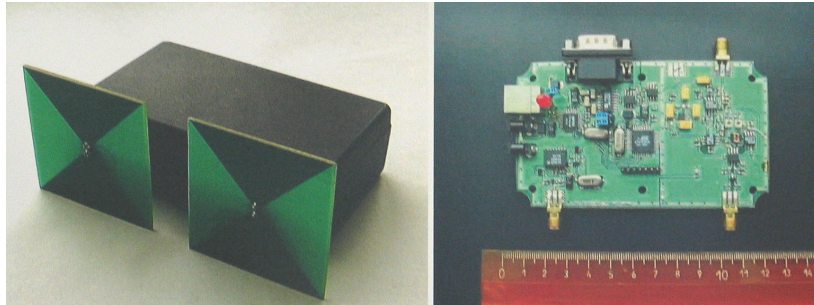


Figure 51 : dispositif ULB de surveillance médicale

6) Les applications de localisation

Les signaux transitoires rapides permettent d'imaginer la réalisation de systèmes de localisation (Figure 52). Au sein d'un réseau de dispositifs échangeant des impulsions ULB, il est relativement facile de situer un émetteur-récepteur isolé : les distances entre paires de localisateurs sont calculées en mesurant les temps de propagation entre les appareils présents dans la zone. Cette technique présente plusieurs avantages [27] :

- plus le nombre de localisateurs est élevé, plus la précision obtenue est importante via des optimisations de groupe dans le travail des appareils (Network Collective Focusing). Au sein d'une structure de type immeuble et sous réserve d'avoir assez de localisateurs en fonctionnement, une précision de l'ordre du centimètre est envisageable ;
- aucune infrastructure n'est nécessaire au déploiement d'un tel système ;
- celui-ci ne demande pas de synchronisation sur des horloges atomiques de précision, la synchronisation s'effectuant automatiquement entre les dispositifs présents ;
- l'équipement peut être suffisamment miniaturisé pour être intégré à d'autres dispositifs et peut comporter une partie authentification / identification / communication.

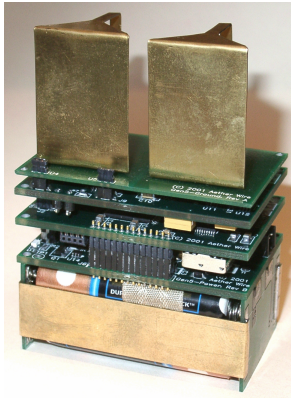


Figure 52 : prototype de dispositif de localisation ULB de 5ieme génération (Aether Wire)

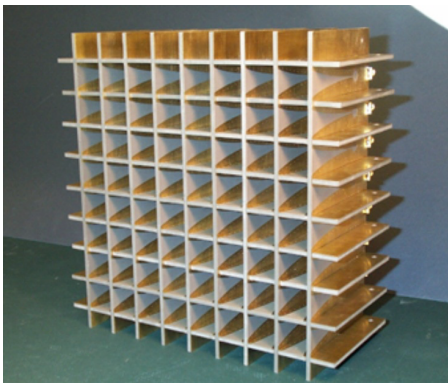
Le champ d'applications possibles est extrêmement vaste ; parmi celles-ci nous pouvons citer tous les dispositifs de contrôle d'accès, de localisation de personnel ou de bagages, d'évitement de collisions entre véhicules ou chariots robotisés... Un réseau de localisateurs peut autodéterminer la position relative de chaque équipement, et l'envoyer vers un PC dédié. A titre d'exemple, un tel dispositif permettrait de renvoyer à un camion incendie la position exacte de chacun des pompiers intervenant dans un immeuble en flammes.

7) Les communications ULB

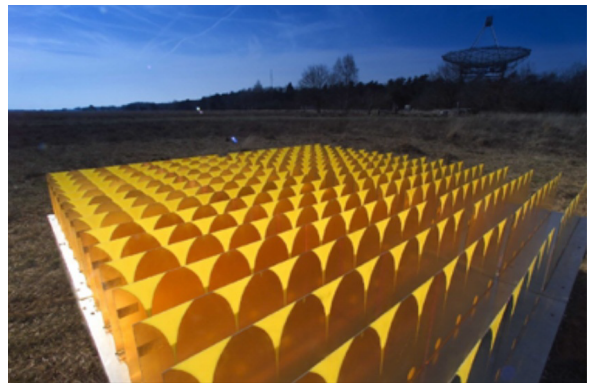
Suite au récent essor de la demande dans le domaine des télécommunications sans fil de proximité, plusieurs technologies se sont développées et cohabitent sur un spectre réduit. Actuellement, les systèmes Bluetooth et WiFi a,b,g, coexistent et se sont répartis un marché toujours plus exigeant en terme de débit, économie d'énergie, portée, confidentialité... Aux Etats-Unis, le FCC a récemment alloué la bande 3,1–10,6 GHz pour y développer un système de communications ULB. L'idée principale consiste à utiliser des signaux large bande pour véhiculer l'information. Ceci permet l'obtention de performances de premier ordre en autorisant la réalisation de compromis débit / portée / consommation quasi auto adaptatif et une meilleure confidentialité du signal. Dilué sur un large spectre, celui-ci est en fait non seulement plus dur à intercepter, mais aussi moins perturbant pour son environnement et moins sensible à la présence d'autres systèmes. Aujourd'hui, deux approches concurrentes (multibande et mono/bibande) s'opposent en vue d'une normalisation future par le comité IEEE 802.15.3a. En attendant cette uniformisation à venir, nombre d'acteurs majeurs de l'industrie électronique développent des prototypes fonctionnels.

8) Radiotélescopes et réseaux d'antennes ULB

L'université du Massachusetts a développé des réseaux d'antennes ULB tels que présentés Figure 53 (a). Ceux-ci ont été retenus comme pouvant constituer le futur des radio télescopes actuels. L'objectif final est la réalisation d'un radio télescope s'étendant sur une surface d'un kilomètre carré (télescope Square Kilometer Array), opérant entre 200 MHz et 2 GHz. Celui-ci possédera un champ d'observation d'un degré carré et une résolution de 0,1 arc sec à la fréquence de 1,4 GHz. Il sera constitué de millions d'antennes élémentaires réparties comme l'indique la Figure 53 (b). Il s'agit d'un des 256 sous réseaux d'antennes fabriquées par ASTRON et actuellement en service sur le site de Dwingeloo [28][29][30].



(a)



(b)

Figure 53 : (a) réseau de 144 antennes Vivaldi ULB - (b) fragment de réseau ULB, radiotélescope de Dwingeloo

B. Position du problème

I - Les antennes ULB

1) ULB et transitoire

Par opposition aux antennes bande étroite, les antennes ULB se caractérisent par la très large plage de spectre sur laquelle elles sont capables de fonctionner. La quasi-totalité des antennes large bande disponibles sur le marché sont prévues pour fonctionner en régime harmonique ou pseudo harmonique. Elles sont classiquement alimentées par des sinusoïdes de fréquences variables, mais comprises dans leur bande de travail. Ce genre de structure est habituellement utilisé pour des applications telles que les tests en compatibilité électromagnétique ou les mesures de SER. Dans ces domaines, disposer d'aériens large bande en remplacement de multiples antennes bande étroite permet de limiter les manipulations expérimentales.

Plusieurs types de structures rayonnantes peuvent répondre à ce besoin :

- les antennes dérivées d'antennes résonantes « classiques » :
 - antennes parasitées dans leur fonctionnement standard par un élément perturbateur élargissant leur bande de travail ;
 - antennes résonantes fonctionnant entre plusieurs modes éloignés ;
 - antennes constituées de l'association de plusieurs structures résonantes ;
- les antennes dont les dimensions de l'aérien sont suffisantes pour permettre un fonctionnement « à onde progressive » ;
- les antennes à ouvertures rayonnantes ;
- les réflecteurs associés avec une antenne large bande.

Les types d'antennes large bande les plus communément répandus comprennent entre autres les cornets ridgés, les antennes log-périodiques, les antennes Vivaldi, les antennes papillons, les antennes spirales, les bicônes... [31]

Dans le cadre des applications ULB présentées ici, une contrainte supplémentaire existe cependant. Le fonctionnement des systèmes ne se fait plus en régime pseudo harmonique, mais à l'aide d'impulsions d'allure temporelle maîtrisée. La forme temporelle des signaux émis ou reçus contient l'information recherchée. Il convient donc de préserver au maximum les signaux utilisés en leur assurant des déformations minimales. Cette obligation est lourde de conséquences au niveau des antennes (Figure 54) :

- leurs fonctions de transfert doivent être peu dispersives en fréquence, afin de garantir que l'impulsion rayonnée ou reçue ne soit ni déformée ni étalée ;
- les phénomènes de réflexions qui peuvent apparaître, notamment sur les bords ou sur les extrémités des aériens, doivent être minimisés au maximum. En effet, des échos parasites non maîtrisés contribuent à dégrader les champs émis ou reçus en allongeant leur durée totale et en déformant leur spectre.

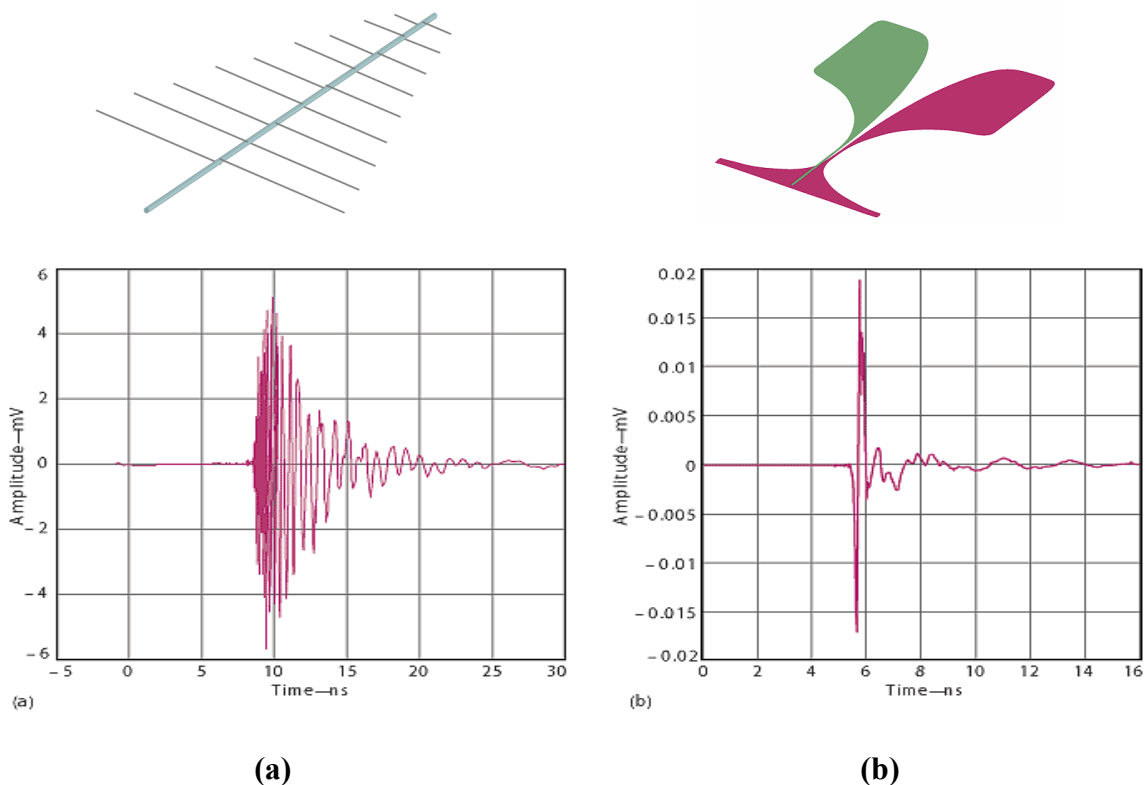


Figure 54 : (a) antenne multi résonante – (b) antenne à onde progressive
allure comparée des géométries et des champs rayonnés

Le choix de la structure rayonnante doit donc être déterminé par le type de signaux à émettre ou capter ; suivant l'application visée, certaines structures pouvant ne pas convenir.

Dans le cadre des applications radar impulsif, il convient de rayonner un signal le plus bref possible afin de pouvoir dissocier finement les différents échos en réception. Les structures résonantes devront donc être écartées au profit de structures plus volumineuses, de type « à onde progressive ». Il convient également de veiller à ce que les antennes utilisées soient directives et présentent un gain élevé.

Dans le cadre des communications ULB, il est nécessaire de s'assurer que la détection du pic principal de l'impulsion est réalisable. Bien sûr, il convient de limiter la déformation de l'impulsion émise, mais l'utilisation de structures faiblement résonantes peut ici être envisagée.

2) Antennes existantes

Cette partie liste les types d'antennes existants et évoque brièvement les caractéristiques principales de celles-ci.

a - Antennes dérivées d'antennes résonantes

- Les antennes log périodiques

Antennes constituées par l'association de multiples dipôles élémentaires montés en parallèle, les antennes log périodiques se déclinent sur une large bande de fréquence. Une ligne de transmission alimente ceux-ci de telle façon que deux dipôles successifs soient en opposition de phase ; chaque brin rayonne avec un maximum d'efficacité lorsque la demi-longueur d'onde d'alimentation est égale à sa propre longueur. Ainsi, la fréquence haute de l'antenne est limitée par la dimension du plus petit brin et la fréquence basse par celle du plus grand (Figure 55 (a)).

L'adaptation de l'antenne est réalisable sur 50Ω et sur une large bande de fréquence, sous réserve de ne pas avoir de contraintes dimensionnelles car les structures efficaces en basses fréquences sont naturellement encombrantes. Certains dispositifs associent au sein de la même antenne une partie log-périodique et une partie bicône afin de réaliser un meilleur compromis encombrement/bande passante comme le présente la Figure 55 (b). Ces antennes peuvent accepter des niveaux de puissance de l'ordre du millier de Watt en entrée.

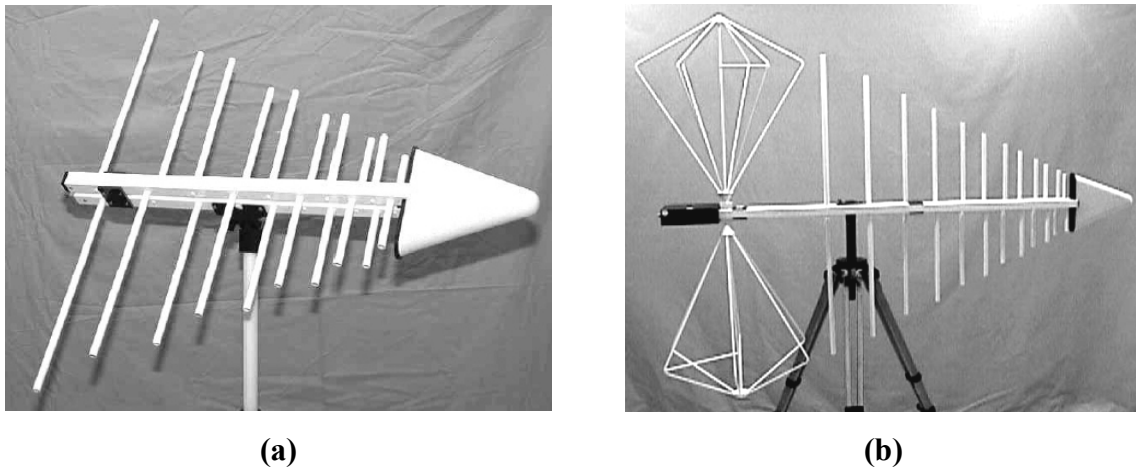


Figure 55 : antenne log périodique (a) - antenne mixte (b)

- Les monopôles et dipôles désadaptés

Hors de leur plage de résonance, monopôles et dipôles peuvent se présenter comme des structures élémentaires ultra large bande. Cependant, le niveau du gain est très faible, les diagrammes de rayonnement ne sont pas directifs et l'impédance d'entrée est élevée. En émission RADAR, l'utilisation d'un très grand nombre d'éléments rayonnants pourrait être une solution palliant ces défauts via la création d'un effet réseau, néanmoins cette solution reste à expérimenter. En métrologie ULB, des dipôles miniatures sont souvent utilisés comme sondes de champ E très large bande.

b - Antennes à ondes progressives

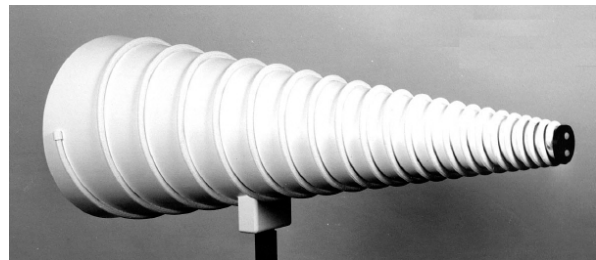
Cette famille d'antennes se caractérise par son mode de fonctionnement particulier. Idéalement, l'élément rayonnant doit être de taille très importante devant la longueur d'onde du signal à transmettre. De cette façon, lorsqu'un courant d'excitation se propage le long de la structure, celui-ci est rayonné totalement avant d'en atteindre l'extrémité. Tout phénomène de résonance ou d'onde stationnaire est exclu. Dans la pratique, les dimensions des antennes restent de l'ordre de la plus grande longueur d'onde à émettre et le dessin de la structure vise à minimiser les réflexions indésirables.

Des charges d'adaptation peuvent également être placées en bout de structure afin d'absorber les courants d'excitation, et empêcher leur réflexion vers le circuit d'alimentation. L'adaptation de ces antennes fluctue peu sur de larges plages de fréquences et il est possible de concevoir des structures directives efficaces. Ces aériens sont parmi les plus utilisés dans les applications impulsionnelles [32].

- Antennes spirales



(a)



(b)

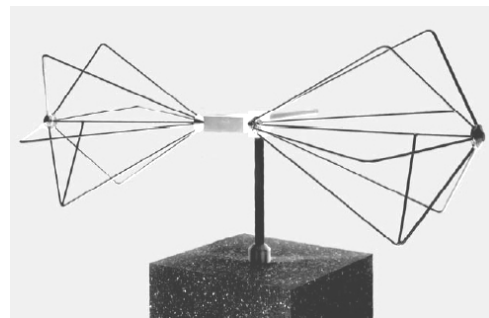
Figure 56 : antenne spirale planeaire (a) - antenne log conique spirale (b)

Les antennes spirales entrent dans la catégorie des antennes définies par leurs angles. Des variantes 2D et 3D existent ainsi que présenté Figure 56 [33][34]. Elles se présentent principalement sous deux formes, l'antenne spirale logarithmique et la spirale d'Archimède. Les antennes spirales peuvent être dessinées afin d'offrir une impédance d'entrée de 50Ω sur leur bande de travail. Leur spectre d'amplitude est assez large et plat, mais elles présentent l'inconvénient d'avoir une polarisation tournante ainsi qu'un centre de phase se déplaçant selon la fréquence considérée.

- Antennes monocône, bicône et discône



(a)



(b)

Figure 57 : antenne conique sur plan de masse (a) - antenne bi cône filaire (b)

Les antennes coniques de grandes dimensions (Figure 57) peuvent être vues comme des antennes à ondes progressives. Leur adaptation s'obtient en jouant sur le demi angle au sommet du cône, la plage de fréquence couverte pouvant être étendue vers le bas en arrondissant les extrémités des brins. Le diagramme de rayonnement obtenu est proche de celui des dipôles ; l'aérien est omnidirectionnel dans son plan H principal.

- Antennes coplanaires à fente

Les antennes à fentes évasées ont été introduites à la fin des années 1950 dans les applications aéronautiques. Elles sont constituées d'une paire de conducteurs métalliques déposés sur un substrat diélectrique, séparés d'une distance croissante. La Figure 58 présente trois géométries classiques d'antenne à fente. Ces structures présentent un rayonnement directif très large bande. De faible épaisseur, elles sont facilement intégrables et robustes.

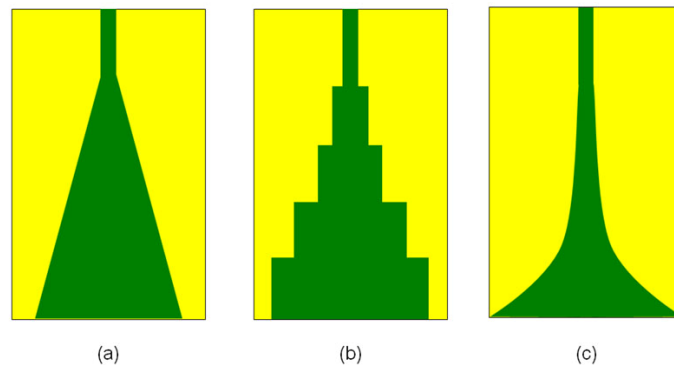


Figure 58 : antenne coplanaire à fente linéaire (a) à discontinuités (b) exponentielle (c)

L'utilisation d'un profil exponentiel permet d'améliorer significativement le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne en minimisant les discontinuités locales. Cette géométrie est à la base de l'antenne Vivaldi [35][36].

- Ligne à Rubans Coplanaires Exponentiellement Evasés (LRCEE)

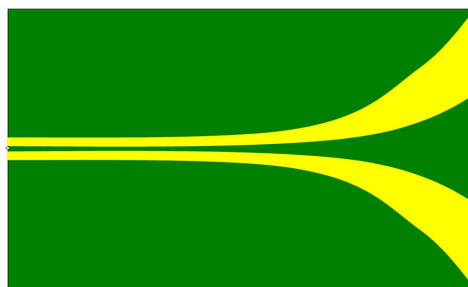


Figure 59 : antenne Vivaldi coplanaire

Aussi appelée ETSA (de l'anglais Exponential Tapered Slot Antenna), l'antenne présentée Figure 59 est proposée par A.P. Defonzo et C.R. Lutz en 1987. Il s'agit d'une ligne à rubans coplanaires métalliques s'évasant de manière exponentielle pour former l'élément rayonnant. Le signal d'excitation rayonne son énergie dans l'évasement entre les brins. Les limites hautes et basses de la bande de travail dépendent directement des dimensions géométriques de l'antenne, chaque partie de celle-ci rayonnant efficacement une fréquence pour laquelle la distance entre les rubans correspond à $\lambda/2$ [37].

- Antennes strip-line filaires

Ces dispositifs sont constitués d'un faisceau de fils parfaitement conducteurs assemblés en nappes. Ceux-ci sont disposés de sorte à former une ouverture pyramidale comme le montre la Figure 60. L'antenne est excitée directement par une ligne d'alimentation, le signal est alors guidé le long des fils puis propagé dans l'espace. La polarisation du champ électrique est principalement rectiligne verticale et la simple rotation de l'antenne de 90 degrés permet d'obtenir la polarisation rectiligne horizontale. Ce type de structure permet ainsi de rayonner une impulsion courte sans distorsions majeures [7].

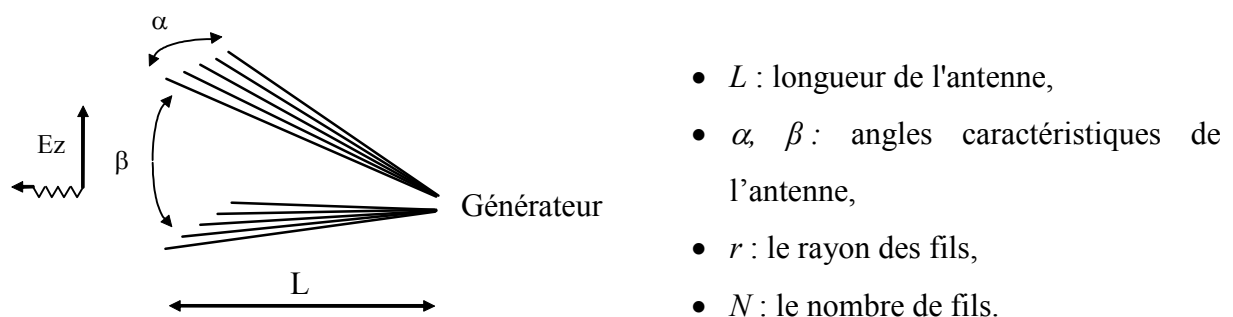


Figure 60 : antenne filaire

Les qualités électromagnétiques de l'antenne (impédance d'entrée, gain, diagramme de rayonnement, bande passante) dépendent des côtes géométriques telles que la longueur, la largeur et la hauteur du faisceau de brins conducteurs.

La fréquence de coupure basse d'un tel dispositif est principalement liée à sa longueur et à son ouverture maximale, les diagrammes de rayonnement dépendant des angles α et β . L'antenne étant de dimensions finies, il convient de porter une attention particulière à l'adaptation des brins en leur extrémité. Afin de minimiser l'influence néfaste de la réflexion de bout d'antenne, une optimisation classique consiste à disposer des charges le long des brins métalliques. Cette technique permet d'améliorer le S_{11} et d'élargir la bande passante de l'aérien, ainsi que l'allure temporelle du champ émis. Elle permet également de diminuer les couplages parasites entre antennes.

Plusieurs profils de charge permettent d'obtenir un courant purement incident. Le plus souvent, des éléments résistifs sont utilisés pour dissiper les composantes très basse fréquence de l'impulsion d'excitation, qui n'auraient pas été rayonnées par l'aérien. Ceux-ci sont déterminés grâce à la loi de Wu et King :

$$Z(\rho) = \frac{Z_0}{1 - \frac{\rho}{L}}$$

avec :

L : longueur de l'élément chargé résistivement

ρ : position de la résistance sur l'élément

Z_0 : valeur de la première résistance

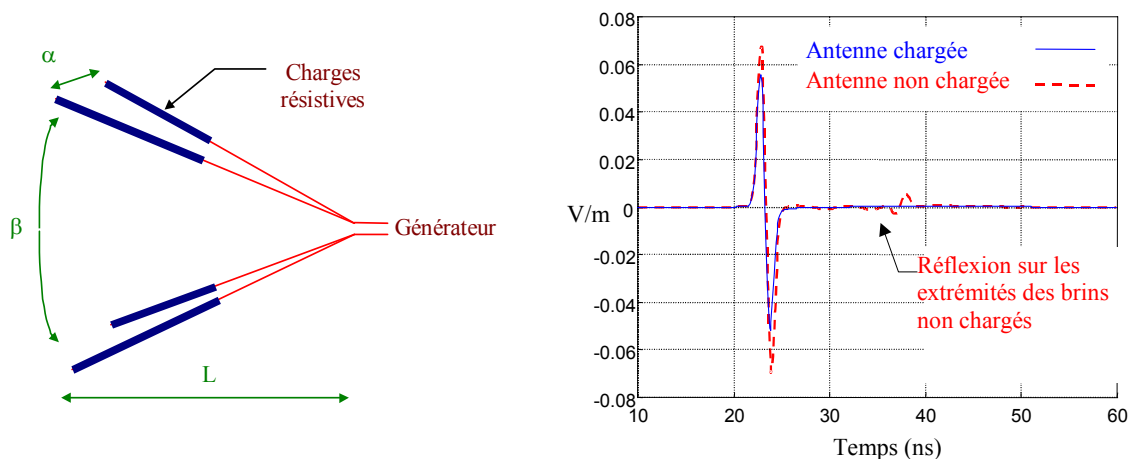


Figure 61 : champ électrique rayonné théorique pour l'antenne chargée et non chargée

La Figure 61 montre l'impulsion théorique rayonnée par une antenne avec et sans charges résistives. La réflexion à l'extrémité de l'antenne est éliminée au détriment de l'amplitude de l'impulsion qui se voit légèrement diminuée. En 1996, Richard A. Formato a proposé une nouvelle répartition d'éléments d'adaptation localisés « générique ». Outre des résistances, cette dernière utilise également des selfs et des inductances, mais elle reste plus délicate à mettre en œuvre que la formule de Wu et King qui en est d'ailleurs un cas particulier [38].

- Antenne Flamme

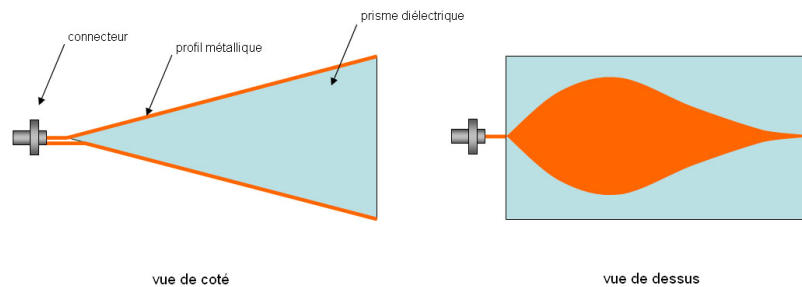


Figure 62 : antenne plaquée sur un coin diélectrique

L'antenne présentée Figure 62 a été développée dans le cadre des applications GPR. Elle est constituée de deux profils métalliques s'appuyant sur un prisme de matériau diélectrique. L'antenne est destinée à travailler verticalement à proximité immédiate du sol, la présence de diélectrique entre ses éléments rayonnants permettant d'améliorer la transmission de l'onde EM émise. La largeur des brins d'antenne est calculée de manière à minimiser les retours de courants liés aux extrémités [39].

c - Les antennes à ouverture rayonnante

• Antennes cornet TEM

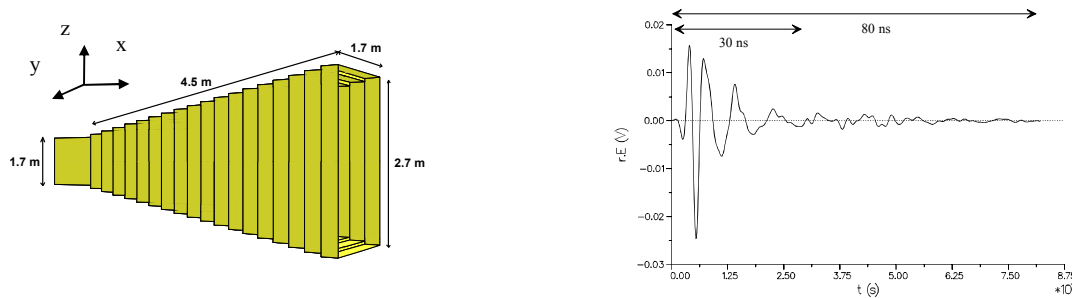


Figure 63 : cornet TEM

Les cornets TEM (Figure 63) sont constitués par un évasement pyramidal ou conique directement alimenté par un guide d'onde. Ce type d'antenne large bande est un équipement classique des chambres de mesures, mais n'est pas adapté à un fonctionnement en régime transitoire :

- chaque composante spectrale est en fait émise à partir d'un centre de phase qui se déplace à l'intérieur du cornet, ce qui provoque en partie l'étalement du signal ;
- l'alimentation par guide d'onde implique l'existence d'une fréquence de coupure basse dans les signaux émis ;
- l'obtention de performances en basse fréquence ne s'obtient que grâce à des structures de taille très importante ;
- il est difficile d'alimenter cette antenne avec des signaux de forts niveaux de par un risque de claquage important au niveau de la sonde excitant la structure.

• Le cornet ridgé

Cette antenne reprend la structure classique des cornets en lui ajoutant une paire d'arches formant une ouverture exponentielle (Figure 64). Cette modification permet d'élargir la bande de fonctionnement tout en conservant des dimensions relativement modestes. Cependant les problèmes liés à la présence de la sonde d'alimentation et/ou du guide d'onde subsistent. Ces antennes sont très répandues en métrologie large bande.

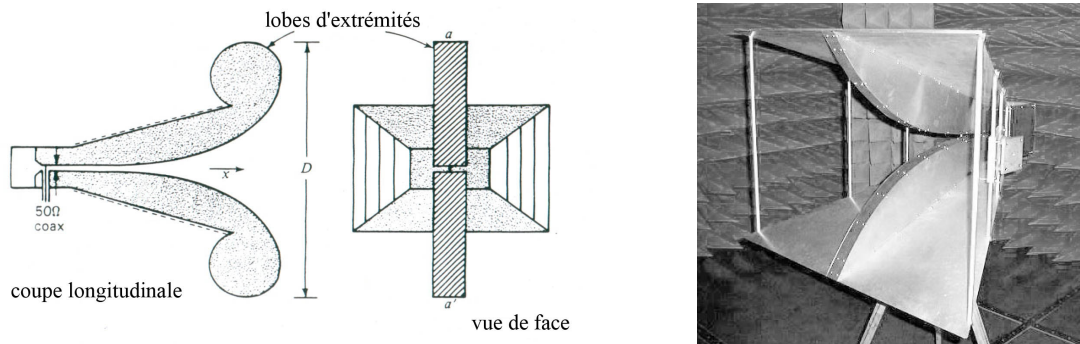


Figure 64 : Cornet ridge

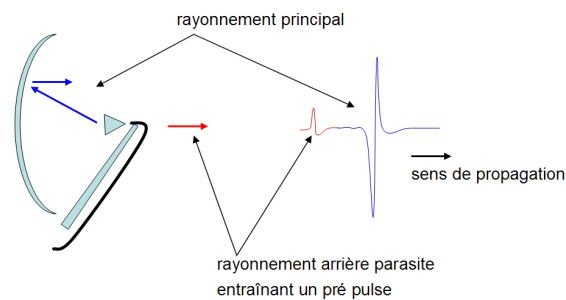
d - Antennes ULB utilisant un réflecteur

- Antennes IRA et CIRA

Afin d'améliorer la directivité des antennes ULB classiques, des structures associant une source de rayonnement ULB et un réflecteur parabolique sont apparues. Dans le cadre des applications ULB transitoires, disposer d'une antenne très directive, donc présentant un fort gain dans l'axe, permet de gagner en portée en s'affranchissant du développement complexe d'un générateur de plus fort niveau.



(a)



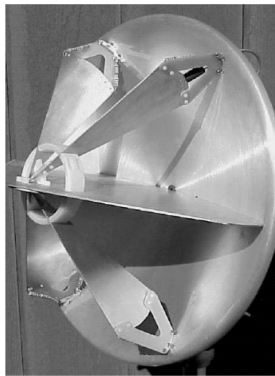
(b)

Figure 65 : antenne ULB associée à un réflecteur parabolique (a) - problème du pré pulse (b)

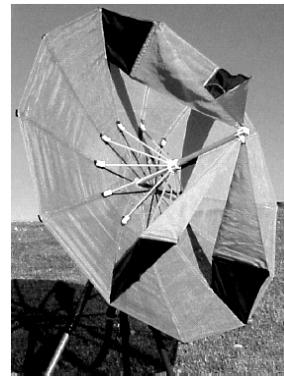
Il convient cependant de s'assurer que la source rayonnante ne perturbe pas trop les diagrammes de rayonnement de l'ensemble d'émission. Celle-ci se trouve en effet au foyer du réflecteur et risque d'interférer avec le signal réfléchi sur la parabole, favorisant l'élargissement du lobe principal du rayonnement.

De plus, l'émission d'un pré pulse parasite est souvent constaté dans l'axe de l'antenne. Ce dernier est lié au rayonnement arrière de la source, lequel devance chronologiquement la composante principale du signal émis dans l'axe (Figure 65).

Il faut cependant noter les très bonnes performances des antennes IRA et CIRA développée par Farr Research. Celles-ci sont dérivées de l'antenne de Baum ; la FRI-IRA-3 fonctionne dans la bande 250 MHz - 20 GHz et la CIRA-2 dans la bande 150 MHz - 12 GHz. Ce sont deux antennes très directives avec un fort gain (26 dB) et un encombrement réduit : le diamètre de la FRI-IRA-3 est de 46 cm et celui de la CIRA-2 est de 1.22 m (Figure 66 : antennes FRI-IRA-3 (a) et CIRA-2 (b)).



(a)



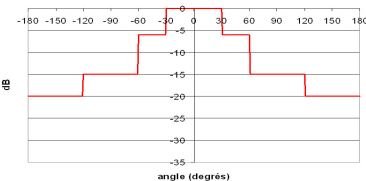
(b)

Figure 66 : antennes FRI-IRA-3 (a) et CIRA-2 (b)

II - Les cahiers des charges

1) Applications radar et métrologie

Les antennes à concevoir dans le cadre des applications PULSAR et RUGBI répondent à des contraintes semblables : la bande de fréquence à couvrir est similaire, les aériens doivent être directifs et n'induire qu'une dispersion minimale. La polarisation croisée ainsi que le couplage entre antennes d'émission et de réception sont également souhaités aussi faibles que possible. Dans le cadre de PULSAR se rajoutent cependant la nécessité pour l'antenne d'émission de résister à des niveaux de tension élevés, ainsi que des contraintes d'encombrement et de poids imposées par les capacités du bras porteur.

contrainte	PULSAR	RUGBI
bande passante (-20dB)	500 MHz – 3 GHz	300 MHz – 3 GHz
tenue en tension	25 kV crête	10 kV crête
gain dans l'axe	le plus élevé possible ; supérieur à 6 dB	le plus élevé possible sous réserve de conserver des dimensions d'antenne compatibles avec la mise en réseau
adaptation	meilleure que -8 dB sur toute la bande	meilleure que -8 dB sur toute la bande
directivité	doit respecter un gabarit fourni par le CELAR 	la meilleure possible au regard des dimensions maximales de l'antenne
isolation de polarisation	< -25 dB, mesure effectuée dans la direction du maximum de rayonnement	< -25 dB, mesure effectuée dans la direction du maximum de rayonnement
dispersion de l'impulsion rayonnée	minimale	minimale
dimensions Lxlxh (cm)	120x60x100	encombrement compatible avec l'installation de mesure
poids	minimum ; 20 kg visés	minimum ; compatible avec l'installation de mesure
impédance d'entrée	50 Ω souhaité	50 Ω souhaité
résistance mécanique	doit présenter une faible prise au vent / pouvoir être ancré sur le bras mécanique du porteur	pas de contraintes particulières

2) Communications ULB

Dans le cadre des communications ULB, il est nécessaire de concevoir des antennes dédiées à la bande 3,1-10,6 GHz tant pour les bornes d'accès que pour les récepteurs mobiles. Les contraintes principales portent ici sur :

- le caractère omnidirectionnel ou directif des structures (récepteur mobile devant pouvoir capter un signal indépendamment de son orientation et de sa position ; émetteur destiné à couvrir un secteur défini...);
- leur encombrement, lequel doit être compatible avec des dispositifs mobiles dans certains cas ;
- la capacité ou non de préserver l'allure des impulsions à transmettre.

C. Objectif et plan de l'étude

L'étude présentée ici va principalement porter sur le développement et l'optimisation d'antennes dédiées aux applications ULB en transitoire. En effet, la plupart des antennes larges bandes classiques ne sont pas appropriées au rayonnement de signaux brefs, mais sont destinées à travailler en régime harmonique. Alimentées par un générateur d'impulsions, elles induisent fréquemment l'allongement et la distorsion des signaux rayonnés. Dans le cadre des applications radar se rajoute également une problématique de tenue en tension rarement présente en métrologie large bande conventionnelle.

Afin d'aboutir à la réalisation d'antennes répondant aux besoins, proches, des démonstrateurs PULSAR et RUGBI, une étude théorique basée sur l'utilisation d'un code FDTD a été effectuée. Le deuxième chapitre détaille cette phase de conception et expose les résultats obtenus.

A l'issue des simulations conduites, des réalisations d'antennes ont été entreprises. Le troisième chapitre présente les mesures de validation effectuées sur ces prototypes. Il s'appuie notamment sur la recette des antennes destinées à PULSAR et sur les premières caractérisations effectuées dans le cadre de RUGBI. Les résultats obtenus seront discutés et confrontés aux simulations FDTD menées lors de la phase de conception.

Le quatrième et dernier chapitre aborde plus spécialement la problématique des antennes destinées à opérer dans la bande de communications ULB 3,1-10,6 GHz. Le contexte propre à ce domaine est rappelé et deux géométries d'antennes spécifiques sont étudiées.

Chapitre 2
Etude théorique d'antennes ULB directives
à faible dispersion

A. Antennes destinées au démonstrateur PULSAR

I - Antennes existantes

1) Présentation

Depuis 1993, plusieurs dispositifs rayonnants ont été successivement expérimentés dans le but d'améliorer les performances du démonstrateur PULSAR.

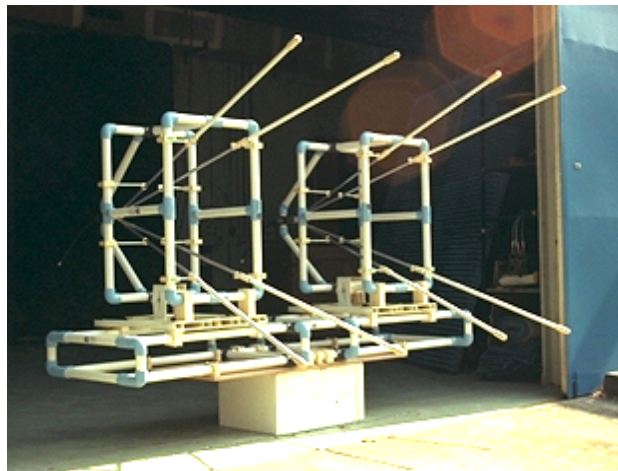


Figure 67 : antennes filaires 4 brins

Directement dérivée des dispositifs expérimentaux de mesure de SER [8], la Figure 67 présente un couple d'antennes filaires 4 brins. Les extrémités des tiges métalliques sont chargées afin de diminuer le rebond d'extrémité lié aux composantes basses fréquences, non rayonnées, du signal d'excitation. Son impédance d'entrée est de 200Ω .

Plus récemment, d'autres types d'aériens furent déployés sur PULSAR, dans le but d'améliorer le gain et la directivité, d'augmenter la bande passante et de limiter les couplages parasites. De conception IRCOM, l'antenne Ciseaux est constituée de tubes de cuivre assemblés selon une géométrie particulière (Figure 68). Elle a été développée par Joël Andrieu en 1997 et a fait l'objet d'un brevet CNRS [10]. D'encombrement faible selon une dimension, elle possède une ouverture de 60 cm. Son impédance d'entrée est de 200Ω et son S_{11} reste inférieur à -10 dB sur la bande [100 MHz – 1.2 GHz]. Le gain mesuré varie de -8 dB à 5 dB sur cette bande de fréquence.

L'ensemble antenne-balun peut être alimenté par des impulsions de 20 kV crête ; la version présentée ici possède des charges résistives réparties en extrémité des brins.

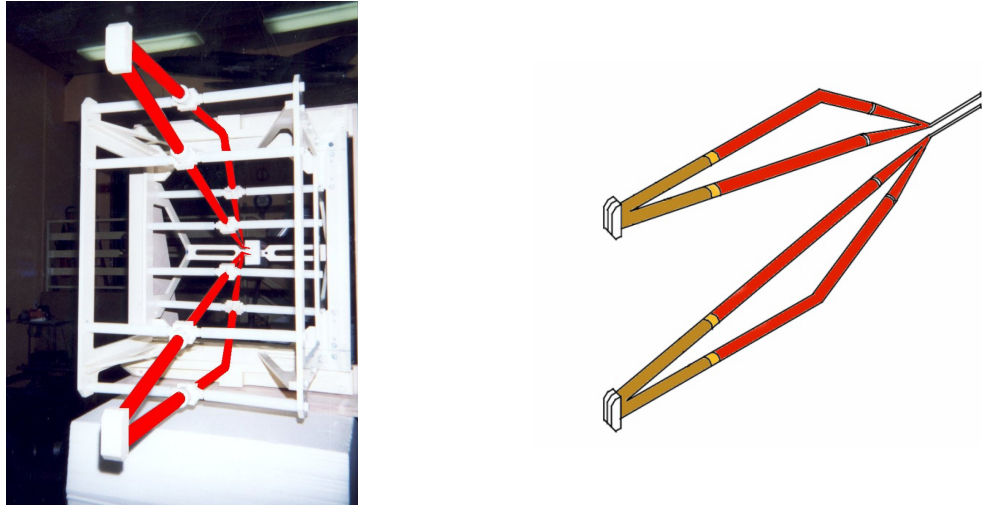


Figure 68 : antenne Ciseaux

Le Celar dispose également d'un couple d'antennes Vivaldi antipodales (Figure 69) développées à Limoges elles aussi. Cette antenne est constituée de deux plaques de cuivre appliquées sur une âme centrale en mousse diélectrique. Ses dimensions sont identiques à celles de l'antenne ciseaux et l'extrémité des brins est également chargée par des résistances. L'impédance d'entrée est de 50Ω et l'adaptation est améliorée en haute fréquence, le S_{11} restant inférieur à -10 dB jusqu'à 2 GHz. Le gain maximum atteint 7 dB [40].

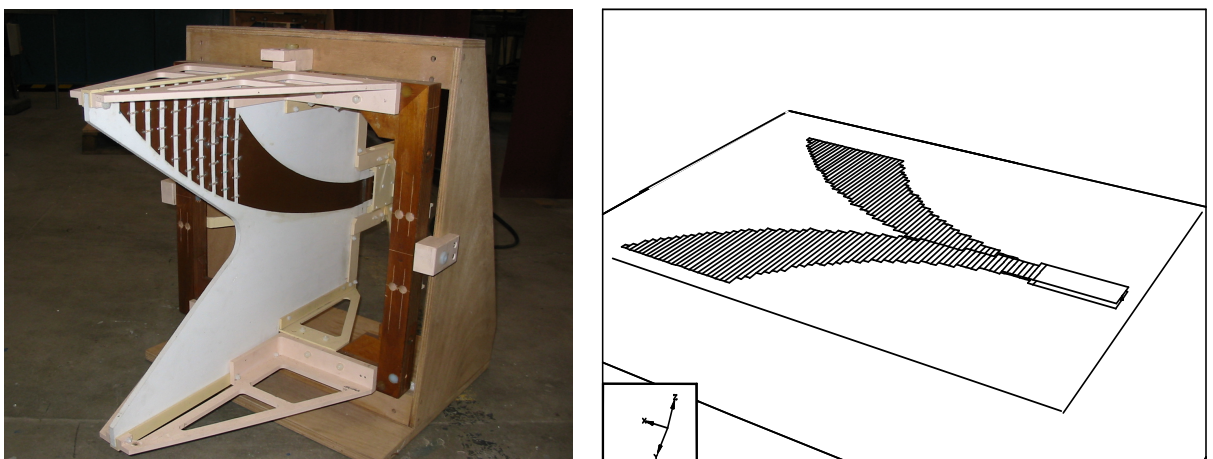


Figure 69 : antenne Vivaldi antipodale

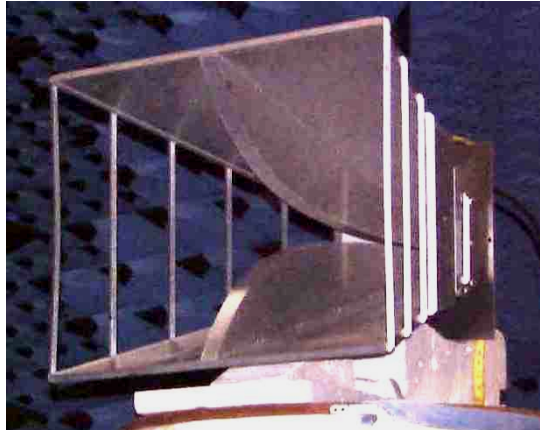


Figure 70 : cornet Eaton – Thomson CSF

Un cornet Eaton (Figure 70) est habituellement utilisé lors des caractérisations d'antennes dans la base CHEOPS du Celar. Sa bande passante (250 MHz-2 GHz) et son gain élevé (13 dB) permettent cependant d'envisager son emploi sur PULSAR.

2) Limites

Les antennes filaires et Ciseau présentent une impédance d'entrée de 200Ω , une bande passante limitée et des niveaux de gain relativement faibles. De plus, elles nécessitent la mise en œuvre, toujours délicate, de charges résistives.

Les antennes Vivaldi sont peu adaptées aux mesures en extérieur ; leurs mousses diélectriques absorbent l'humidité, ce qui peut poser des problèmes de claquage. Elles nécessitent également l'usage de résistances afin d'optimiser leur S_{11} et présentent un couplage entre antennes fort.

Le cornet ne peut être utilisé qu'en réception, des claquages étant inévitables au niveau de la sonde d'entrée lorsque des signaux forts niveaux lui sont appliqués. Sa coupure en basse fréquence est abrupte, et son centre de phase n'est pas fixe ce qui déforme l'allure temporelle des signaux à mesurer.

Afin de s'affranchir des ces limitations, et de répondre au besoin de tenue en tension lié à l'utilisation du générateur LGE IUB 02 [41], l'étude d'une nouvelle antenne a été entreprise.

II - Première approche

L'origine de la conception de nouvelles structures rayonnantes destinées au système PULSAR se trouve dans les travaux menés dans l'équipe sur les antennes Vivaldi antipodales. Le problème majeur, inhérent à ce type de dessin, réside dans la présence d'une composante croisée non négligeable dans le champ rayonné dans l'axe. Celle-ci perturbe les réponses des cibles et augmente le couplage entre les antennes d'émission et de réception, dégradant les performances globales de la chaîne de mesure.

Après analyse, il apparaît que cette composante croisée provient de la rotation de 90° subie par les lignes de champ lors de leur propagation du balun vers l'extrémité de l'antenne comme le montre la Figure 71 :

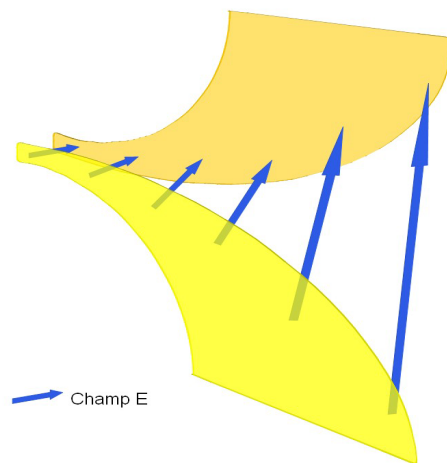


Figure 71 : rotation du champ E au cours de sa propagation ; antenne bi plaque

Afin de minimiser ce phénomène, un nouveau design a été mis à l'étude. L'idée retenue a été de rendre symétrique la rotation du champ E lors de sa propagation dans l'aérien via l'utilisation d'une structure constituée de trois plaques [42][43].

1) Comparaison des performances électromagnétiques d'antennes Vivaldi antipodales deux rubans et trois rubans.

a - Description des antennes

Cette partie a pour objectifs d'évaluer les performances électromagnétiques d'une antenne Vivaldi deux brins, servant de référence, et celles d'une antenne basée sur un profil similaire, mais composée de trois plaques métalliques. Cette comparaison se fera entre l'antenne Vivaldi déjà livrée au Celar et une antenne à trois rubans, d'encombrement identique (Figure 72).

Les résultats présentés ici sont issus de modélisations effectuées à l'aide d'un code FDTD développé au sein du laboratoire, les calculs étant effectués sur le cluster de NEC SX5 de l'IDRIS.

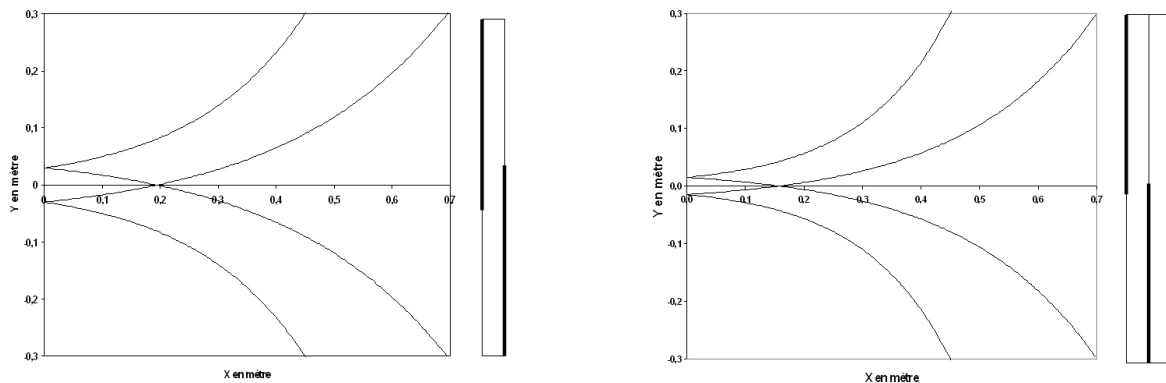


Figure 72 : profil et encombrement de l'antenne Vivaldi antipodale du CELAR et de l'antenne à trois rubans

L'antenne du CELAR a une longueur de 0,7 mètre et une hauteur de 0,6 mètre. Elle est constituée en entrée de deux feuilles métalliques superposées formant une ligne bi plaque. Celle-ci a été dimensionnée de manière à présenter une impédance de 50Ω tout en imposant une distance suffisante entre les éléments métalliques afin de se prémunir des risques de claquage dans l'air lors des tirs.

Considérant qu'une décharge risque de s'amorcer pour des champs statiques supérieurs à 30kV/cm dans l'air, les dimensions suivantes ont été retenues (Figure 73) :

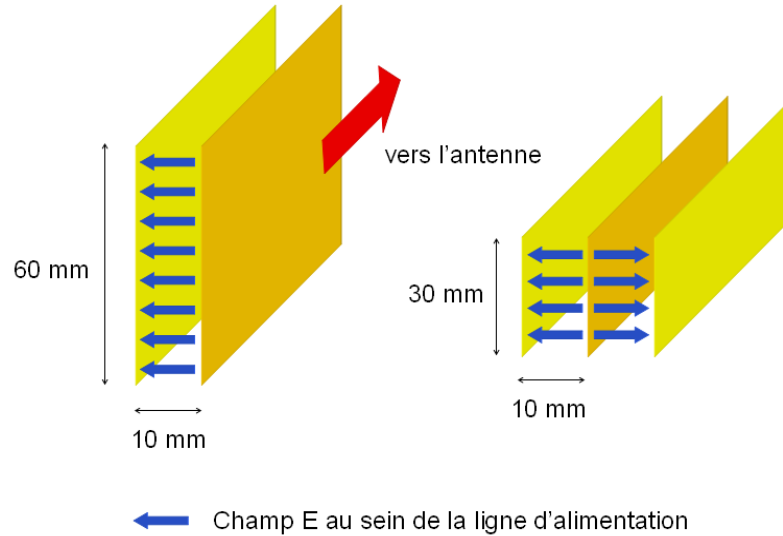


Figure 73 : comparaison des alimentations biplaques – triplaques 50 Ω

Les deux plaques métalliques constituant l'antenne sont symétriques. Chacune d'elle est délimitée par deux profils exponentiels d'équation générale $y(x) = A \cdot \exp(B \cdot x)$ pour le profil supérieur et $y(x) = C \cdot \exp(D \cdot x) + E$ pour le profil inférieur.

A , B , C , D et E sont déterminés par un calcul simple d'après la géométrie de la ligne d'alimentation et les dimensions extrêmes de l'antenne :

Antenne bi plaque

$$y1 = 0.03 \exp(5.117x)$$

$$y2 = 0.03 \exp(3.577x) - 0.06$$

Antenne tri plaque

$$y1 = 0.015 \exp(6.657x)$$

$$y2 = 0.015 \exp(4.416x) - 0.03$$

Les deux plus grandes dimensions de l'antenne à trois rubans sont identiques à celles de la structure de référence, soit 0,7 mètre de longueur et 0,6 mètre de hauteur. Seules l'épaisseur totale et la largeur des rubans métalliques varient, passant respectivement à 2 cm et 3 cm. Cette modification de la structure d'alimentation est imposée afin de conserver une impédance d'entrée de 50 Ω et un écartement entre éléments métalliques de 1 cm.

b - Modélisation des structures

Les antennes sont modélisées à l'aide d'un code FDTD [44]. Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell dans le milieu considéré, à l'aide du formalisme des différences centrées. La résolution numérique des équations de Maxwell nécessite une discrétisation spatio-temporelle (Figure 74). La discrétisation spatiale s'effectue en décomposant l'espace environnant en cellules ou mailles ; dans un repère cartésien formant un trièdre direct (x, y, z) repéré par trois indices discrets i, j, k , les champs électriques et magnétiques associés à chaque cellule élémentaire seront alors calculés respectivement au milieu des arêtes et au centre des faces.

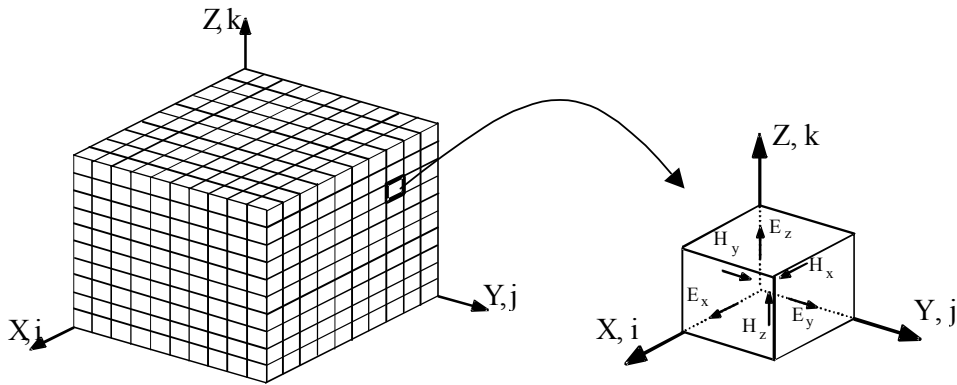


Figure 74: Volume de calcul et cellule élémentaire

Le champ électromagnétique est déterminé en chaque maille constituant le volume de calcul représentatif de l'espace physique étudié.

De même que pour l'espace, le temps est discrétisé en pas d'échantillonnage constant comme le montre le graphe Figure 75 :

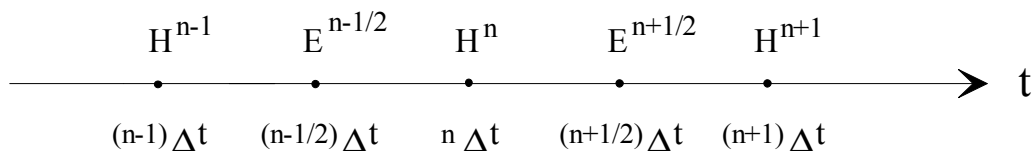


Figure 75: Echantillonnage temporel

Le pas d'échantillonnage Δt doit satisfaire à un critère de stabilité numérique lié au pas de discrétisation spatiale (Δx , Δy , Δz), de manière à obtenir une vitesse physique de propagation de l'onde inférieure à la vitesse numérique. Cette condition de stabilité, appelée critère de Courant-Friedrichs-Levy, s'exprime sous la forme :

$$\Delta t \leq \frac{1}{v \cdot \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}$$

où :

Δx , Δy , Δz représentent les pas de discrétisation spatiale d'une cellule élémentaire,
 Δt est le pas d'échantillonnage temporel,
 v est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu.

De plus, la validité de cette méthode dépend de la discrétisation spatiale et de la plus petite longueur d'onde à traiter.

$$\text{Max}(\Delta x_{\text{max}}, \Delta y_{\text{max}}, \Delta z_{\text{max}}) \leq \frac{\lambda_{\text{min}}}{10}$$

Le volume de calcul nécessairement fini doit permettre de reproduire le mieux possible le problème physique étudié. Toute la difficulté réside dans la simulation d'un espace infini autour d'une structure considérée. Pour éviter des réflexions parasites dues à l'annulation d'une composante de champ, des couches absorbantes de type PML sont placées aux frontières du volume de calcul afin d'atténuer les ondes incidentes. Afin de pouvoir déterminer les champs lointains rayonnés, une « boîte » numérique est insérée entre la structure à simuler et les couches PML. Le théorème de Huygens et le principe des courants équivalents permettent alors d'utiliser les champs proches, déterminés sur la surface de cette « boîte », comme source secondaire pour évaluer les champs rayonnés en n'importe quel point extérieur au volume de calcul.

Cette méthode est adaptée à la modélisation de structures planaires et volumiques. Elle est utilisée pour l'étude d'antennes comme la résolution de problèmes de diffraction par des cibles [45]. Le pas de discrétisation spatial retenu dans cette étude est de 3 mm dans le plan E de la structure et 2,5 mm selon les autres directions.

Une telle finesse dans le maillage permet de travailler avec un pas temporel très faible, et autorise des analyses très haute fréquence. Ici cependant, c'est la géométrie même de l'antenne étudiée qui impose le niveau de discrétisation spatiale de la structure. En effet, la modélisation de la zone de séparation des rubans formant le début de l'ouverture exponentielle nécessite l'utilisation d'un pas de maillage faible afin d'être correctement décrite. L'alimentation de l'aérien est réalisée en imposant l'allure temporelle du champ électrique dans un plan orthogonal à la ligne d'alimentation (Figure 73). Le signal d'excitation utilisé est une gaussienne (niveau crête 1 V, de largeur totale de 240 ps mesure prise pied à pied à -60 dB du maximum). Vu de l'antenne, ce mode d'excitation se comporte en réflexion comme un circuit ouvert. L'adaptation en entrée est réalisée en prolongeant la ligne d'alimentation dans les couches absorbantes, ainsi les retours de courant se propageant vers le générateur ne reviennent pas sur l'antenne.

c - Résultats :

- Courant en entrée d'antenne

Avant de s'intéresser aux caractéristiques de rayonnement des antennes simulées, il est toujours prudent d'étudier préalablement l'allure de l'intensité en entrée d'antenne en fonction du temps. La simulation rejoint ici une analyse en réflectométrie, la présence de rebonds inattendus ou d'amplitude peu plausible trahissant immédiatement un problème important de simulation ou de géométrie de structure.

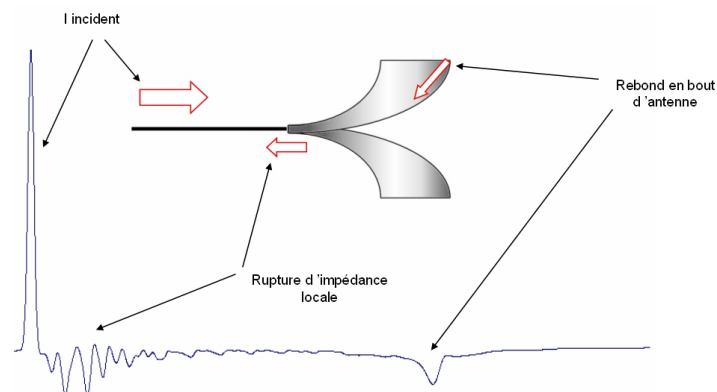


Figure 76 : allure de $i(t)$ en entrée d'antenne

Classiquement, après le passage de l'impulsion principale sur la ligne excitant l'antenne, on retrouve une zone perturbée due à la rupture d'impédance présente lors de la séparation des rubans. Quelques nanosecondes plus tard, le contenu non rayonné de l'impulsion incidente arrive au niveau de l'extrémité des brins. On assiste alors à un retour de courant vers la ligne d'alimentation, lequel se retrouve sur la courbe au bout d'un temps proportionnel à la longueur de l'antenne (Figure 76).

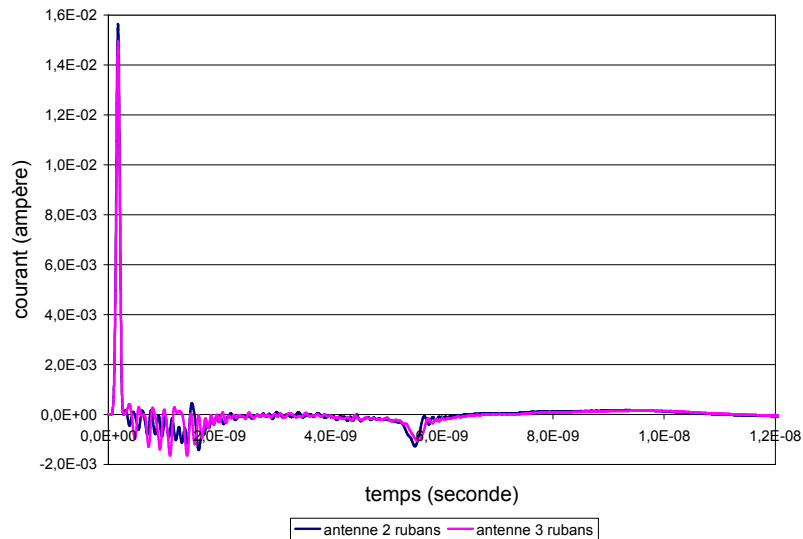


Figure 77 : évolution temporelle du courant – comparaison antenne bi plaque et antenne tri plaque

La Figure 77 présente l'évolution temporelle du courant en entrée de chacune des antennes étudiées. Comme prévu, on constate de nombreuses oscillations, après la gaussienne d'alimentation, dues aux ruptures d'impédance au sein de la ligne bi plaque dans la zone de séparation des rubans. Il faut noter qu'en simulation, ce phénomène est amplifié par l'effet « d'escalier » inhérent au maillage, lequel transforme une augmentation régulière de l'impédance locale en de multiples sauts discrets d'impédance. Le courant réfléchi par l'extrémité de l'antenne apparaît au bout 5 ns et présente une amplitude comme une durée assez faibles. Les résultats obtenus sont très comparables d'une antenne à l'autre. Aucune structure ne présente d'avantage à la vue de ces résultats.

- Allure temporelle et fréquentielle des champs rayonnés dans l'axe

Les Figure 78 et Figure 79 présentent le produit du champ rayonné à grande distance dans l'axe de l'antenne par la distance d'observation, souvent noté $R.Ed$ (produit de la distance R par le champ diffracté Ed). La composante principale E_y doit correspondre à la dérivée du signal d'excitation. La composante croisée E_z devrait idéalement être aussi faible que possible.

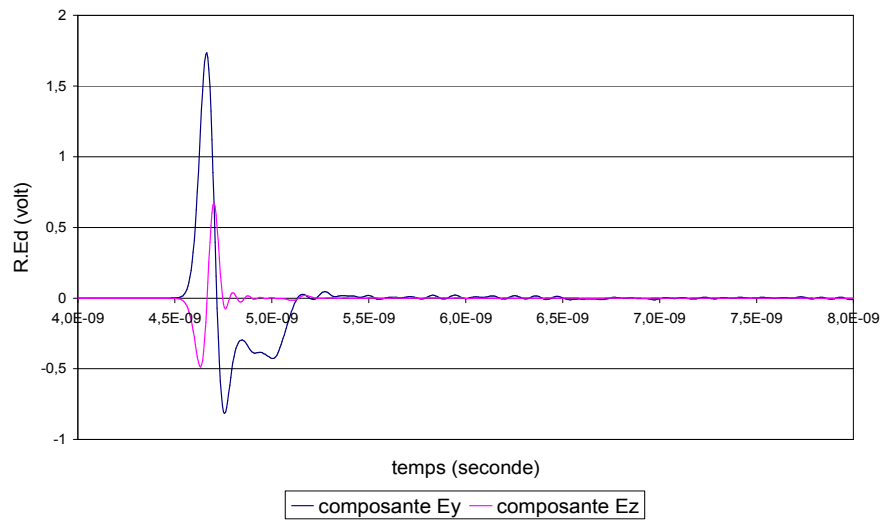


Figure 78 : évolution temporelle du produit du champ rayonné dans l'axe par la distance d'observation pour l'antenne deux rubans

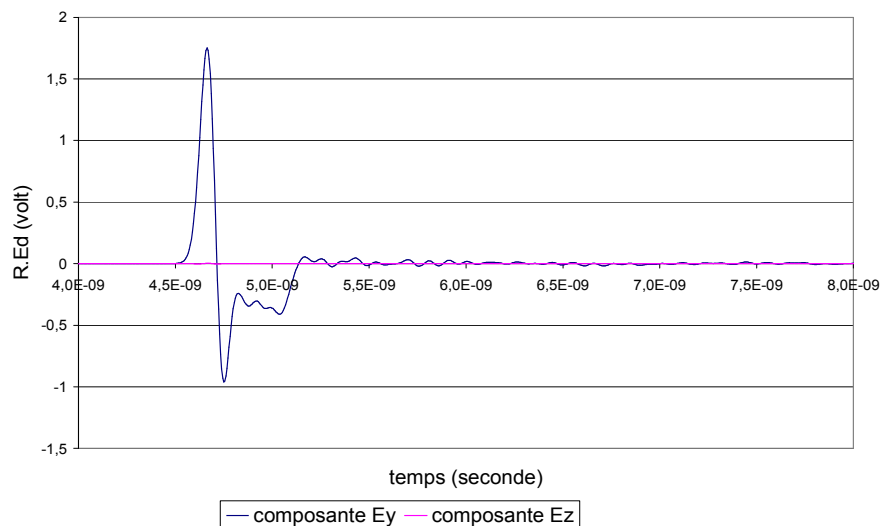


Figure 79 : évolution temporelle du produit du champ rayonné dans l'axe par la distance d'observation pour l'antenne trois rubans

Les résultats obtenus en transitoire sur les champs émis dans l'axe nous indiquent que la structure à trois rubans permet effectivement de diminuer très fortement la composante transverse du champ rayonné. La composante principale du champ est elle semblable pour les deux géométries, tant dans les domaines fréquentiel que temporel (Figure 80).

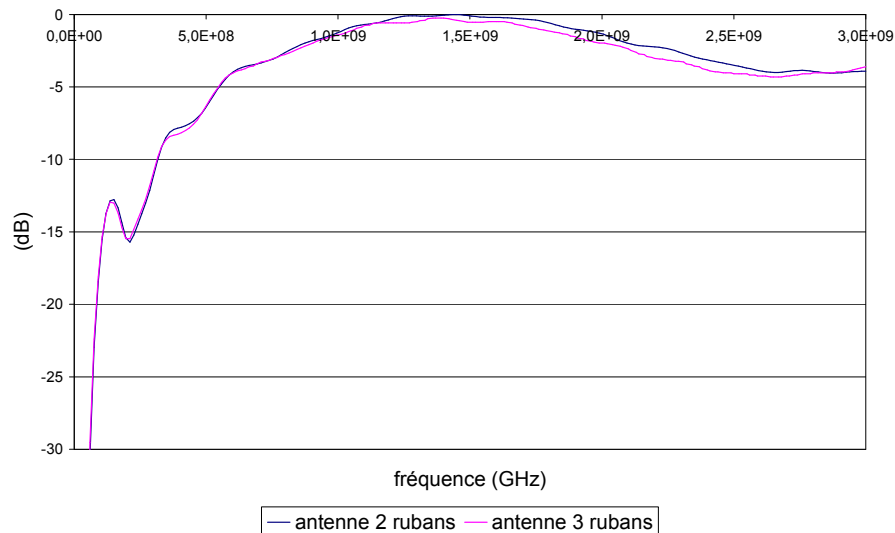


Figure 80 : comparaison des composantes principales du champ ; allure fréquentielle

L'absence de composante croisée du champ rayonné dans l'axe avec l'antenne Vivaldi 3 brins s'obtient sans altérer l'allure de la composante principale. Cette nouvelle géométrie semble donc efficace.

- Etudes des diagrammes de rayonnement

Dans le cadre de l'étude, les antennes doivent être directives, présenter des diagrammes de rayonnement symétriques et avoir un rayonnement arrière faible. Les résultats suivants ont été obtenus en simulation (Figure 81 et Figure 82) :

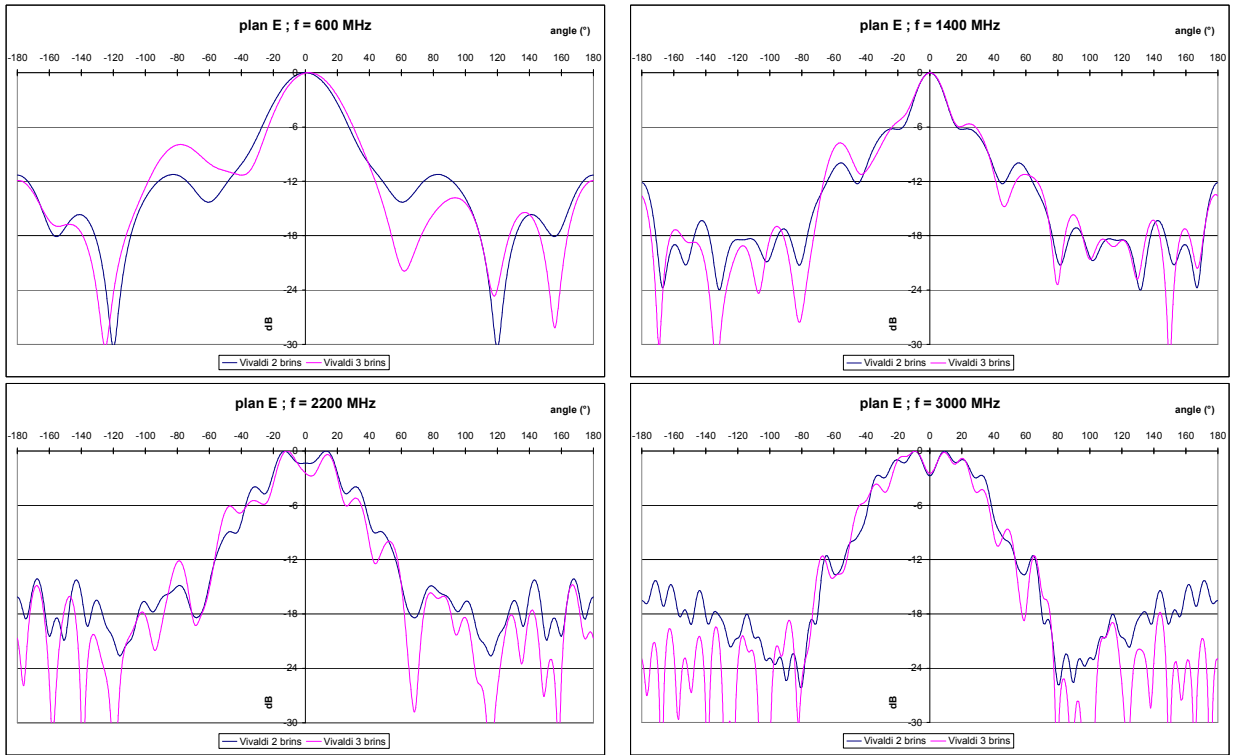


Figure 81 : diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan E

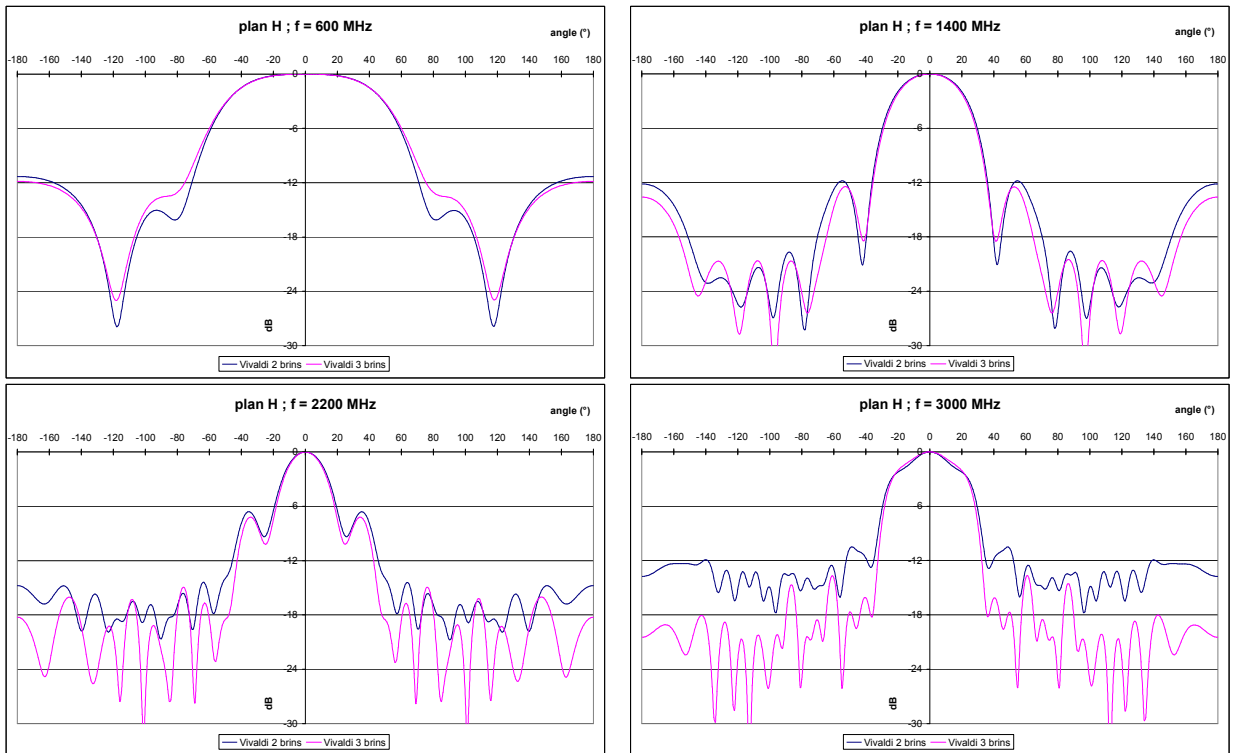


Figure 82 : diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan H

Dans les deux plans et pour les deux antennes, les diagrammes se resserrent autour du lobe central avec la montée en fréquence. On peut observer le rapprochement de lobes secondaires près du pic principal nettement visible dans le plan E. Le niveau de rayonnement arrière reste élevé, mais les résultats présentés sont altérés par la présence de la ligne d'alimentation laquelle traverse la surface de Huygens entourant l'antenne. Ce point sera revu ultérieurement en intégrant une alimentation par fil et sa transition associée au sein du volume de calcul.

Dans le plan H, les diagrammes sont symétriques et comparables pour les deux types d'antennes. La structure est directive. Dans le plan E apparaissent quelques différences. Globalement les structures étudiées sont moins directives que dans le plan H. On constate que l'antenne trois brins dépointe dans la direction des deux rubans. Ce dépointage est d'autant plus important que la fréquence considérée est faible. Les diagrammes de l'antenne à deux brins sont eux parfaitement symétriques.

d - Conclusion :

Comparée à l'antenne Vivaldi deux brins, l'antenne Vivaldi trois brins permet effectivement de réduire très fortement la polarisation croisée du champ rayonné. La structure ainsi obtenue présente cependant un dépointage dépendant de la fréquence dans le plan E. Toutefois, la polarisation croisée apparaissant comme un défaut majeur dans le cadre de cette étude ; une phase d'optimisation des dimensions de la structure a été menée avec l'antenne trois brins comme base de travail.

2) Etude comparative des performances électromagnétiques d'antennes Vivaldi antipodales trois rubans en fonction de leurs caractéristiques géométriques.

a - Problématique

D'après la littérature scientifique, augmenter la taille d'une antenne à ouverture rayonnante améliore la directivité de celle-ci dans le domaine BF. Afin de déterminer un rapport encombrement/performance intéressant pour l'application envisagée, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne Vivaldi à trois rubans précédemment étudiée ont été comparées à celles d'antennes différant uniquement par leur longueur et/ou leur ouverture (Figure 83).

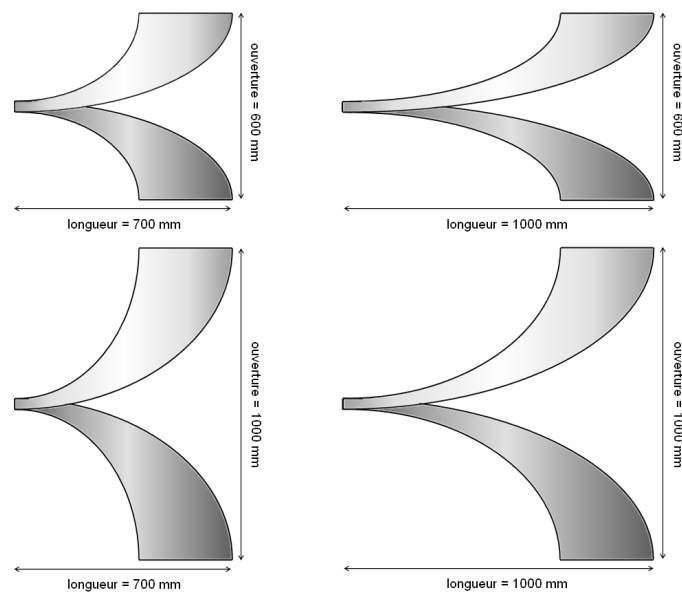


Figure 83 : différentes configurations testées

b - Résultats

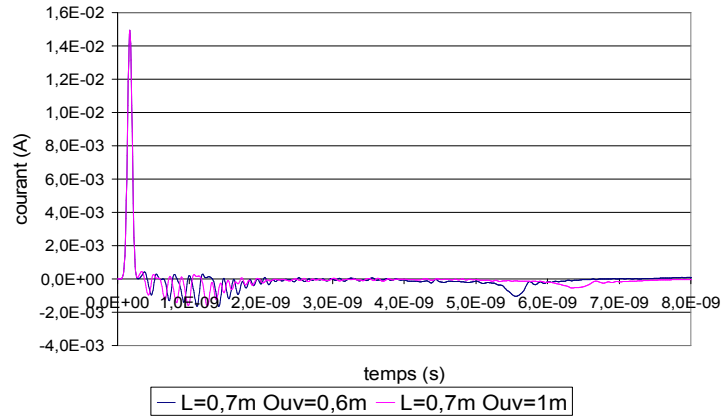


Figure 84 : évolution temporelle du courant en entrée d'antenne, comparaison antenne de référence / antenne à ouverture augmentée

La Figure 84 présente une comparaison de l'évolution temporelle des courants au niveau de l'alimentation pour deux antennes ne différant que de par leurs ouvertures. Le courant réfléchi apparaît plus tard pour l'antenne la plus ouverte, le développé d'un brin étant plus long cette dernière. Celui-ci est également plus étalé et de plus faible amplitude que celui de l'antenne de référence.

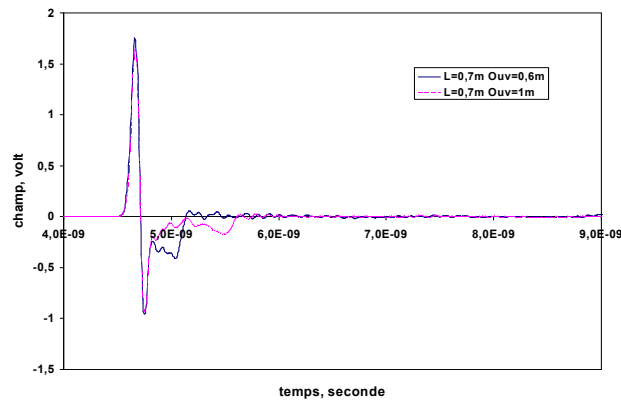


Figure 85 : produit des champs rayonnés dans l'axe par la distance d'observation ; comparaison antenne de référence / antenne à ouverture augmentée

Le champ rayonné dans l'axe est présenté Figure 85. Les impulsions rayonnées ont la même forme aux premiers instants (zone de 4,5 à 4,8 ns), le niveau crête à crête maximum présentant toutefois une amplitude légèrement diminuée dans le cas de l'antenne 0.7 x 1 m.

Les deux antennes rayonnent un deuxième pic. Ceux-ci sont respectivement décalé de $d1 = 0,35 \text{ ns}$ et $d2 = 0,70 \text{ ns}$ par rapport au début du signal principal. Ce phénomène semble lié à la différence de marche existant entre le trajet direct de l'onde et le trajet moyen/maximal sur la structure métallique (Figure 86) :

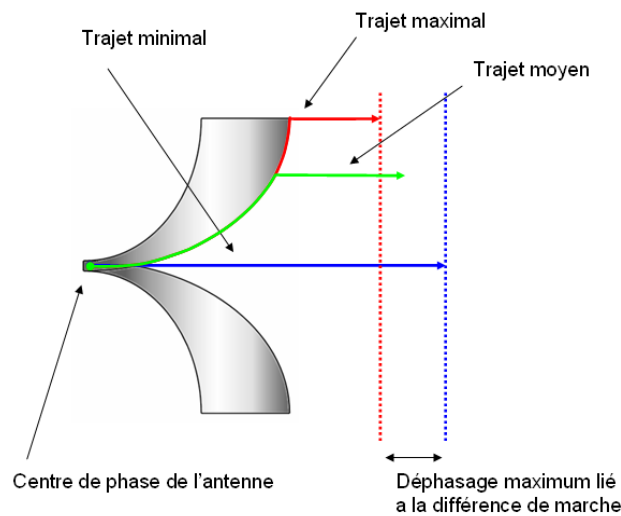


Figure 86 : déphasage induit par la différence de marche dans l'axe

L'augmentation de l'ouverture a entraîné une augmentation de l'écart entre le trajet maximal et le trajet minimal. Cette différence de marche (ddm) peut se calculer en effectuant la soustraction suivante :

$$ddm = \text{intégrale curviligne du profil intérieur de l'antenne} - \text{longueur de l'antenne}$$

Tous calculs faits, on obtient des différences de marche valant respectivement $l1 = 10 \text{ cm}$ et $l2 = 23 \text{ cm}$ avec les deux structures ci-dessus. Ramenées dans le domaine temporel, ces longueurs correspondent aux décalages $d1$ et $d2$ mesurés entre les deux pics Figure 85.

$$l1/c = 33 \text{ ns}$$

$$l2/c = 76 \text{ ns}$$

Ce deuxième « pic » dans le domaine temporel se traduit par un large « trou » fréquentiel sur le spectre du champ rayonné (Figure 87). Celui-ci est centré autour de 2,8 GHz, soit $1/dl$ pour l'antenne de référence ; ce phénomène contribue à dégrader les performances de l'antenne à ouverture autour de 1,25 GHz.

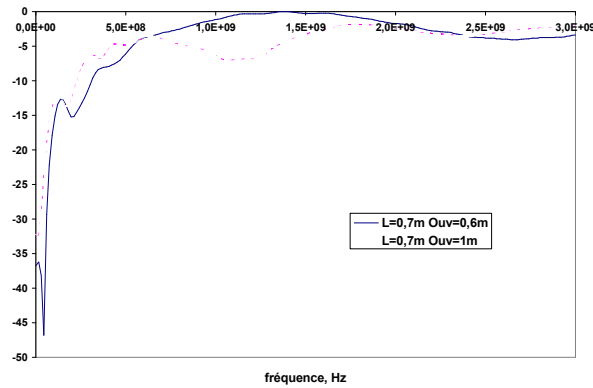


Figure 87 : comparaison des composantes principales des champs ; allures fréquentielles

Au vu des résultats obtenus, une nouvelle structure a été testée. Celle-ci présente toujours une ouverture de 1 m, mais sa longueur a également été augmentée pour atteindre 1 m elle aussi. Les résultats obtenus sont ici comparés à ceux de l'antenne précédente (70 cm de longueur et 100cm d'ouverture) :

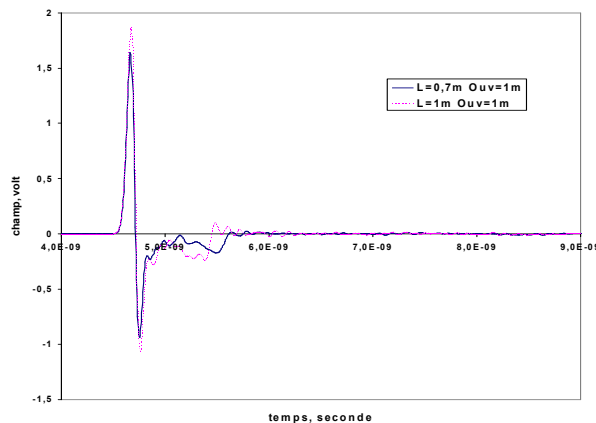


Figure 88 : évolution temporelle du produit des champs rayonnés dans l'axe par la distance d'observation

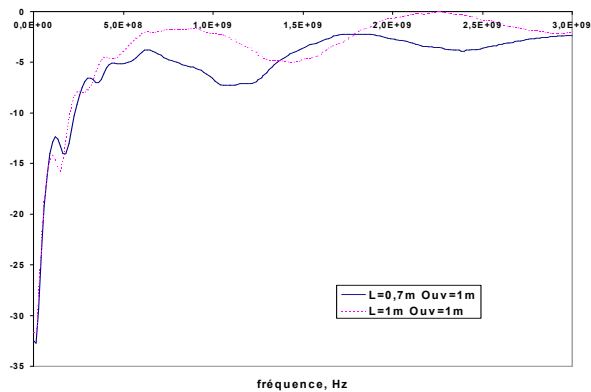


Figure 89 : comparaison des composantes principales des champs ; allures fréquentielles

Les Figure 88 et Figure 89 permettent de comparer les champs rayonnés dans l'axe dans les domaines temporels et fréquentiels pour chaque antenne. La différence de marche présentée par cette nouvelle structure est de 19 cm ; on retrouve effectivement une influence plus précoce sur l'allure du champ rayonné en temporel ainsi qu'un creux centré sur 1,5 GHz dans la TF du champ rayonné.

L'amplitude crête-crête de l'impulsion émise avec la structure allongée dépasse de 11% celle obtenue précédemment. Le contenu spectral est presque toujours supérieur à celui de l'antenne courte. Il semble donc qu'un agrandissement global de l'antenne soit une amélioration efficace dans notre bande de travail. L'augmentation du niveau de champ rayonné, notamment dans la bande [500 MHz ; 1,3 GHz], prouve une meilleure efficacité de l'antenne dans l'axe. Il est donc probable que la structure longue soit plus directive que la structure courte dans cette gamme de fréquence.

Les diagrammes de rayonnement simulés sont représentés Figure 90. A 500 MHz, dans le plan E comme dans le plan H, l'antenne la plus grande est celle qui présente les meilleures performances. Avec la montée en fréquence, l'antenne de petite dimension voit son rayonnement devenir de plus en plus directif, ses diagrammes se rapprochant alors des résultats obtenus avec l'antenne d'un mètre.

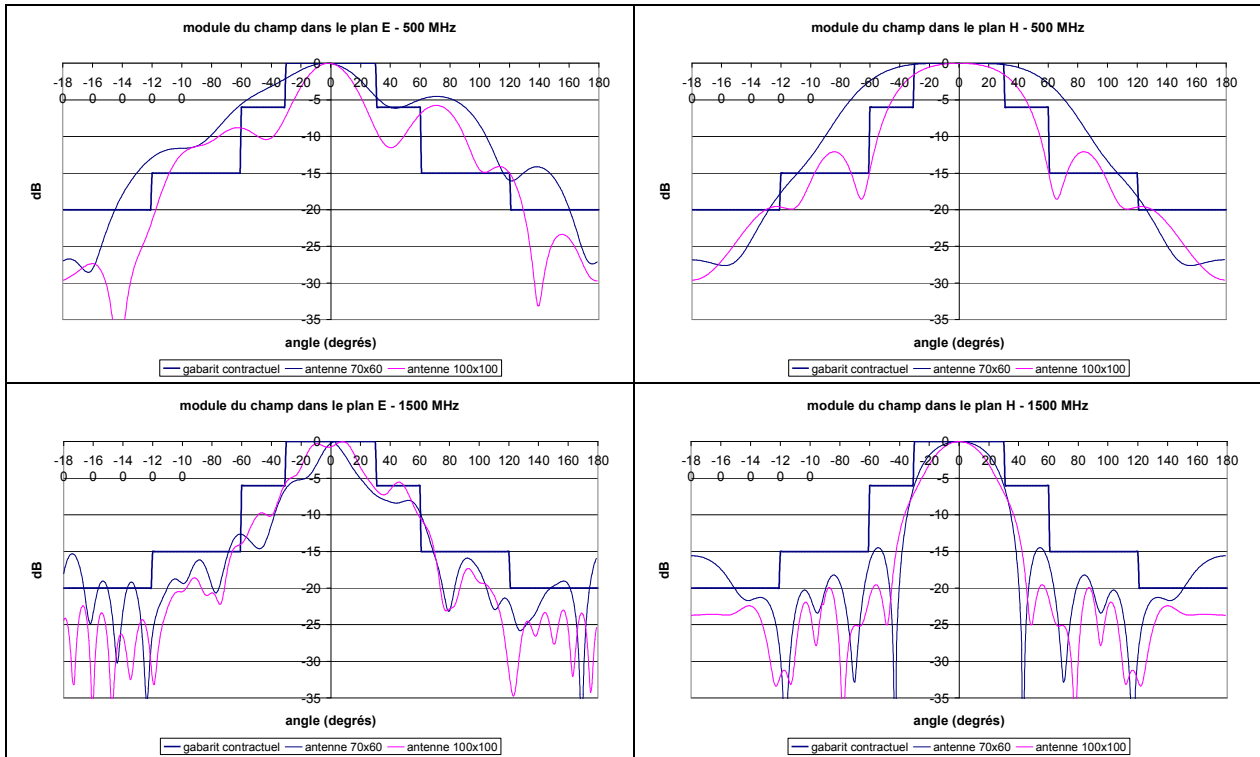


Figure 90 : influence de la taille de l'antenne sur les diagrammes de rayonnement

Conclusion :

Le dimensionnement de l'ouverture de l'antenne conditionne l'aptitude de celle-ci à rayonner les basses fréquences. Augmenter la distance maximale séparant l'extrémité des pales de la structure permet d'émettre plus efficacement les composantes les plus basses du spectre de la gaussienne d'excitation. Le courant revenant vers l'alimentation diminue en amplitude et s'étale dans le domaine temporel.

Toutefois, afin de conserver une bonne directivité dans l'axe et un contenu spectral homogène, il semble très important d'allonger la structure en rapport avec l'augmentation de l'ouverture.

3) Analyse du comportement électromagnétique d'une antenne Vivaldi antipodale trois rubans en présence de diélectrique.

Les structures précédentes ont été étudiées comme de simples lames de métal disposées dans un volume d'air. Il est cependant probable que la réalisation de prototypes passe par l'utilisation d'une structure porteuse en Téflon (permittivité diélectrique $\epsilon_r = 2,2$). La solution envisagée est d'utiliser deux plaques de diélectrique sur lesquelles seraient appliqués les rubans métalliques. L'utilisation de matériaux présentant le plus faible ϵ_r possible a été recherchée. Malheureusement les mousses diélectriques (ϵ_r voisin de 1), ne permettent pas une utilisation en milieu extérieur (elles sont très sensibles à l'humidité qui modifie leur comportement électromagnétique) et ne supportent pas des impulsions crêtes de fort niveau. Il est intéressant de noter que, outre un rôle de support, l'emploi de matériaux diélectriques entre les brins de l'antenne permet d'améliorer la tenue en tension en repoussant les limites du claquage en entrée et assure une certaine homogénéité des matériaux avec le cœur de la ligne d'alimentation.

a - Simulations réalisées

L'antenne modélisée conserve les dimensions de l'antenne de référence, soit une longueur de 0,7 m et une ouverture de 0,6 m. Seules changent les dimensions de la ligne alimentant l'aérien, afin de conserver une impédance d'entrée de 50Ω malgré le changement de milieu. Les rubans extérieurs sont maintenant larges de 48 mm à la base et le ruban central se trouve réduit à une largeur de 16 mm (Figure 91).

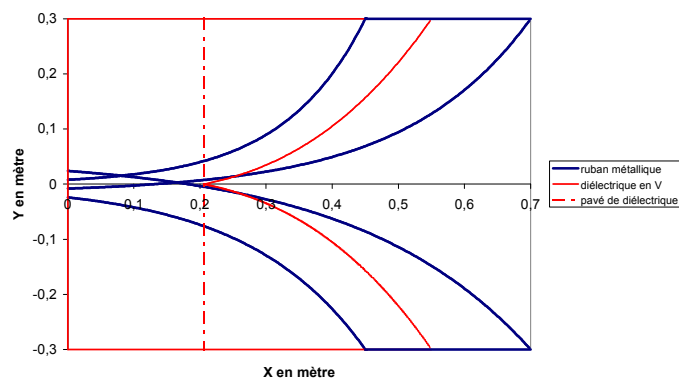


Figure 91 : antenne avec diélectrique

Le champ rayonné dans l'axe a été calculé pour deux antennes telles que décrites ci-dessus, celles-ci ne différant que par la géométrie de leurs diélectriques respectifs :

- la première possède en entrée un bloc parallélépipédique massif de Téflon ;
- la deuxième s'appuie sur un volume s'ouvrant en V en suivant le milieu des plaques métalliques comme dessiné Figure 91.

b - Résultats

Les Figure 92 et Figure 93 présentent l'évolution temporelle des champs rayonnés dans l'axe et leur transformée de Fourier normalisée.

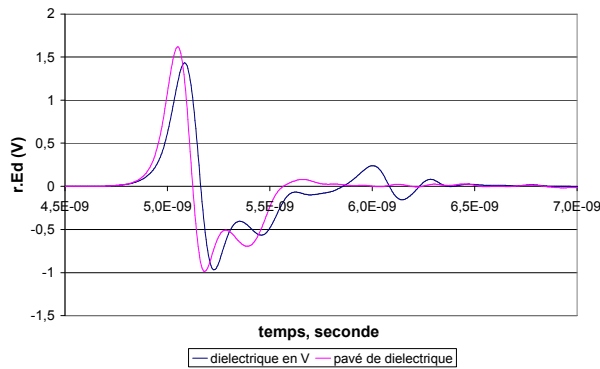


Figure 92 : évolution temporelle du produit des champs rayonnés dans l'axe par la distance d'observation

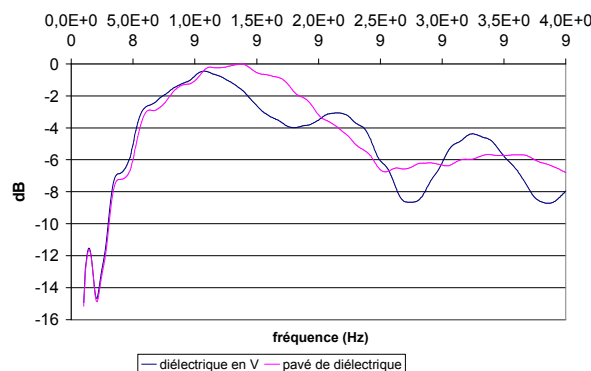


Figure 93 : comparaison des composantes principales des champs ; allures fréquentielles

c - Commentaires

Les courbes précédentes permettent d'analyser les perturbations apportées par le diélectrique sur les représentations transitoires. De manière générale, les temps de montée comme la largeur des impulsions rayonnées augmentent lorsque ceux-ci sont comparés à une antenne dépourvue d'insert diélectrique. De plus, malgré l'avantage d'une transition géométrique « douce », l'antenne simulée avec une zone diélectrique s'évasant en V selon le milieu des brins métalliques présente un champ rayonné plus « heurté » que l'antenne basée sur un pavé de diélectrique. Partant de cette observation, les simulations suivantes tendront à restreindre au maximum l'utilisation de tels matériaux à proximité de la zone de formation des champs.

	Air	Pavé diélectrique	Diélectrique en V
Temps de montée	89 ps	131 ps	146 ps
Largeur de l'impulsion	680 ps	840 ps	1.04 ns

Ces deux paramètres (temps de montée et largeur de l'impulsion) sont des éléments essentiels lors de la caractérisation du radar et notamment dans la détermination de son pouvoir séparateur, à savoir sa précision suivant le plan du radar (liée à la largeur de l'impulsion) et l'axe de la fauchée (liée à la longueur d'onde minimale émise λ_{min} et donc au temps de montée tm).

Afin de pouvoir dépasser les différentes limites rencontrées lors de l'étude des antennes Vivaldi antipodales, il est apparu nécessaire de définir une nouvelle géométrie d'élément rayonnant.

III - Nouvelle géométrie ; l'antenne Libellule deux brins

1) Présentation générale

Afin de répondre aux problèmes rencontrés avec les structures Vivaldi 2 brins et Vivaldi 3 brins, une nouvelle géométrie d'antenne à onde progressive a été développée. Le dessin retenu découle des contraintes suivantes :

- la structure doit être symétrique dans les deux plans pour éviter tout phénomène de dépointage et de polarisation croisée ;
- le plan E de l'antenne doit être dans le prolongement des lignes de champ de l'alimentation ;
- l'antenne doit pouvoir être réalisée avec le minimum de matériaux diélectriques dans la zone de formation du champ rayonné ;
- l'antenne doit pouvoir être adaptée sur 50Ω .

Les dessins présentés Figure 94 et Figure 95 ont été extrapolés à partir des contraintes énoncées ci-dessus et du dessin de l'antenne Vivaldi antipodale.

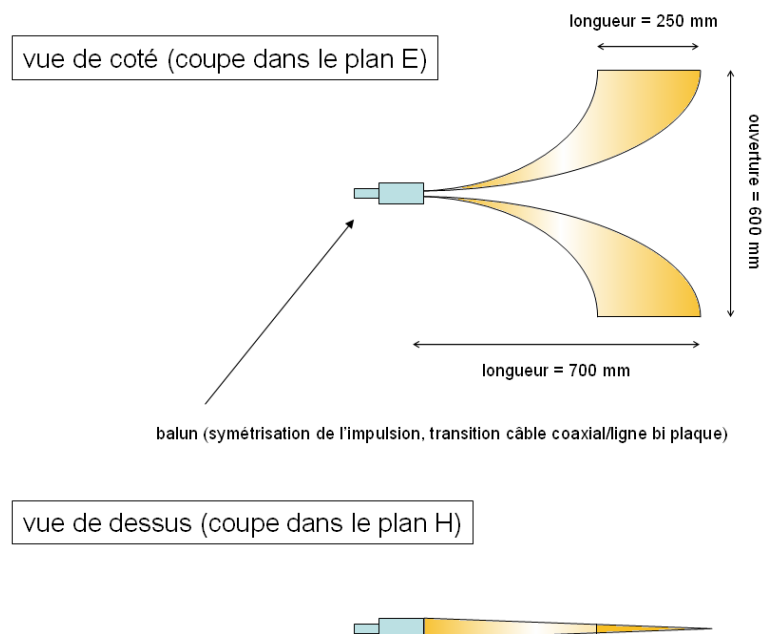


Figure 94: antenne Libellule 2D ; différents profils

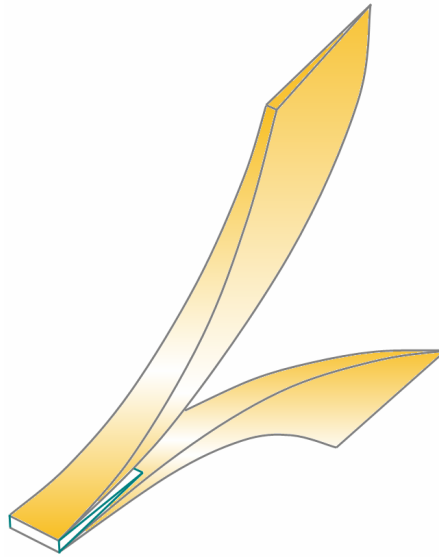


Figure 95 : vue en perspective de l'antenne

2) Antenne simulée – influence du générateur

De même que dans le cas des antennes Vivaldi étudiées précédemment, l'impédance d'entrée est fixée en jouant sur le rapport largeur/hauteur de la ligne d'alimentation. Afin de présenter une impédance de 50Ω , les dimensions suivantes ont été retenues :

Sans utilisation de matériau diélectrique entre les brins de l'antenne ($\epsilon_r = 1$) :

$$h = 10 \text{ mm}$$

$$l = 60 \text{ mm}$$

Avec utilisation de Téflon ($\epsilon_r = 2.2$) entre les brins de l'antenne :

$$h = 16 \text{ mm}$$

$$l = 56 \text{ mm}$$

Dans ce dernier cas, une lamelle de diélectrique vient en prolongement de la ligne alimentant l'antenne tel que le montre la Figure 96 et s'affine très vite pour disparaître dans les 5 premiers centimètres de celle-ci, dès que l'écartement entre les brins est suffisant pour éliminer tout risque de claquage. L'insert diélectrique est légèrement plus large que les rubans métalliques afin de déborder sur les côtés, toujours afin d'éviter un claquage dans l'air.

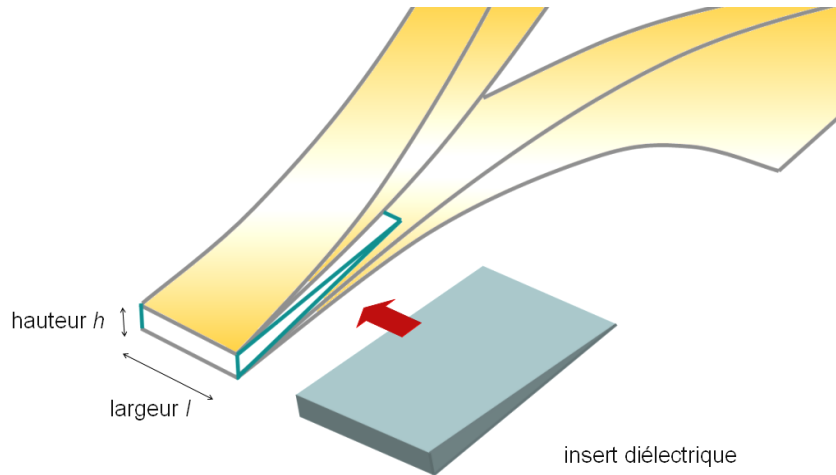


Figure 96 : emplacement de l'âme diélectrique

De même que précédemment, l'antenne modélisée est alimentée en imposant l'évolution du champ E entre les plaques de la ligne pendant la durée de l'impulsion. L'excitation choisie dans toute la suite est représentée Figure 97 par la courbe bleue. La faible largeur de celle-ci – synonyme de fort contenu spectral en haute fréquence - permet de mieux visualiser les phénomènes de réflexion sur les traces temporelles. Le pas de maillage retenu est de 2mm suivant tous les axes.

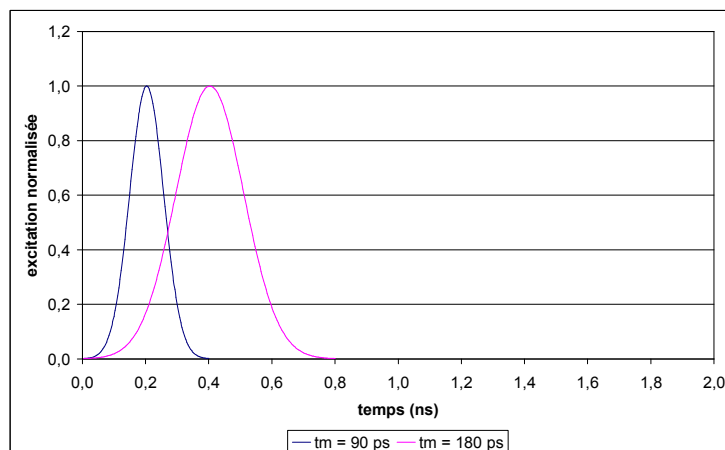


Figure 97 : impulsions gaussiennes de 400 ps et 800 ps (mesurées pied à pied à -60 dB du maximum)

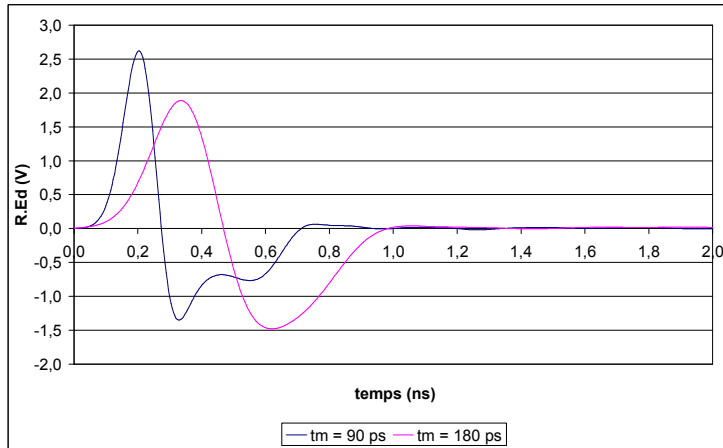


Figure 98 : évolution temporelle du produit des champs rayonnés dans l'axe par la distance d'observation pour deux impulsions d'excitation de largeurs différentes

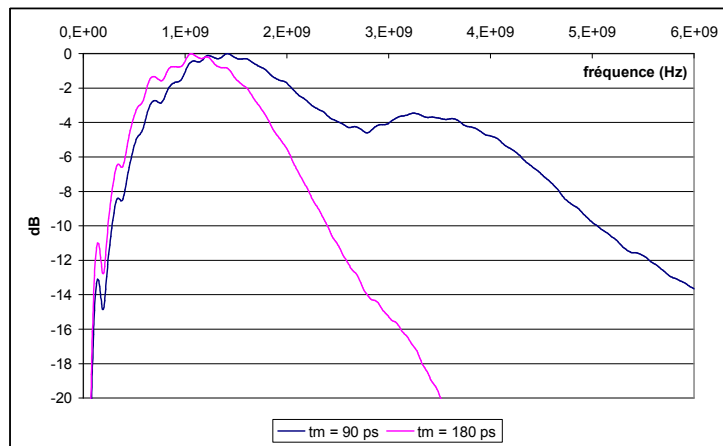


Figure 99 : comparaison des composantes principales des champs ; allures fréquentielles

Calcul de dispersion effectué, nous obtenons :

Générateur « lent »	durée de l'impulsion rayonnée : 1000 ps ; excitation avec une impulsion de 800 ps soit un coefficient de dispersion de 1,25.
Générateur « rapide »	durée de l'impulsion rayonnée : 700 ps ; excitation avec une impulsion de 400 ps soit un coefficient de dispersion de 1,75.

Comme l'indiquent les Figure 98 et Figure 99, la notion de dispersion induite par l'antenne dépend fortement du générateur utilisé. Jusqu'alors, la performance d'une antenne fonctionnant en régime transitoire était souvent décrite par le rapport entre la durée de l'impulsion que celle-ci rayonnait dans l'axe ramené à la durée pied à pied de l'impulsion d'excitation. Cependant, le « coefficient de dispersion » ainsi obtenu ne permet de comparer le comportement large bande de diverses antennes que si elles sont attaquées par le même signal. Il ne constitue pas un critère intrinsèque de l'antenne mais la caractérise pour une excitation donnée.

Afin de mieux visualiser les limites de fonctionnement des antennes étudiées, un générateur présentant un temps de montée arbitrairement fixé à 90 ps sera utilisé dans toute la suite. Cette valeur permet une analyse des résultats sur la bande [0 ; 4 GHz].

3) Influence du diélectrique

Plusieurs simulations ont été réalisées afin d'évaluer l'influence d'une languette de matériau diélectrique placée entre les brins de l'antenne sur les performances de celle-ci.

Différentes géométries de lamelles ont été testées ; enfin les performances de la structure la plus efficace ont été comparées avec celles d'une antenne fonctionnant dans de l'air.

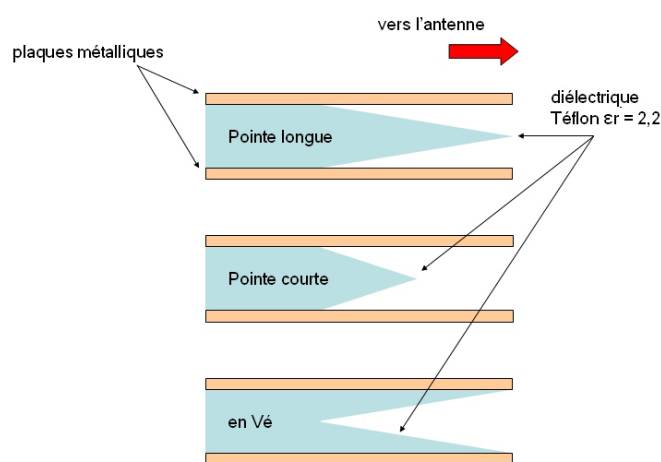


Figure 100 : différentes géométrie d'insert diélectrique testées

Les meilleurs résultats, jugés sur les allures temporelles du courant en entrée d'antenne et du champ rayonné dans l'axe, ont été obtenus en utilisant une pointe de diélectrique aussi courte que possible (s'affinant dès le début de l'antenne pour disparaître dès que l'écartement entre les plaques garantit la tenue en tension du dispositif). Sous réserve de satisfaire cette condition, les résultats des simulations conduites avec une âme diélectrique sont tout à fait comparables à ceux obtenus avec l'antenne de référence (Figure 101).

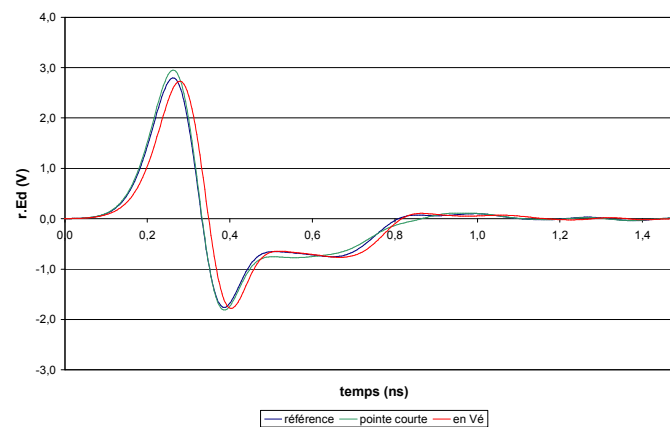


Figure 101 : influence de la géométrie du diélectrique sur les champs rayonnés

4) Phase d'optimisation de la structure Libellule 2D

a - Nouveau dimensionnement de la structure

Dans le but d'augmenter la directivité de l'antenne, et de minimiser le rebond lié à la réflexion du courant sur l'extrémité des brins, plusieurs conceptions ont été expérimentées. Les résultats obtenus ici ont corroboré ceux issus de l'étude sur le dimensionnement de l'antenne Vivaldi. Augmenter l'ouverture d'une antenne permet de diminuer sa fréquence de coupure basse ; cette augmentation devant toutefois s'accompagner d'un allongement général afin de préserver une bonne directivité. Le champ rayonné dans l'axe voit alors son amplitude crête - crête augmenter et son spectre gagner en contenu basse fréquence.

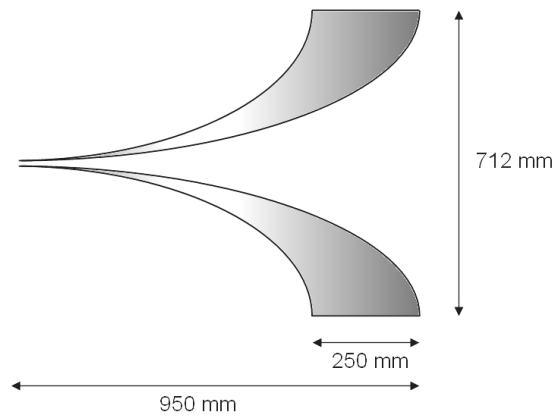


Figure 102 : dimensions de l'antenne après optimisation ; nouvelle géométrie de référence

La Figure 102 présente le compromis retenu entre les contraintes d'encombrement imposées par le cahier des charges et les performances électromagnétiques visées. Il est cependant apparu nécessaire de poursuivre le développement de la géométrie afin d'améliorer les performances basses fréquences.

b - Minimisation du rebond d'extrémité d'antenne

Afin de limiter l'amplitude du rebond de bout d'antenne, il est apparu favorable d'élargir, puis d'arrondir l'extrémité des deux « pales » métalliques constituant l'antenne de référence (Figure 103). Ce nouveau dessin, nommé par la suite « Libellule 2D », devrait permettre un étalement temporel du retour de courant et contribuer ainsi à l'amélioration des performances globales de la structure [46].

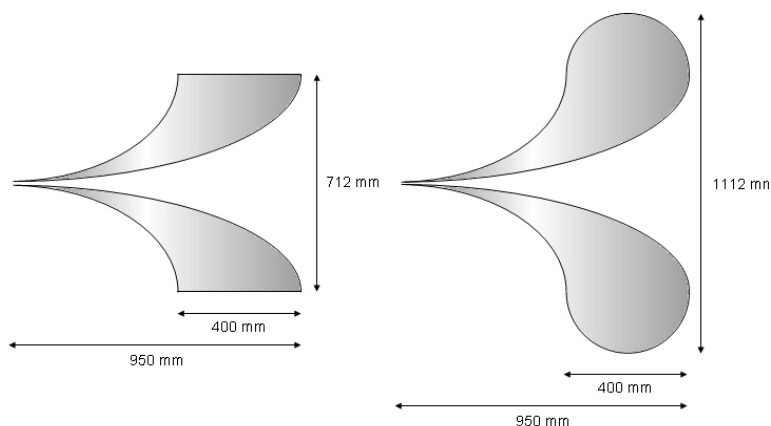


Figure 103 : évolutions du dessin visant à limiter le rebond de bout d'antenne à gauche élargissement des brins ; à droite rajout de lobes d'extrémités « Libellule 2D »

La Figure 104 compare les courants relevés en entrée d'antenne sur l'antenne de référence et sur l'antenne Libellule 2D. Les deux aériens sont alimentés en imposant une différence de potentiel de 1V entre les éléments des lignes 50 Ω . L'amplitude crête des intensités présentant une valeur proche de 0,02 A, l'adaptation semble correcte.

Conformément à ce qui était espéré, le rebond d'extrémité de l'antenne Libellule 2D est d'un niveau plus faible et présente un étalement temporel plus important que celui de l'antenne de référence.

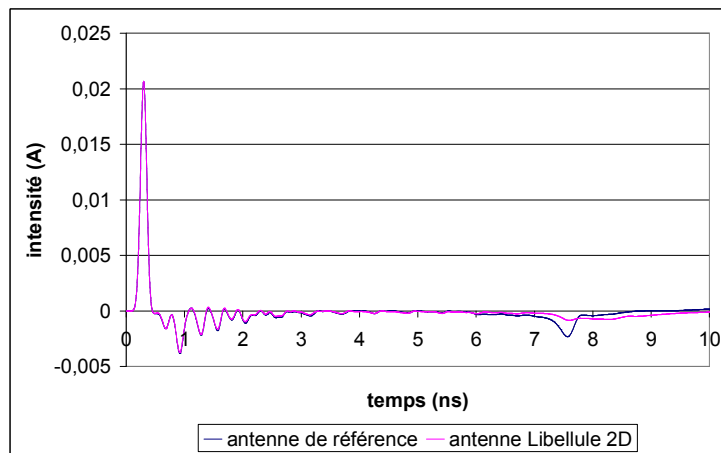


Figure 104 : allure temporelle des courants en entrée d'antenne

Amplitude du courant réfléchi sur l'extrémité des brins :

Antenne de référence : 11% du maximum

Antenne Libellule 2D : 4% du maximum

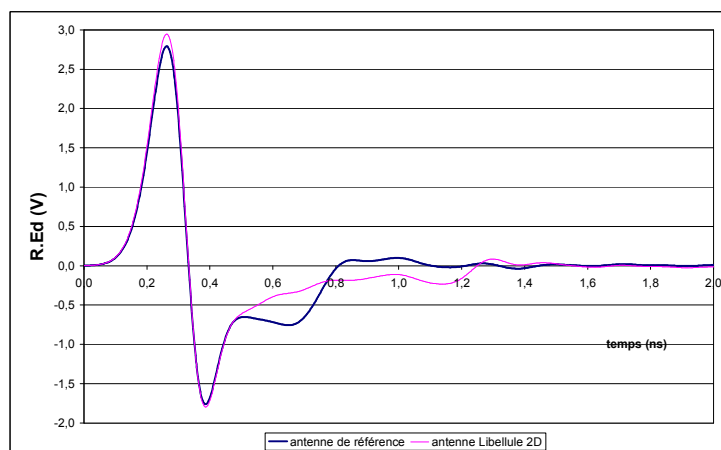


Figure 105 : évolution temporelle du produit des champs rayonnés dans l'axe par la distance d'observation

La courbe Figure 105 présente l'allure temporelle des champs rayonnés dans l'axe. Elle montre une forte atténuation du deuxième pic émis dans le cas de l'antenne Libellule 2D, arrondie. Ce résultat se confirme dans le domaine fréquentiel, où le spectre ne présente plus qu'une faible ondulation de 800 MHz à 4 GHz (Figure 106).

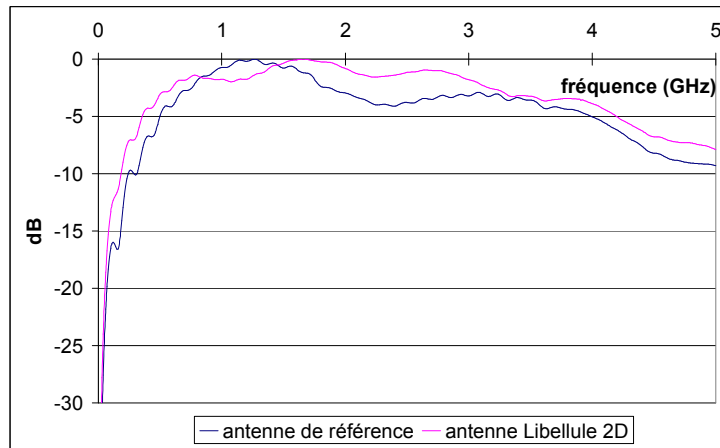


Figure 106: comparaison des composantes principales des champs ; allures fréquentielles

La bande passante de l'antenne Libellule 2D est obtenue à partir de la TF du champ rayonné dans l'axe. Les performances obtenues sont toujours supérieures à celles de l'antenne de référence.

	Antenne de référence	Antenne Libellule 2D
Fréquence coupure basse	0,625 GHz a -3 dB	0,50 GHz a -3 dB
	0,24 GHz a -10 dB	0,18 GHz a -10 dB
Fréquence coupure haute	2 GHz a -3 dB	3,30 GHz a -3 dB
	> 5 GHz a -10 dB	> 5 GHz a -10 dB

c - Diagrammes de rayonnement

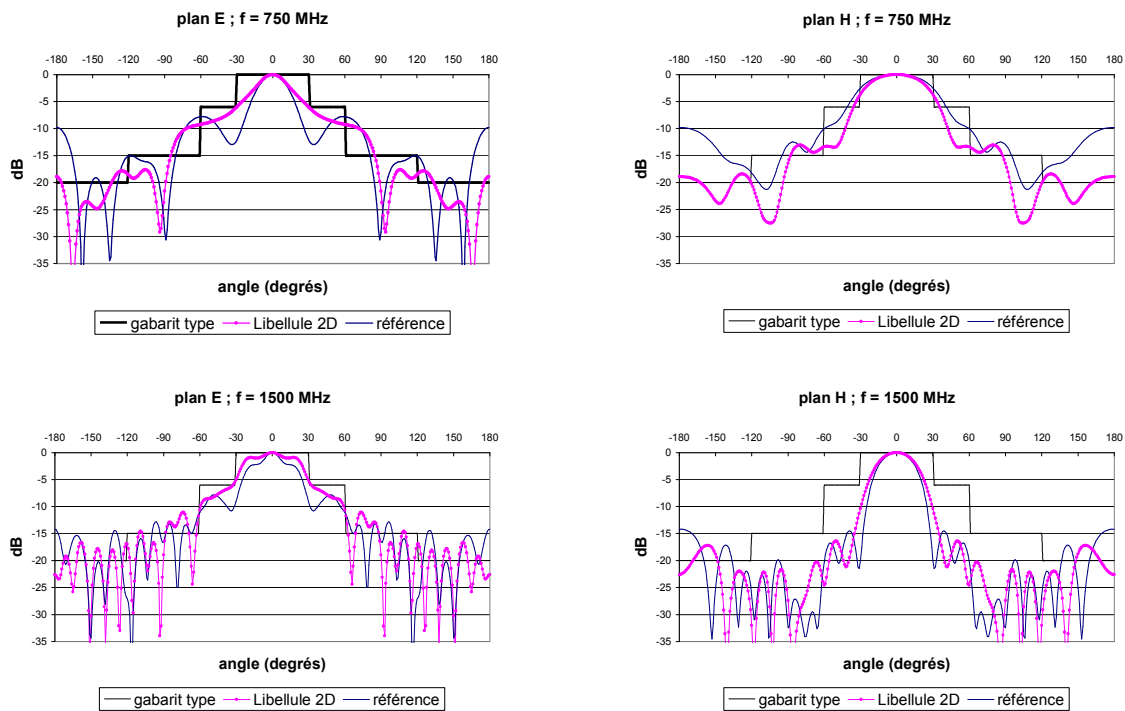


Figure 107 : comparaison entre les diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement simulés montrent une directivité s'améliorant avec la fréquence dans les deux plans, et pour les deux antennes (Figure 107). L'antenne Libellule 2D présente des lobes secondaires moins marqués dans le plan E que l'antenne de référence. Son rayonnement arrière est de niveau plus faible.

Il faut toutefois noter qu'aucune des deux structures ne satisfait au gabarit demandé. Dans le plan H, ce n'est qu'au-delà d'un gigahertz que le diagramme respecte la consigne ; dans le plan E, de nombreux lobes secondaires dégradent la performance attendue.

5) L'antenne Libellule 3D

Dans le but d'améliorer la « focalisation » du rayonnement émis dans les deux plans, plusieurs structures ont été simulées. Afin d'obtenir une meilleure directivité dans le plan E, des essais de profils de brins différents ont été menés sans résultats significatifs. Seul un agrandissement net de l'antenne permettrait d'améliorer ses performances, mais les contraintes géométriques imposées par le système PULSAR ne permettent pas cette solution.

Dans le plan H, de meilleures performances ont pu être obtenues à travers le test d'une structure « dédoublée », se présentant comme un assemblage de deux antennes Libellule 2D réunies par leur point d'alimentation et formant un « V » tel que présenté Figure 108.

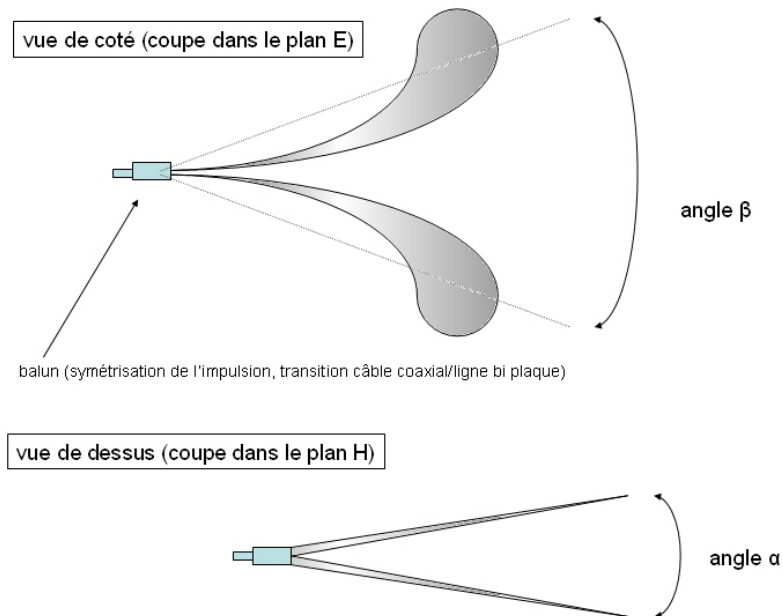


Figure 108 : antenne Libellule 3D

Les dimensions de l'antenne évoluent légèrement :

- la longueur passe de 950 mm à 1000 mm mais inclut désormais une transition de 60 mm ;
- le diamètre des demi-cercles coiffant l'extrémité des brins diminue de 400 mm à 240 mm ce qui permet de ramener la hauteur de l'antenne à 972 mm sans diminuer son ouverture ;
- la réduction du diamètre des lobes devrait être compensée par le doublement de leur nombre et l'amélioration de l'efficacité de l'antenne en basse fréquence.

Comme pour une antenne filaire à quatre brins, deux angles α et β peuvent être définis afin de décrire la structure (β est approximé comme étant l'angle entre l'alimentation de l'antenne et les deux points où l'ouverture de l'antenne est maximale).

En première approche, la valeur retenue pour α est l'optimum trouvé dans le cadre de l'étude de l'antenne filaire, soit 16° . L'angle β a été fixé à 40° .

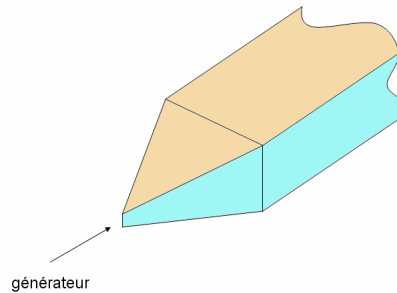


Figure 109 : générateur ponctuel placé sur un fil et transition pyramidale associée

De même que dans la première partie de l'étude, les simulations ont été réalisées avec un maillage de 2 mm selon les trois axes. L'alimentation de l'antenne ne se fait plus en imposant l'allure des champs électriques entre les deux plaques formant la ligne bifilaire, mais à l'aide d'un générateur de tension disposé sur un fil vertical. Les deux extrémités de ce fil sont reliées à une transition pyramidale 50Ω permettant de rattraper la géométrie de la ligne d'alimentation (Figure 109). Aucune ligne d'alimentation ne traversant la boîte de Huygens entourant l'antenne, les résultats portant sur le rayonnement arrière de l'antenne gagneront nettement en précision et nous pourrons accéder à une valeur du gain de la structure.

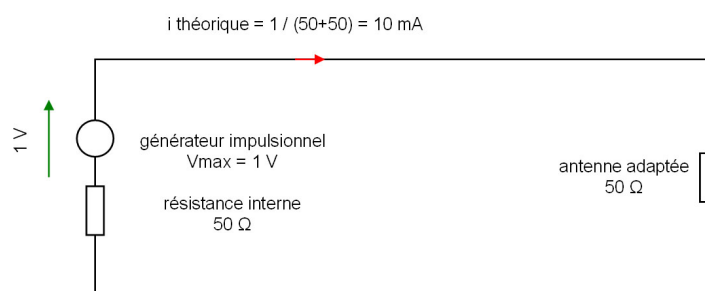


Figure 110 : schéma équivalent du couple générateur - antenne

Les deux antennes sont alimentées par un générateur délivrant le signal gaussien vu précédemment, l'amplitude crête valant 1V (Figure 110).

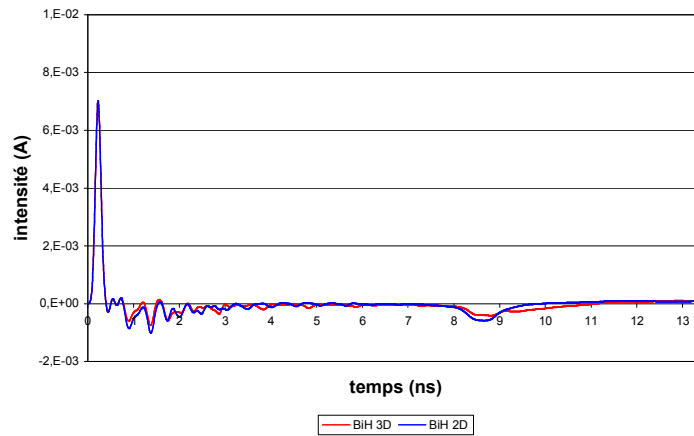


Figure 111 : comparaison des courants en entrée d'antenne

De nombreuses oscillations apparaissent après la gaussienne d'alimentation (Figure 111). Celles-ci sont dues, d'une part aux changements d'impédance importants liés à la discrétisation de l'antenne, d'autre part à la rupture d'impédance lorsque les rubans se séparent (horizontalement) et s'écartent (verticalement). Le courant réfléchi par l'extrémité de l'antenne apparaît au bout 8ns et est de plus faible amplitude dans le cas de l'antenne 3D malgré l'utilisation de lobes d'extrémité d'antenne de taille plus réduite.

L'amplitude maximale du pic d'intensité devrait être de 10 mA (générateur 50 Ω débitant dans une antenne 50 Ω) ; il n'est ici que d'environ 7 mA, la transition n'étant pas encore totalement optimisée. Des essais ultérieurs, après une légère modification du maillage en entrée d'antenne (mais respectant une géométrie similaire), ont montré une amplitude crête de 9,4 mA, une diminution des oscillations résiduelles suivant l'excitation principale et une amélioration du S_{11} .

A titre de comparaison et d'optimisation de la structure, plusieurs antennes ne différant que de par leur largeur ont été simulées : une antenne 2D sur le profil de l'antenne 3D (lobes étroits) ; quatre antennes 3D avec des angles α valant respectivement 10°, 16°, 20° et 30°. L'influence de cet angle portant principalement sur la capacité de la structure rayonnante à focaliser le rayonnement en plan H pour une bande de fréquences donnée, le choix s'est fait en étudiant les diagrammes de rayonnement obtenus.

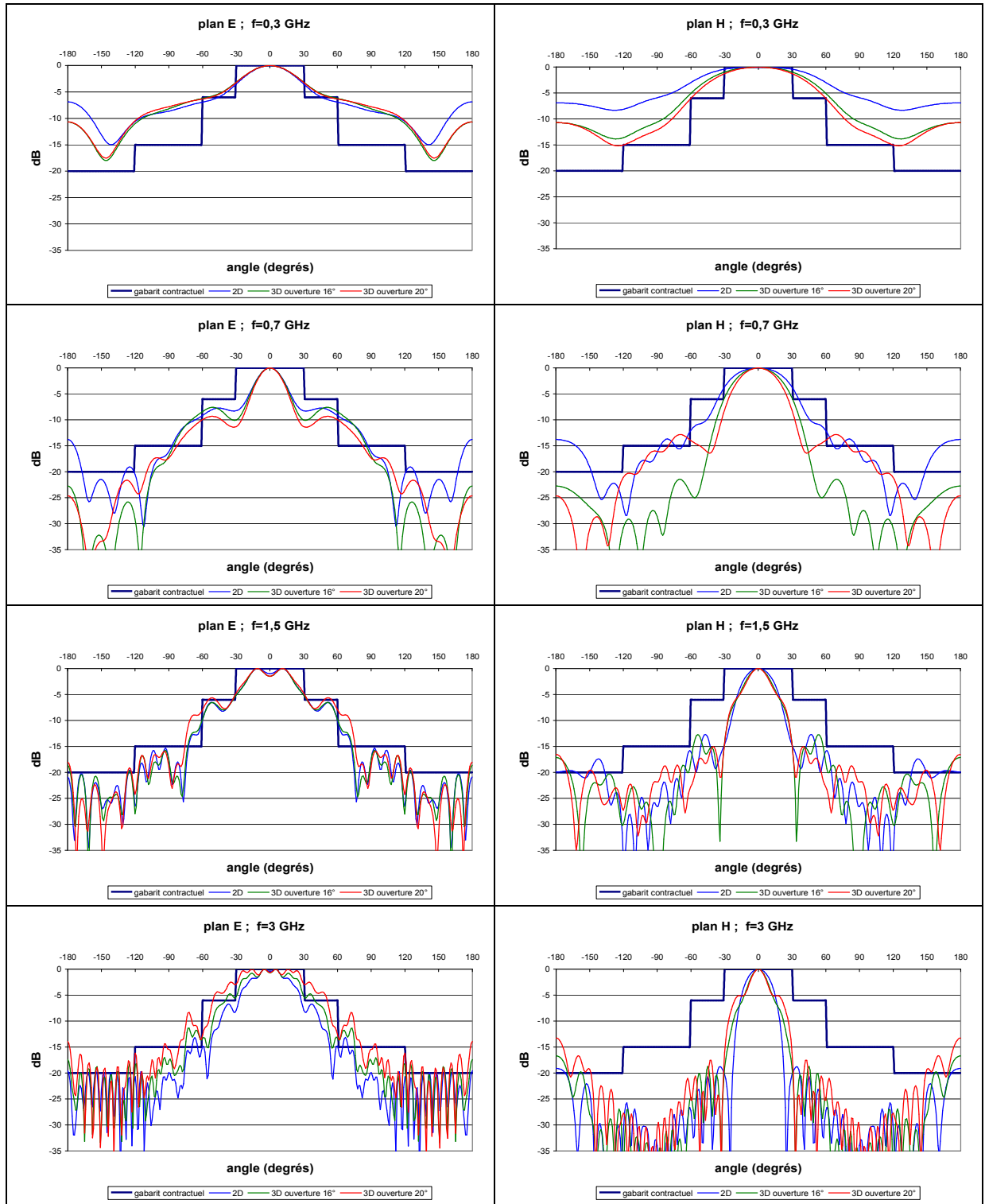


Figure 112 : diagrammes de rayonnement comparés

Les diagrammes de rayonnement présentés Figure 112 ont été tracés pour différentes valeurs de l'angle α . Seuls sont présentés ici les graphiques correspondant aux angles 16° , 20° et 0° (antenne 2D) ; en effet une valeur de 10° marque une forte dégradation des diagrammes en BF et se rapproche beaucoup de l'antenne 2D et une valeur de 30° n'améliore que très faiblement les diagrammes en BF au prix d'une dégradation importante des performances dès 1GHz.

Dans le plan E, le rayonnement arrière est plus faible avec les antennes 3D en basse fréquence. Au-dessus de 1GHz, les diagrammes normalisés sont similaires pour toutes les antennes, au-delà de 2 GHz les structures étroites reprenant un léger avantage.

Dans le plan H, les antennes 3D sont beaucoup plus directives en-dessous de 1 GHz. Le gabarit contractuel est respecté dès 500 MHz ; avec l'augmentation de la fréquence toutes les antennes tendent vers le même niveau de performance. Au-delà de 2 GHz, l'antenne 2D prend un léger avantage.

Pour les antennes 3D, le choix d'un angle $\alpha = 16^\circ$ semble être un bon compromis entre le gain en basse fréquence et le maintien des performances en hautes fréquences. Il faut noter en faveur de l'antenne 3D un gain bien supérieur à celui obtenu avec l'antenne 2D (Figure 113) :

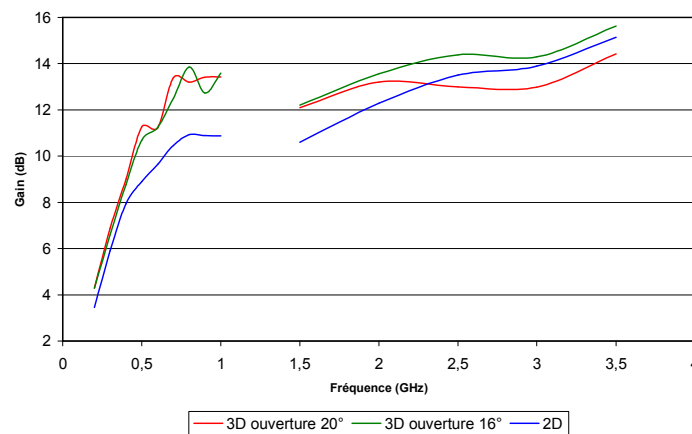


Figure 113 : gains comparés

Le développement de la structure dédiée à PULSAR a été stoppé avec le choix de l'antenne Libellule 3D présentant une ouverture de 16° . Deux antennes identiques répondant aux caractéristiques ci-dessus, ont été réalisées, courant 2003, par la société Europulse afin de pouvoir tester un système d'émission réception complet.

B. Antenne destinée au projet RUGBI

I - Rappel des contraintes

Les antennes développées dans le cadre du projet RUGBI doivent répondre aux critères suivants :

- avoir une large bande passante ; au moins 300 MHz – 3 GHz avec un gain ne présentant pas de discontinuité importante sur la bande ;
- être aptes à rayonner des impulsions brèves sans les étaler temporellement. Ceci exclut notamment toutes les antennes multi résonantes et les cornets ;
- pouvoir être dimensionnées de manière à assurer une impédance d'entrée compatible avec la chaîne de mesure ; si possible être constituées de téflon en entrée d'antenne afin d'améliorer la transition antenne – câbles en préservant la continuité du matériau diélectrique ;
- présenter des diagrammes de rayonnement symétriques dans les deux plans E et H et avoir une bonne directivité (typiquement une ouverture à -6 dB de 60°) ;
- ne pas avoir de composante croisée dans le champ rayonné afin de minimiser le couplage entre antennes ;
- présenter un encombrement et un poids compatibles avec la mise en réseau de 4 antennes, étant entendu que la limite basse de la bande de fréquence couverte par l'aérien dépend étroitement de l'ouverture de celles-ci.

Les contraintes imposées aux antennes d'émission et de réception dans le cadre du projet RUGBI sont très similaires à celles rencontrées avec le projet PULSAR. En effet, la problématique reste le rayonnement directif d'impulsions brèves et de fort niveau dans une bande de fréquences comparable. Seule diffère la contrainte de tenue en tension qui est allégée, le but étant ici d'obtenir des forts niveaux de champ via la mise en réseau de plusieurs antennes.

Il faut également noter l'évolution des contraintes de poids et d'encombrement. Bien qu'une plate forme dédiée soit conçue, la mise en réseau de 4 antennes d'émission et d'une antenne de réception nécessite un volume non négligeable.

Les simulations conduites précédemment ayant montré combien il est difficile de concilier performances en basse fréquence (directivité, absence de réflexions sur l'extrémité de l'antenne, fréquence de coupure basse...) et encombrement raisonnable, la recherche d'une nouvelle géométrie sera dictée par cet impératif. Enfin, un désir de simplification de la structure, dans le but d'éliminer la délicate réalisation des pales de l'antenne Libellule, a été pris en compte.

II - Naissance d'une nouvelle géométrie

La structure de l'antenne Libellule 3D a fourni la base du développement de l'antenne destinée au démonstrateur RUGBI.

Partant de la constatation que les courants se répartissent principalement sur les arêtes extérieures de la structure [9] (Figure 114), une géométrie marquant les mêmes angulations devrait avoir des performances similaires. L'idée d'une antenne creuse n'apportant pas beaucoup d'avantages en terme de facilité de réalisation, l'utilisation d'un simple ruban de métal courbé selon un profil particulier va être testé.

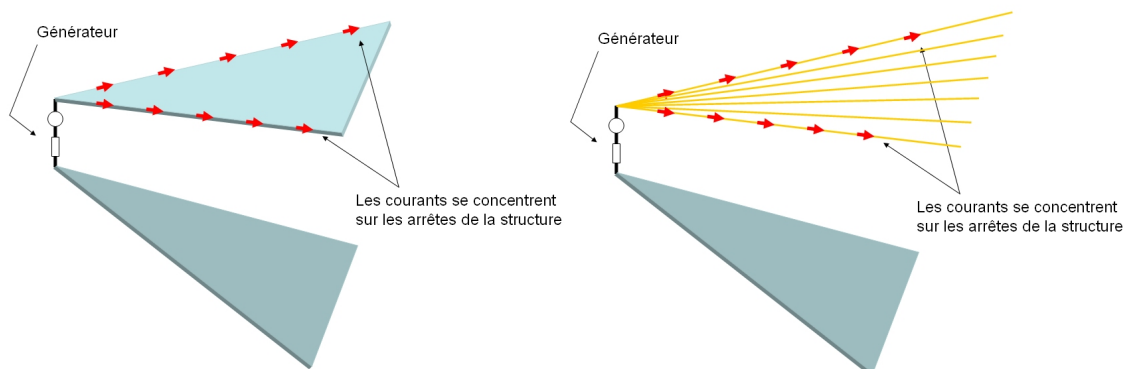


Figure 114 : répartition des courants antenne filaire/plaque métallique

L'antenne présentée Figure 115 est dérivée de l'antenne Libellule 3D. Elle est composée de 2 brins symétriques qui vont en s'élargissant au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'extrémité de l'aérien. Afin de conserver une masse raisonnable à l'ensemble, ces brins sont constitués d'une plaque métallique recourbée selon le profil voulu. L'utilisation d'une structure large permet de focaliser le rayonnement dans le plan H, améliore les performances en basses fréquences et permet de diminuer le niveau de courant réfléchi en bout d'antenne. La taille de l'ensemble ayant pu être légèrement augmentée, le diamètre des lobes a été revu à la hausse afin d'améliorer les performances basses fréquences et de minimiser les retours de courants liés à la réflexion en bout de pales.

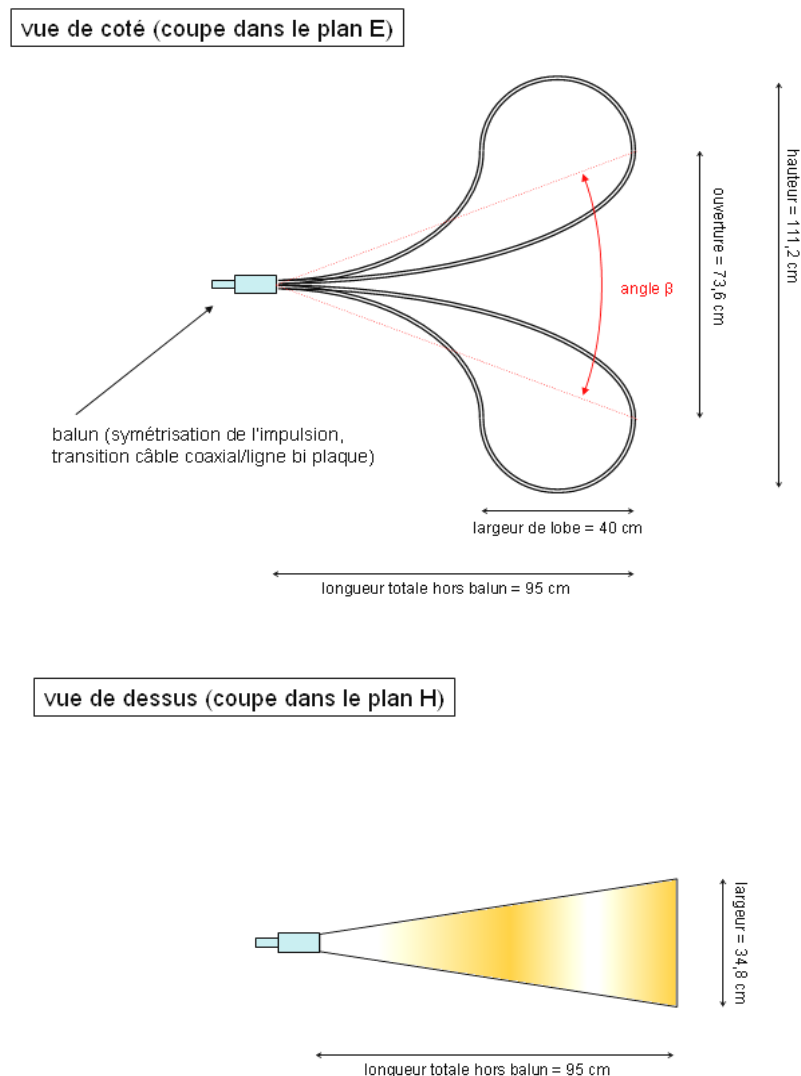


Figure 115 : plan de l'antenne Valentine



Figure 116 : antenne issue d'un fichier de simulation, symétrie effectuée dans le plan E

La simulation FDTD de cette structure a été effectuée (Figure 116). La structure a été maillée, l'alimentation se faisant avec un générateur 50Ω relié à une transition elle aussi discrétisée. Ceci nous a permis d'obtenir l'allure des champs lointains rayonnés dans l'axe, les diagrammes de rayonnement ainsi que les tensions et courants sur l'antenne.

Comme nous l'avons vu précédemment, il faut garder à l'esprit que nombre de caractéristiques dépendent fortement de l'excitation choisie. Dans toute la suite nous utiliserons une impulsion gaussienne ayant un temps de montée de 90 ps (largeur à la base 400 ps à -60 dB du maximum).

III - Résultats théoriques

1) Allure du courant dans le domaine temporel

Les retours de courant (Figure 117) présents entre 0,5 ns et 2 ns sont dus à des réflexions sur la transition servant à alimenter l'antenne et les premiers centimètres de celle-ci. Cette zone présente des ruptures d'impédance locales inhérentes au pas de discrétisation retenu ; une réalisation soignée de cette zone lors de la réalisation doit permettre de minimiser ce phénomène. La valeur maximale du courant est proche de 10 mA et le rebond d'extrémité d'antenne intervient entre 8 et 10,5 ns. Il présente une amplitude de 3% et est assez étalé.

Au vu de cette courbe, il semble que l'adaptation de l'antenne soit correcte. Les lobes larges et la structure choisie semblent être efficaces pour atténuer le retour de courant lié à l'extrémité de l'antenne.

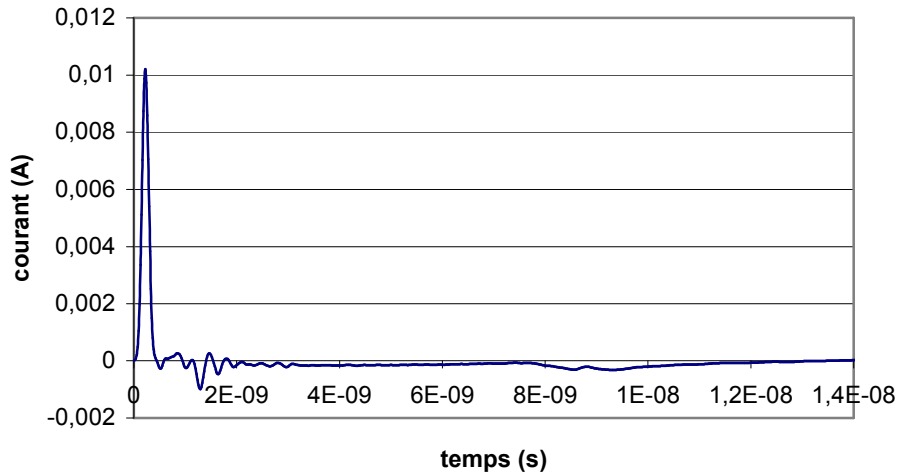


Figure 117 : courant mesuré en entrée d'antenne

2) Champs rayonnés dans l'axe

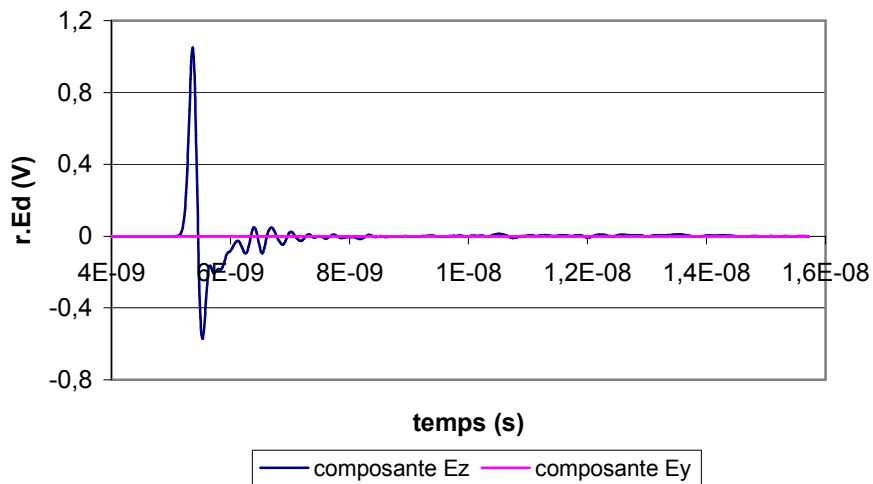


Figure 118 : produit champ lointain rayonné dans l'axe par la distance d'observation ($r.Ed$)

La composante principale du champ rayonné présente un temps de montée faible, de l'ordre de 120 ps. La composante croisée reste au niveau du bruit numérique en simulation (Figure 118).

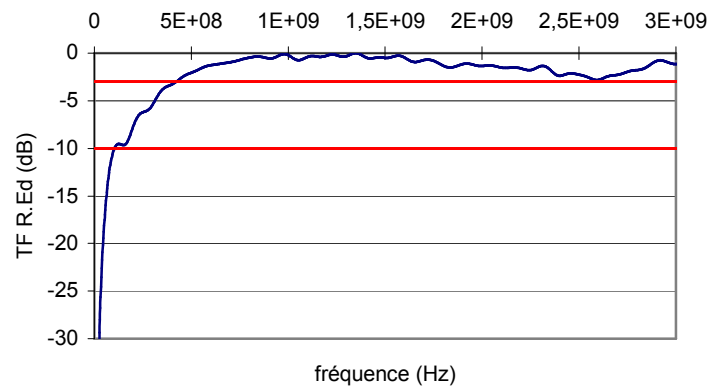


Figure 119 : allure fréquentielle du R.Ed

Le spectre du champ rayonné ne présente qu'une faible ondulation, la bande passante à -3dB est très satisfaisante avec une couverture spectrale en parfaite adéquation avec les contraintes imposées (Figure 119).

Fréquence coupure basse :

0,45 GHz à -3 dB

0,12 GHz à -10 dB

Fréquence coupure haute :

3,15 GHz à -3 dB

> 4 GHz à -10 dB

3) Gain simulé

Connaissant l'allure de la tension et du courant en entrée d'antenne, ainsi que le champ rayonné dans l'axe, nous pouvons calculer une valeur de gain simulé :

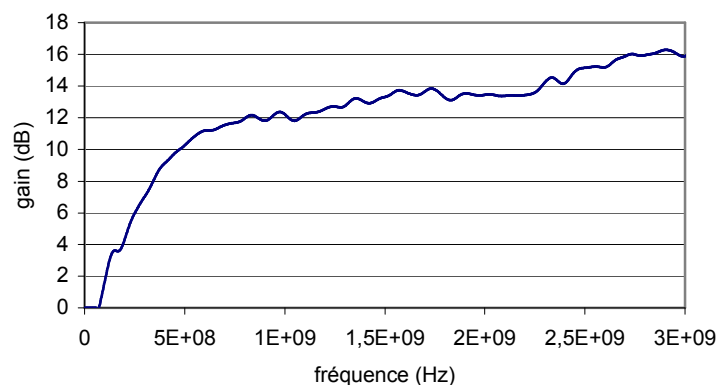


Figure 120 : gain simulé dans l'axe

La courbe obtenue Figure 120 est en adéquation avec l'application. La valeur théorique obtenue dépasse toujours 10 dB au-delà de 500 MHz.

4) Diagrammes de rayonnement

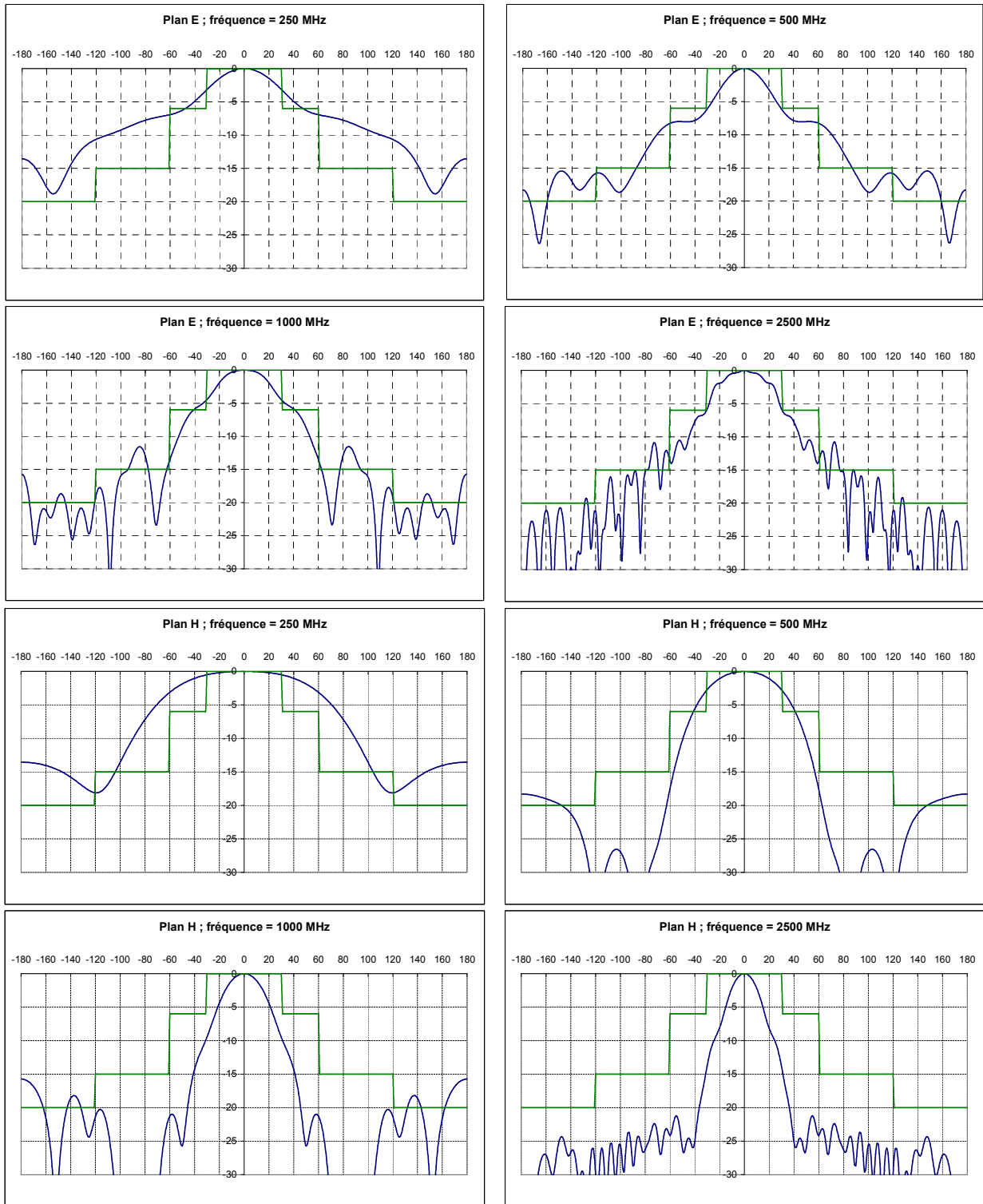


Figure 121 : diagrammes de rayonnement dans les plans E et H

Le gabarit type présenté dans les diagrammes de rayonnement Figure 121 fait référence au gabarit qui avait été fixé dans le cadre du projet PULSAR. Ici, il fournit une bonne aide pour apprécier les caractéristiques de l'antenne.

L'antenne commence à former un lobe de rayonnement dès 250 MHz. Le niveau arrière est un peu élevé (-13 dB), mais une partie de celui-ci est due au rayonnement arrière « direct » de la transition servant à alimenter l'antenne en simulation. Dans les deux plans les diagrammes se resserrent avec l'augmentation de la fréquence. On retrouve une meilleure focalisation du champ en plan H qu'en plan E comme habituellement sur ce type de structure.

Au vu des bons résultats ci-dessus, la recherche d'un compromis privilégiant un peu plus l'encombrement au détriment des performances a été envisagé.

5) Influence de la largeur de l'antenne

Différentes largeurs d'antennes ont été testées, le profil de l'antenne restant inchangé dans le plan E (Figure 122) :

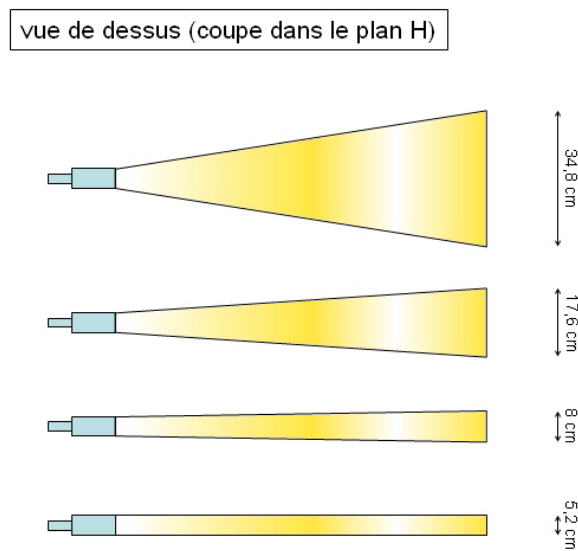


Figure 122 : recherche d'un compromis encombrement / performances

Comme vu précédemment, ce sont les diagrammes dans le plan H qui vont être le plus affectés par la réduction envisagée de la largeur :

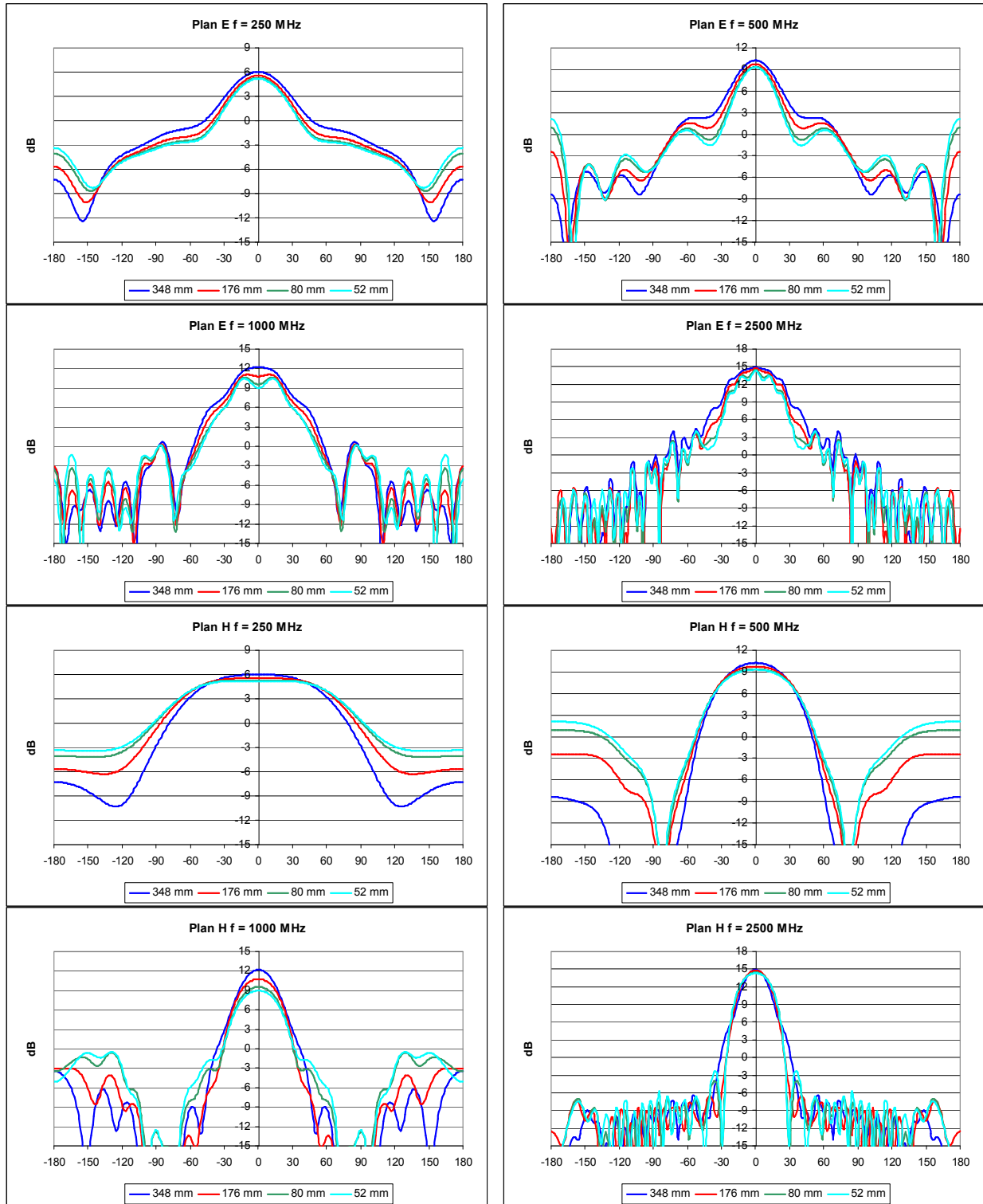


Figure 123 : diagrammes de rayonnement dans les plans E et H

Au vu des diagrammes de rayonnement présentés Figure 123, il apparaît effectivement une dégradation des performances de l'antenne avec la réduction de sa largeur. Ce phénomène se constate principalement dans le plan H.

L'étude de la mise en réseau tendant à positionner les antennes avec leurs plan E parallèles, on peut cependant espérer compenser la dégradation des performances sur une antenne unique par la création d'un effet réseau focalisant l'énergie dans le plan H. Dans cette configuration, disposer d'antennes étroites donnerait une plus grande latitude de positionnement des aériens sur la plate forme. Afin de quantifier cette donnée, une simulation de directivité a été réalisée en opposant une configuration d'antenne unique large à une configuration composée de deux antennes étroites.

6) Mise en réseau d'antennes étroites

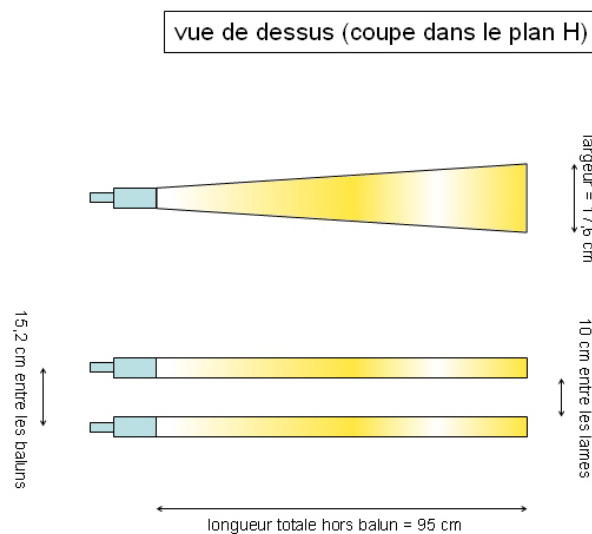


Figure 124 : configurations comparées

La Figure 124 nous montre les deux géométries comparées. Là encore, nous nous focaliserons sur les diagrammes de rayonnement et sur le gain dans l'axe obtenus.

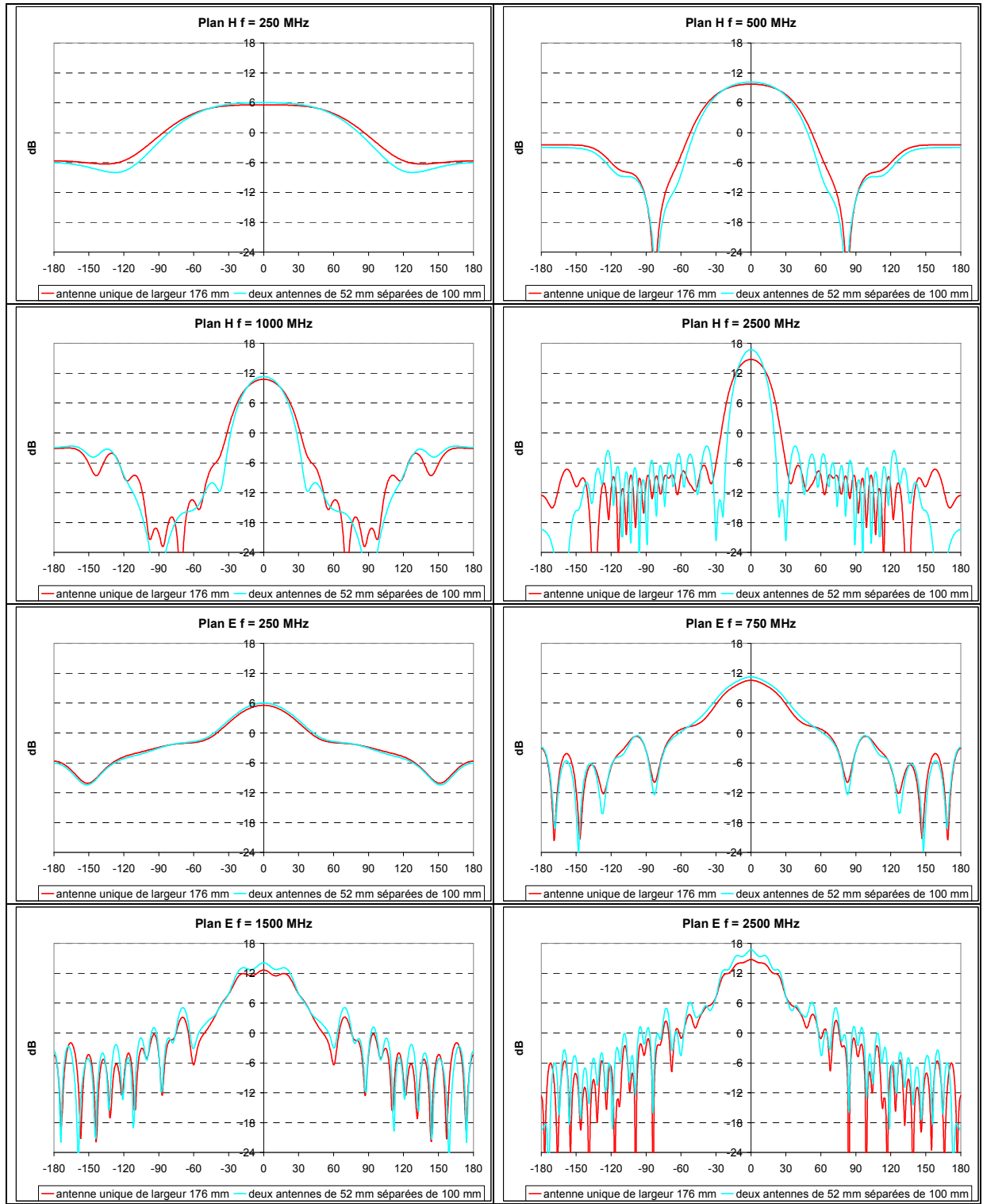


Figure 125 : diagrammes de rayonnement ; plans E et H

Au vu des résultats présentés Figure 125, il apparaît que l'association de 2 antennes étroites permet d'obtenir des diagrammes comparables à ceux de l'antenne unique dans le plan E, pour toute la bande de fréquence étudiée. Dans le plan H, l'effet réseau compense largement la perte de directivité des antennes élémentaires.

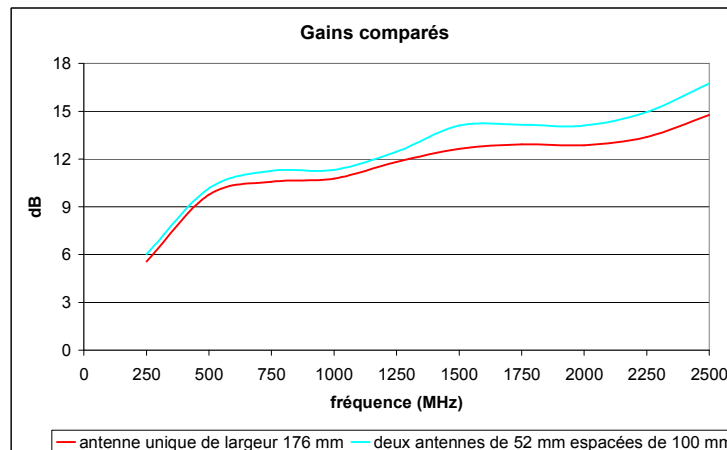


Figure 126 : gains comparés

Le gain de la structure réseau dans l'axe dépasse toujours le gain de l'antenne seule (Figure 126) ; de plus avec l'augmentation de la fréquence l'écart tend à augmenter jusqu'à valoir 3 dB. La nécessité de disposer d'une structure rayonnante efficace en basse fréquence pousse à choisir une antenne large pour ses performances supérieures. Néanmoins, la finalité du dispositif étant de fonctionner en réseau, une antenne étroite présente des avantages certains : grande liberté de positionnement des antennes entre elles ; légèreté ; fabrication simplifiée. Il paraît donc préférable de retenir la structure la plus étroite possible comme élément rayonnant dans le cadre de RUGBI.

7) Influence de l'armature de support

Afin de maintenir les rubans en place et de fournir des points d'accroche permettant de disposer à loisir les antennes sur leur plate forme ou sur des mats de mesure, il a été nécessaire d'étudier l'influence du bâti des antennes.

L'idée première a été d'utiliser des flancs latéraux de permittivité diélectrique la plus faible possible ainsi que représenté Figure 127 :

Plaques rigides servant au maintien des lames de métal

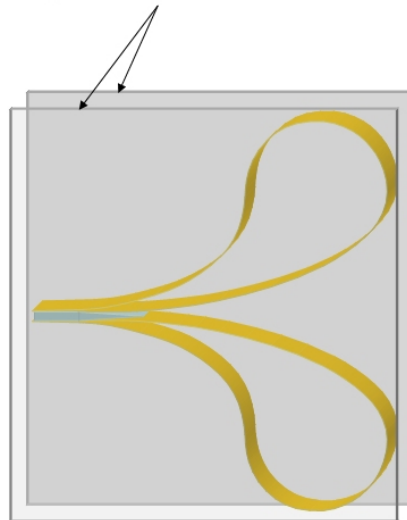


Figure 127 : antenne Valentine définitive

Après simulation d'une telle structure, une solution utilisant des plaques latérales ajourées a finalement été préférée, celles-ci perturbant moins le fonctionnement de l'antenne.

L'antenne Valentine dans sa version « étroite », avec des brins de largeur constante, a été commandée à la société Europulse en quatre exemplaires à la fin du printemps 2004.

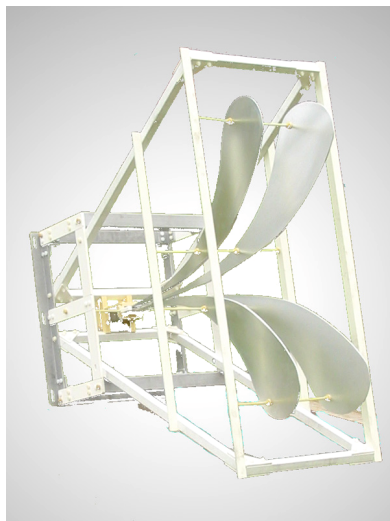
Chapitre 3

Mesures et expérimentations conduites sur les antennes Libellule et Valentine

Dans le cadre des études sur les radars ULB impulsions menées au sein du laboratoire, de nombreuses campagnes de mesures sont conduites afin de caractériser au mieux les aériens utilisés. La première partie de ce chapitre présente le mode opératoire suivi ainsi que les résultats expérimentaux obtenus sur les antennes destinées à équiper le moyen PULSAR. La deuxième partie est consacrée aux aériens conçus dans le cadre de RUGBI ; elle détaille la mise au point du prototype de l'antenne Valentine réalisé ainsi que les premiers résultats de mesures sur la version définitive de celle-ci.

A. Projet PULSAR, antennes de type « Libellule »

Suite à l'étude théorique présentée dans le Chapitre 2, deux antennes de type « Libellule » ont été réalisées par la société Europulse (ces dernières seront respectivement nommées « Clochette » et « Evinrud » dans toute la suite). A première vue, ces deux antennes sont identiques ; elles diffèrent cependant au niveau du balun les équipant. En effet, l'antenne dédiée à l'émission (Clochette) étant soumise à des contraintes de tenue en tension importantes, il a été nécessaire de l'équiper d'un balun spécifique. Parallèlement aux antennes Libellule, un cornet ridge travaillant dans la même bande de fréquence a été acheté afin de pouvoir tester différentes configurations en réception (Figure 128).



(a)



(b)

Figure 128 : antenne Libellule (a) ; Cornet ridge (b)

I - Mesures préliminaires

1) Caractérisation de la chaîne d'acquisition

a - *Caractérisation du générateur*

La plupart des mesures présentées dans ce chapitre ont été effectuées en utilisant un générateur Kentech APG1 comme source de tension. Celui-ci délivre une impulsion de type gaussienne présentant un fort contenu spectral. Une acquisition du signal délivré par ce générateur est présentée (Figure 129) ; elle a été réalisée à l'aide d'un oscilloscope séquentiel TDS 820.

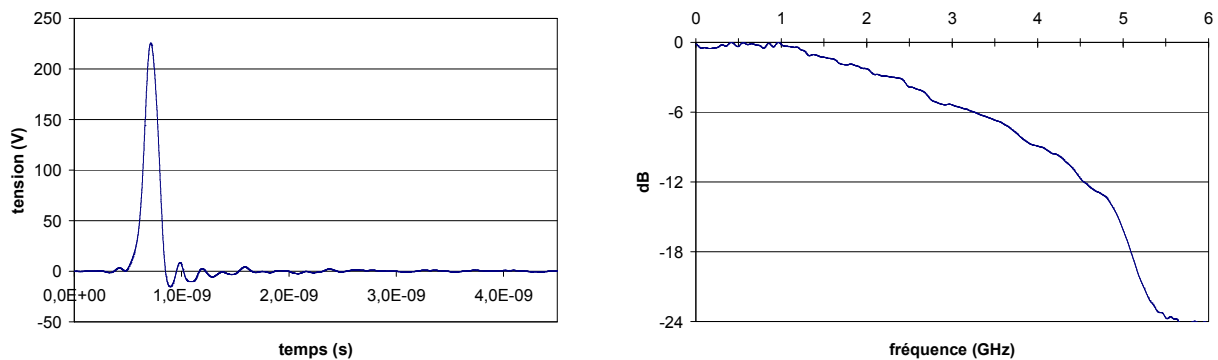


Figure 129 : allure temporelle et fréquentielle du générateur

Il y a peu d'oscillations avant le déclenchement, mais l'impulsion principale est suivie d'oscillations secondaires de faible amplitude. Le temps de montée 10%-90% mesuré est de 116 ps et la bande passante du signal à -20 dB dépasse légèrement 5 GHz. Ces caractéristiques impliquent d'apporter un soin particulier à toutes les connectiques utilisées afin de ne pas altérer le signal délivré (dispersion induite, atténuation des hautes fréquences). Ce générateur est particulièrement bien adapté pour toutes les manipulations de caractérisation d'éléments en temporel de par sa très grande bande passante.

b - Caractérisation des composants de la chaîne de mesure

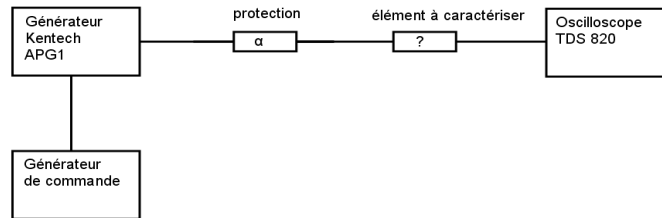


Figure 130 : synoptique du banc de caractérisation

Afin de pouvoir compenser les distorsions induites par les différents constituants de la chaîne d'acquisition lors d'une mesure, il est nécessaire d'effectuer des caractérisations préalables de tous les composants utilisés. Pour ce faire, leur fonction de transfert $H(f)$ est déterminée à l'aide d'un banc de mesure tel que présenté Figure 130.

$$H(f)_{\text{élément}} = \frac{TF(v_{\text{mesure}}(t))}{TF(v_{\text{référence}}(t))}$$

V_{référence} : correspond à la différence de potentiel mesurée lorsque le générateur est relié à l'oscilloscope via l'élément de protection (atténuateur)

V_{mesure} : correspond à la différence de potentiel mesurée lorsque l'élément à caractériser est rajouté dans la chaîne de mesure

Les relevés temporels effectués ont permis de déterminer les modules et phases des fonctions de transfert des différents éléments utilisés en manipulation. Il apparaît nettement que les câbles, connecteurs et atténuateurs peuvent voir leurs caractéristiques varier de manière non négligeable avec l'augmentation de la fréquence. Ce phénomène parasite sera compensé par traitement informatique sur les résultats présentés dans le chapitre. Cette méthode trouve cependant sa limite dans le cas d'atténuateurs de forte valeur (30 et 40 dB ici). Ceux-ci n'ont pu être correctement caractérisés, le signal issu des acquisitions n'ayant pas un niveau suffisant pour obtenir un rapport signal à bruit exploitable. Par défaut, ils seront donc considérés comme « idéaux » dans toute la suite de l'étude.

Exemple : Caractérisation d'un atténuateur 6 dB en transitoire

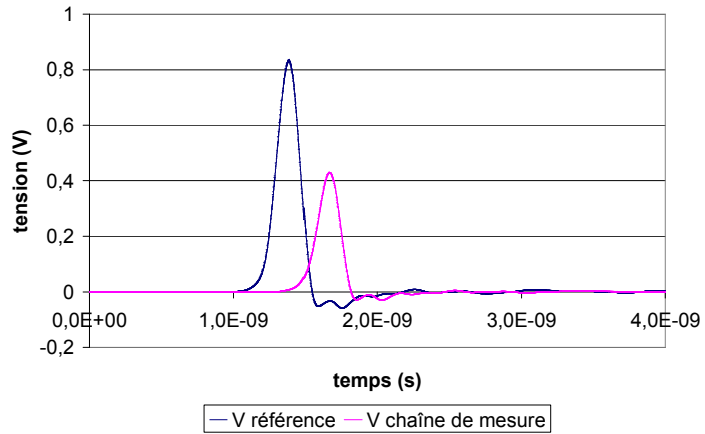


Figure 131 : acquisitions temporelles réalisées

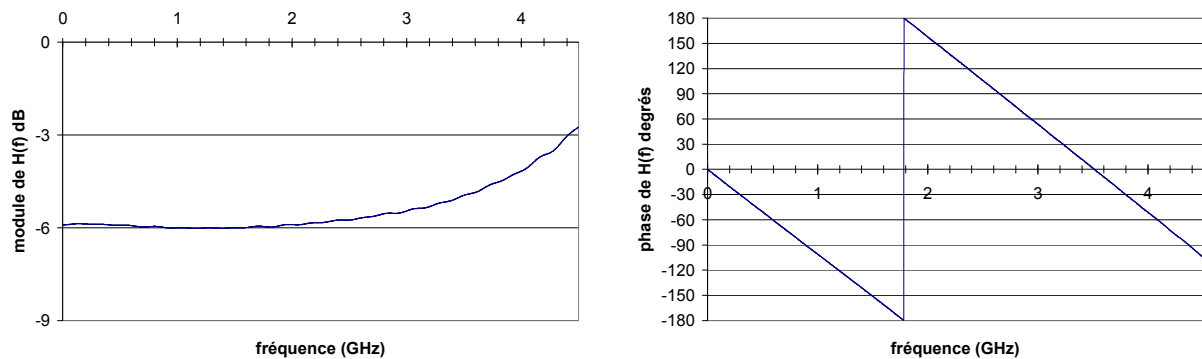


Figure 132 : résultats fréquentiels obtenus

Les données obtenues (Figure 131 et Figure 132) sont conservées sous forme de bibliothèque de fichiers de points pouvant être intégrés au sein du logiciel simulant la chaîne radar complète. L'atténuateur caractérisé ici présente une évolution de phase très linéaire, mais voit le module de sa fonction de transfert fortement augmenter au-delà de 2 GHz.

2) Calcul du temps clair

Dans le cadre des mesures de rayonnement, il convient de s'assurer que les données enregistrées ne sont pas affectées par des retours parasites liés à l'environnement de mesure. Afin de repousser au maximum le moment où les premiers échos parasites atteignent les antennes suite à un tir, les dispositifs d'émission réception doivent être aussi éloignés que possible de tout élément susceptible de réfléchir une partie du signal.

Dans la chambre de mesure CHEOPS du CELAR, les antennes comme les cibles peuvent être disposées en hauteur sur des colonnes en polystyrène expansé. Ce type de support étant relativement « transparent » au rayonnement électromagnétique (ϵ_r proche de 1), le temps clair se calcule par rapport aux parois les plus proches. Ici, le sol va répondre en premier : l'écart entre le trajet direct et le premier trajet avec rebond est de 5,1 m soit un temps clair d'environ 17 ns dans la chambre (Figure 133).

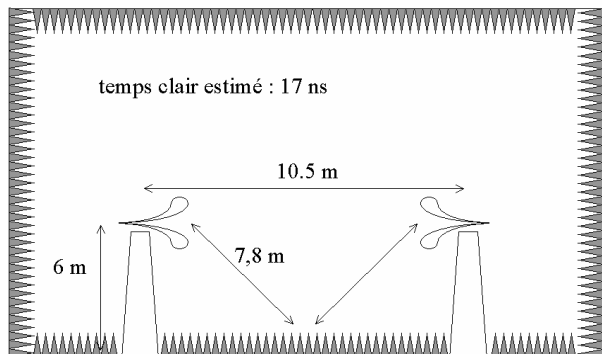
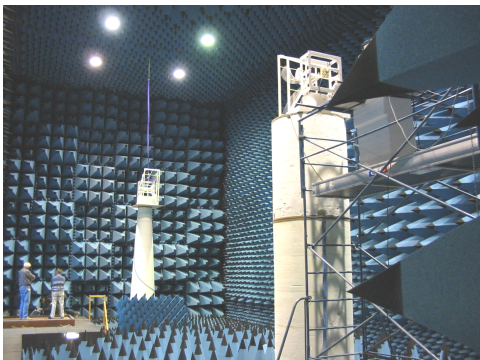


Figure 133 : chambre de mesure anéchoïque CHEOPS

II - Caractérisation des antennes de type Libellule

1) Mesure des ensembles antenne – balun en réflectométrie

Le couple antenne – balun à caractériser est directement relié à un réflectomètre Tektronix 1502 TDR à l'aide d'un câble de référence (1 mètre, 50 Ω). L'aérien est placé de telle manière que son rayonnement se fasse dans un espace dégagé d'obstacles et repose sur un support non métallique afin de limiter les perturbations. Les résultats obtenus sont présentés Figure 134.

La première courbe présente une mesure effectuée sur l'antenne Clochette avec son balun d'origine. On constate une augmentation régulière de l'impédance locale au cours de la propagation dans l'aérien. Le curseur est positionné à une distance correspondant à l'extrémité de l'antenne. La deuxième courbe est un zoom de la mesure précédente centré sur la transition en entrée d'antenne. Il y a une rupture locale d'impédance forte, qui après mesure précise a été localisée à l'intérieur du balun. La troisième courbe a été obtenue en caractérisant l'antenne Evinrud dans des conditions similaires à la mesure précédente. La réponse des aériens est semblable pour les deux structures, par contre le balun d'Evinrud ne présente pas de rupture d'impédance aussi marquée que celui équipant Clochette.

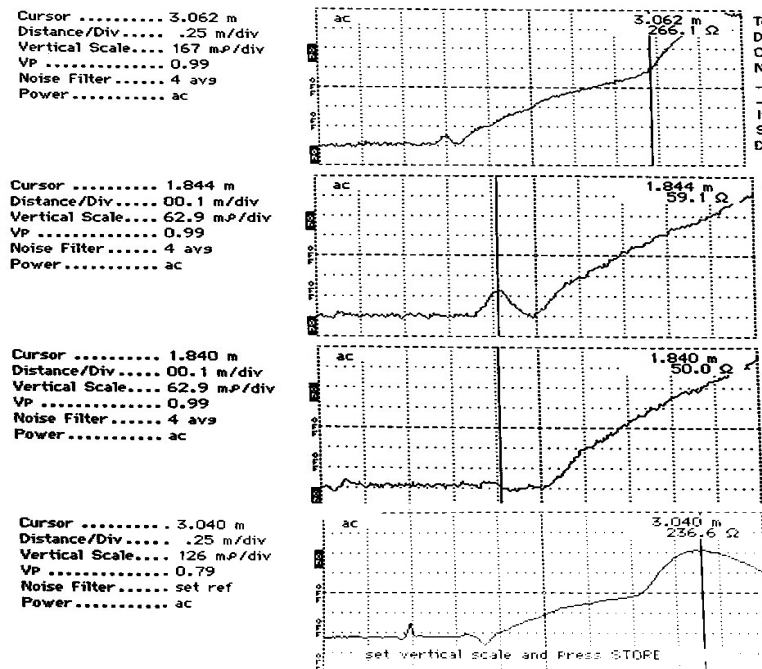


Figure 134 : mesures au réflectomètre des ensembles baluns-antennes

Suite à ces mesures, le balun de Clochette a été modifié afin d'optimiser ses performances globales ; la dernière courbe présente le meilleur résultat obtenu. Deux légères ruptures d'impédance locales subsistent, mais il convient de rappeler que l'antenne Clochette est destinée à servir d'antenne d'émission et doit donc être capable de supporter des niveaux de tensions supérieurs. Cette contrainte s'est répercutée sur son balun et entraîne la légère baisse des performances constatée. Les discontinuités d'impédance relevées sont respectivement de 10 Ω et de 30 Ω .

2) Mesure du S_{11} à l'analyseur

Le paramètre S_{11} des antennes a été mesuré à l'aide d'un analyseur. Le balun est connecté à l'accès 1 de l'appareil, lequel donne directement accès au coefficient de réflexion. Ici encore l'antenne est placée de telle manière que son rayonnement se fasse dans un espace dégagé d'obstacles et repose sur un support non métallique. Les résultats obtenus sont présentés Figure 135 et Figure 136.

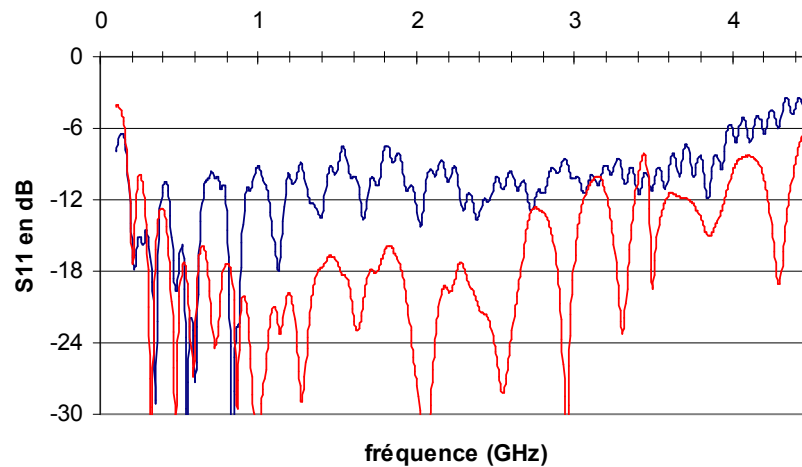


Figure 135 : S_{11} des antennes Libellule d'émission (Clochette courbe bleue) et de réception (Evinrud courbe rouge)

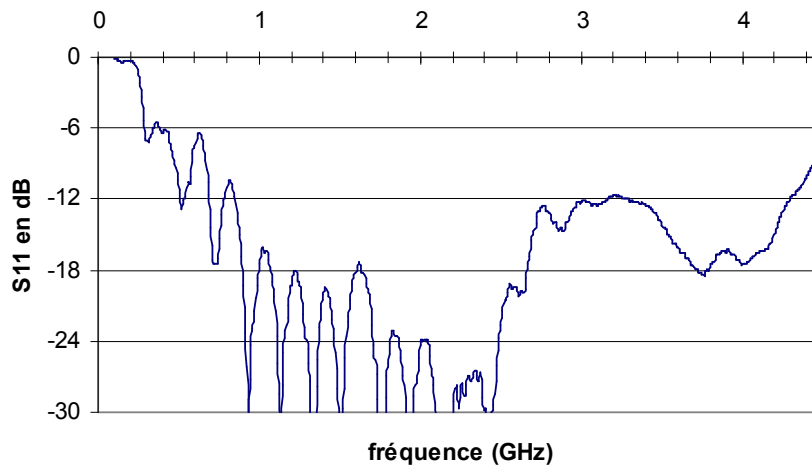


Figure 136 : S_{11} de l'antenne cornet

Les S_{11} des antennes Libellule sont nettement différents, Clochette présentant logiquement une adaptation moins performante sur la bande de fréquence couverte par l'analyseur. Celle-ci conserve toutefois des performances correctes ($S_{11} < -8$ dB) de 200 MHz jusqu'à presque 4 GHz. Par comparaison le S_{11} du cornet a été mesuré ; il montre nettement la coupure basse fréquence (300 MHz) liée au guide d'onde présent en entrée de l'antenne. Ce phénomène excepté, l'adaptation est réalisée de 800 MHz à 4,2 GHz.

3) Mesure de champs rayonnés antennes face à face

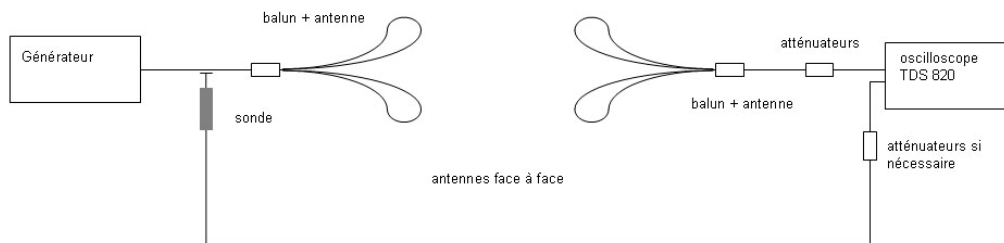


Figure 137 : synoptique du montage effectué

Dans toutes les mesures suivantes, les antennes sont disposées dans la chambre anéchoïque CHEOPS du CELAR sur des supports se faisant face. Une antenne émet et l'autre est reliée à un dispositif d'acquisition (Figure 137).

a - Champs rayonnés dans l'axe

L'antenne d'émission est alimentée avec le générateur Kentech APG1. Les deux antennes Libellule sont alignées et disposées en polarisation V-V, baluns distants de 10,5 m. Le signal reçu (Figure 138) est un signal à valeur moyenne nulle. L'impulsion relevée reste très étroite (1,7 ns environ) et n'est suivie que d'une faible traîne. Le rebond sur le sol apparaît faiblement 17 ns après le pic principal conformément aux calculs de temps clair effectués.

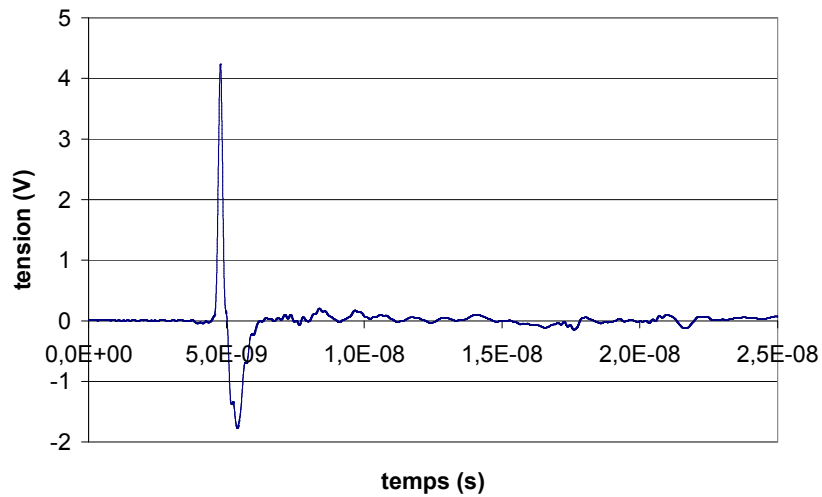


Figure 138 : allure de la tension en pied d'antenne de réception

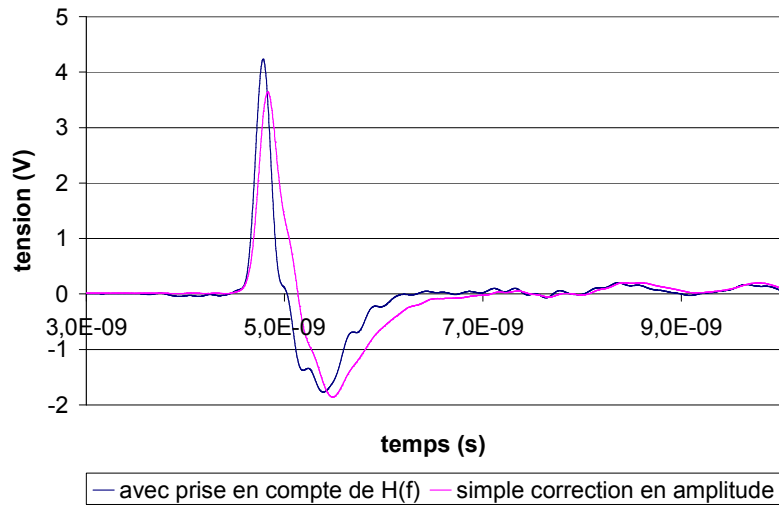


Figure 139 : zoom sur l'impulsion reçue

La Figure 139 présente un zoom sur l'impulsion reçue. La courbe corrigée de l'influence des composants de la chaîne d'acquisition présente une dispersion nettement plus faible et des fronts de montée plus raides que la mesure simplement compensée en amplitude. Alimentée par le générateur APG1, l'antenne rayonne un signal ayant une largeur de bande de 4 GHz à -20 dB (Figure 140), ce qui est très satisfaisant.

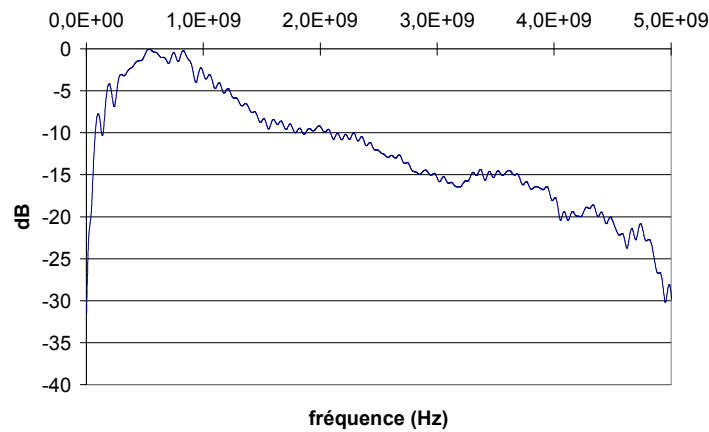


Figure 140 : TF du signal reçu dans l'axe

b - Gain

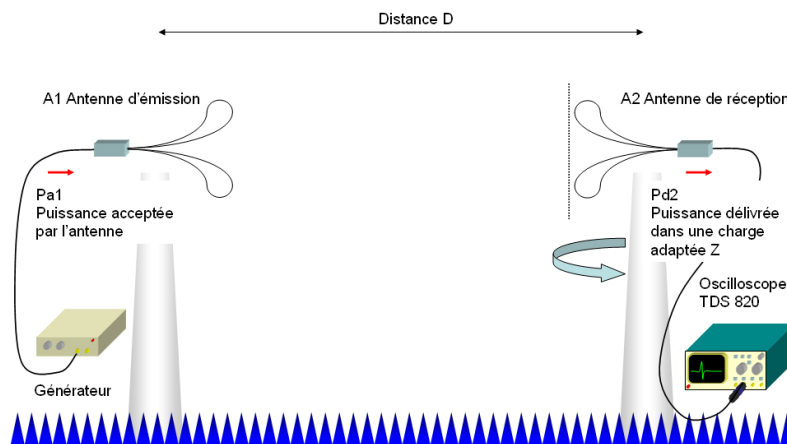


Figure 141 : synoptique de mesure

La détermination du gain des antennes s'effectue dans la configuration de mesure des champs rayonnés dans l'axe (Figure 141). A partir du relevé des allures temporelles des signaux délivrés et reçus, il est possible de remonter au gain d'une antenne Libellule « moyenne » par le calcul.

En notant P_{a1} la puissance acceptée par l'antenne d'émission A1, P_{d2} la puissance délivrée à la charge par l'antenne de réception A2, S_{e2} la surface effective de l'antenne A2 et ΔP_{s1} la densité de puissance surfacique liée à A1 dans le plan de A2. Il vient :

$$P_{d2} = S_{e2} \cdot \Delta P_{s1}$$

Avec $G1$ gain de l'antenne $A1$, $\Delta Ps1$ s'écrit :

$$\Delta Ps1 = \frac{Pa1}{4\pi \cdot D^2} \cdot G1 \quad \text{d'où} \quad Pa1 = \frac{\Delta Ps1}{G1} \cdot 4\pi \cdot D^2$$

La surface effective $Se2$ a pour valeur :

$$Se2 = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G2$$

Il vient :

$$Pd2 = G1 \cdot G2 \cdot Pa1 \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot D}\right)^2$$

Si l'adaptation sur une impédance Z est parfaite en émission comme en réception :

$$Pd2 = \frac{|Vreçue|^2}{Z} \quad \text{et} \quad Pa1 = \frac{|Vgénérateur|^2}{Z}$$

En considérant deux antennes identiques se faisant face, $G1=G2=Gaxe$:

$$Gaxe = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot D}{\lambda}\right) \cdot \frac{|Vreçue|}{|Vgénérateur|}$$

La formule peut s'appliquer dans le cas où les antennes sont dépointées d'un angle φ :

$$G(\varphi) = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot D}{\lambda}\right) \cdot \left(\frac{Vreçue(\varphi)}{Vgénérateur}\right)^2 \cdot \frac{Vgénérateur}{Vreçue(axe)}$$

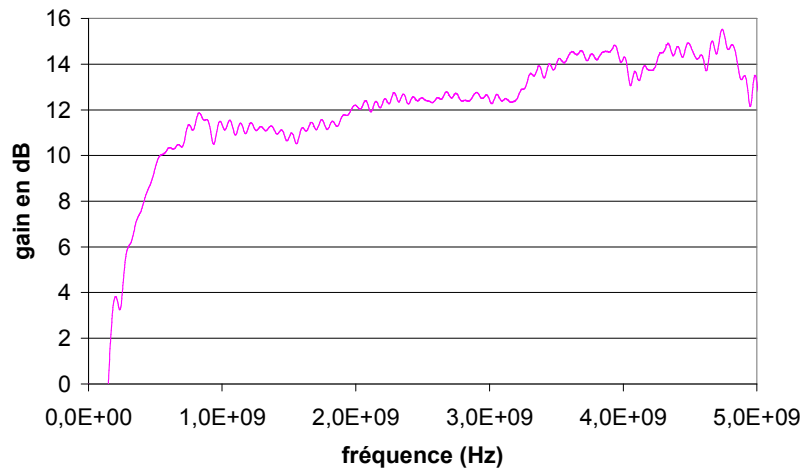


Figure 142 : gain de l'antenne Libellule

Le gain de l'antenne « moyenne » est compris entre 10 dB et 13 dB de 500 MHz à 3,5 GHz. L'antenne ne présente pas de fréquence de coupure basse (rayonnement TEM) ; sa fréquence de coupure haute se situe au dessus de 5,5 GHz. Ce résultat dépasse les exigences du cahier des charges et est conforme aux résultats de l'étude théorique. (Figure 142).

c - Isolation de polarisation

Afin de mesurer l'isolation de polarisation, une des deux antennes subit une rotation de 90° selon l'axe horizontal afin de réaliser une mesure « croisée » (Figure 143). La source utilisée ici est le générateur LGE IUB02. Les notations V et H désignent respectivement un positionnement de l'antenne tel que son plan E principal soit Vertical ou Horizontal. Lorsque les deux abréviations sont utilisées conjointement, il s'agit de la configuration des antennes d'émission et de réception citées dans cet ordre.

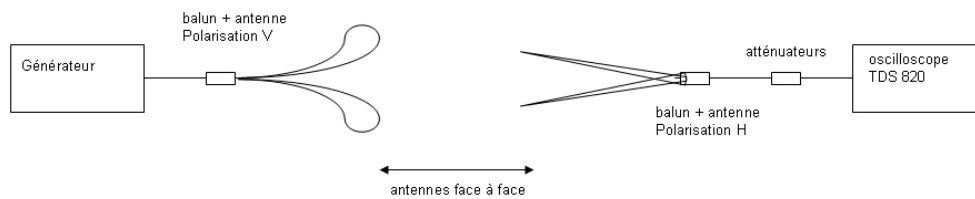


Figure 143 : synoptique de mesure, configuration V-H

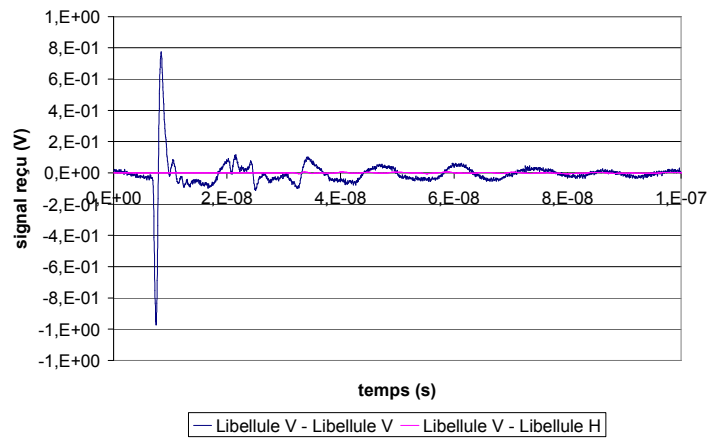


Figure 144 : mesure de la polarisation croisée

Le niveau de polarisation croisée mesuré est extrêmement faible. Le rapport entre les maxima des signaux reçus en configuration V-V et V-H est supérieur à 40 dB. Ces résultats ont été confirmés par les mesures conduites en polarisation H-H et H-V et sont en accord avec les simulations numériques effectuées (Figure 144).

d - Champs rayonnés dans différentes directions



Figure 145 : synoptique de mesure

L'allure des champs rayonnés est relevée en dépointant successivement l'antenne de réception à droite puis à gauche, dans les deux polarisations principales et pour les couples d'antennes Libellule-Libellule et Libellule-Cornet. Les mesures ont été effectuées pour les angles 0° , 10° , 20° , 30° , 40° , 50° , 60° , 90° , 135° et 180° ; seules quelques courbes seront présentées ici (Figure 145).

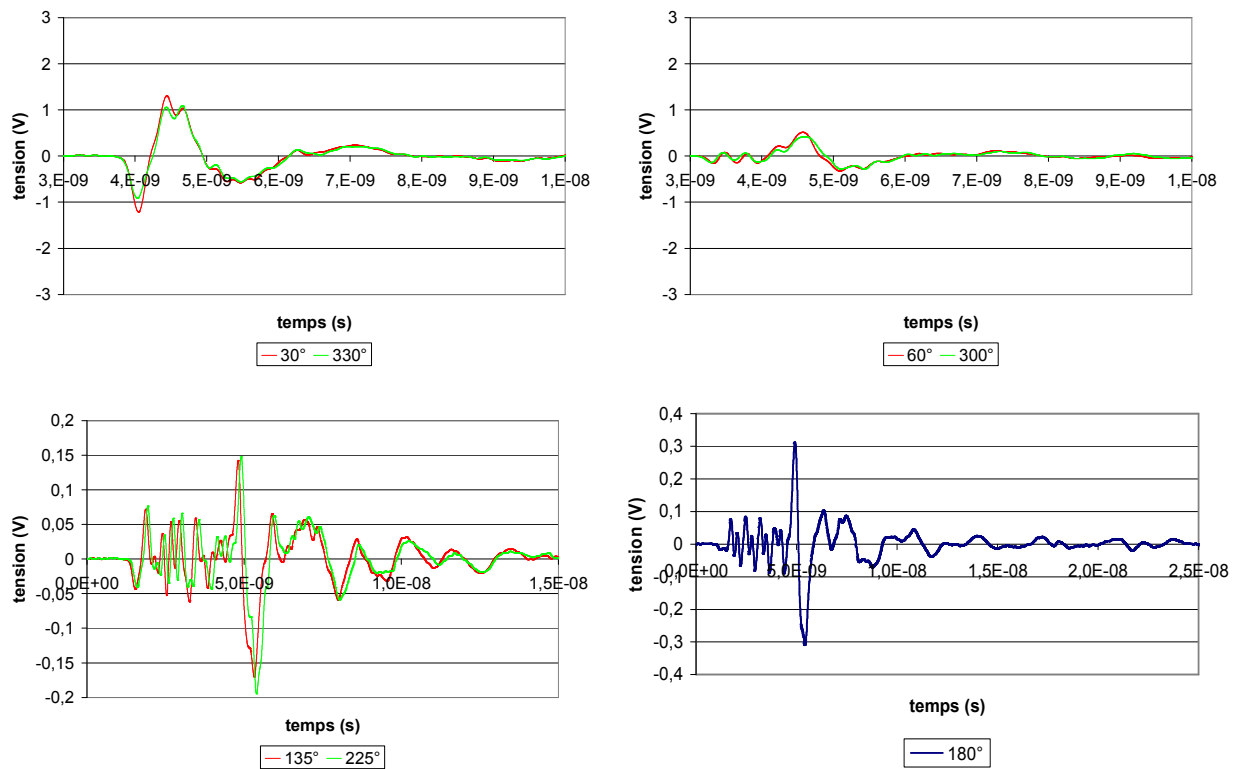


Figure 146 : allure des tensions en pied d'antenne de réception, mesures effectuées dans différentes directions à l'aide d'antennes « Libellule » en polarisation V-V

Les champs rayonnés de part et d'autre de l'axe sont semblables dans leur allure et leur amplitude (Figure 146). La légère différence de niveau constatable entre deux mesures « symétriques » est imputable à un alignement des antennes imparfait lors de la mesure dans l'axe (erreur de l'ordre de 3°). Avec le dépointage, l'impulsion rayonnée augmente de largeur et diminue rapidement en niveau. En conséquence, les fronts de montée et de descente deviennent moins raides, le signal est moins riche en contenu haute fréquence. Ces mesures concordent bien avec le comportement attendu de l'antenne ; celle-ci présentant des diagrammes de rayonnement théoriques se resserrant avec la montée en fréquence.

e - Comparaison des couples d'antennes

Les Figure 147 et Figure 148 comparent les allures temporelles et fréquentielles des champs rayonnés dans l'axe pour un couple d'antennes Libellule-Libellule et un couple d'antennes Libellule-Cornet. L'utilisation du cornet provoque une baisse de l'amplitude crête à crête de 6 Volts à 5,1 Volts, traduisant une moins bonne directivité et/ou une efficacité moindre en haute fréquence. Il faut également noter une forte déformation de l'impulsion dont l'étalement temporel augmente. Ce phénomène est en partie dû au fait que les fréquences inférieures à 300 MHz sont inexistantes dans le spectre, le cornet agissant alors comme un filtre passe-haut. Ce comportement est nettement visible dans le domaine fréquentiel. Au-delà de 1 GHz cependant, les allures des spectres sont comparables. Il faut noter que la fluctuation importante autour de 2 GHz dans le cas de la mesure Libellule-Cornet est liée à un problème de connectique et non à la présence du cornet.

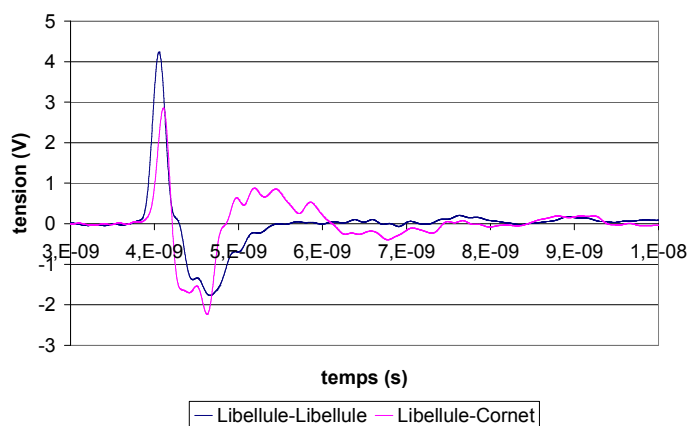


Figure 147 : allure des tensions en pied d'antenne de réception suivant l'aérien utilisé

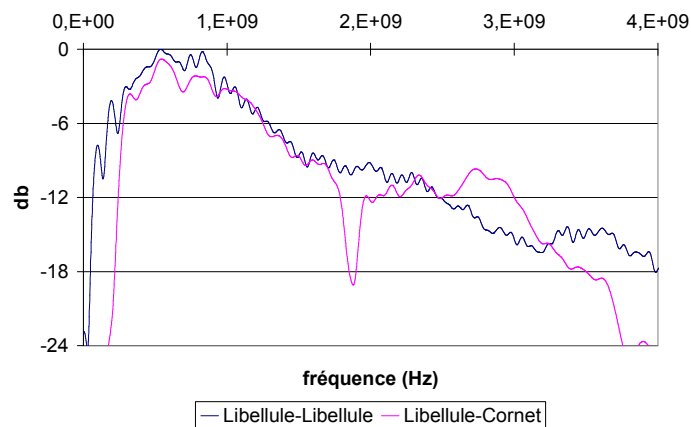


Figure 148 : comparaisons dans le domaine fréquentiel

f - Influence du générateur

Les antennes Libellule ont été disposées l'une en face de l'autre, des tirs ont été effectués en alimentant successivement l'antenne d'émission à l'aide des générateurs LGE IUB 02 et Kentech APG1. Le générateur LGE IUB02 est constitué d'un éclateur à gaz délivrant un signal de fort niveau et aux fronts de montée très raides. Il a été conçu pour être utilisé sur le banc PULSAR en remplacement du générateur Europulse 12kV EP1504 DSRD (Figure 149) [41].

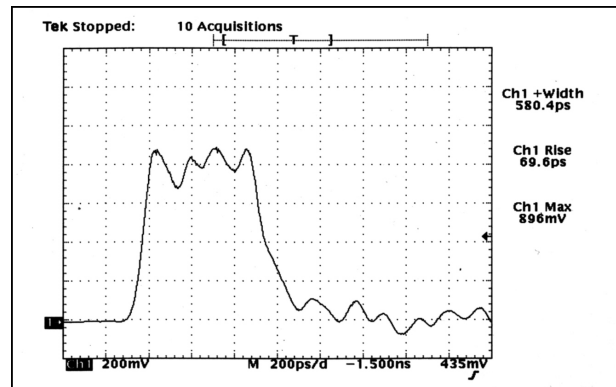
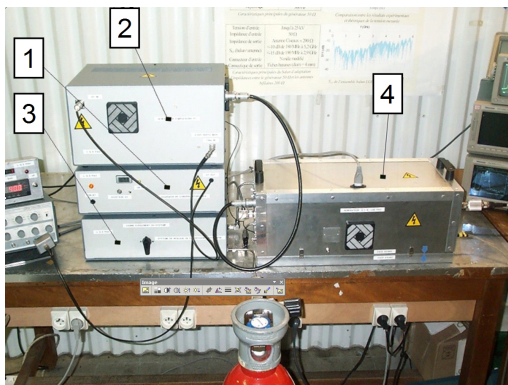


Figure 149 : générateur LGE IUB02 et allure temporelle de l'impulsion délivrée

Différents constituants du générateur :

- | | | | |
|-----|--------------------------------|-----|-----------------------------|
| 1 : | alimentation continue | 2 : | source pulsée 55kV ; 500 Hz |
| 3 : | régulateur haute pression (H2) | 4 : | générateur d'impulsions |

Les performances théoriques de ce générateur sont les suivantes :

- impulsions délivrées de niveau crête maximum 25 kV
- temps de montée 10%-90% minimum de 60 ps
- impédance de sortie 50 Ω , connecteur N modifié afin de tenir la tension
- signal résiduel après 5 ns inférieur à 3%
- reproductibilité +/- 5%
- fréquence de répétition maximale 500 Hz
- déclenchement par trigger externe

Ce générateur peut être couplé à différentes lignes de formation afin de moduler la durée de l'impulsion ; les valeurs disponibles étant 650 ps, 890 ps, 1 ns, 1,2 ns et 1,5ns.

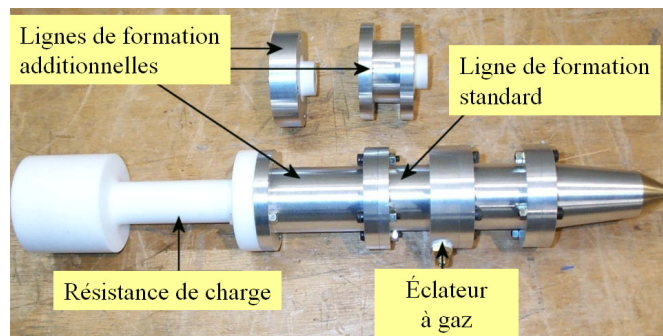


Figure 150 : éclateur à gaz et lignes de formations

La Figure 151 présente les tensions obtenues en pied d'antenne de réception, mesures effectuées dans l'axe puis dépointées de 30° à droite et à gauche. L'amplitude crête à crête pour le signal reçu avec le générateur LGE IUB est de 953 V, générateur réglé pour délivrer 23000 V dans 50 Ω .

Le contenu spectral du générateur LGE riche en contenu basse fréquence fait nettement ressortir la fin du temps clair. Les champs obtenus de part et d'autre de l'antenne sont symétriques.

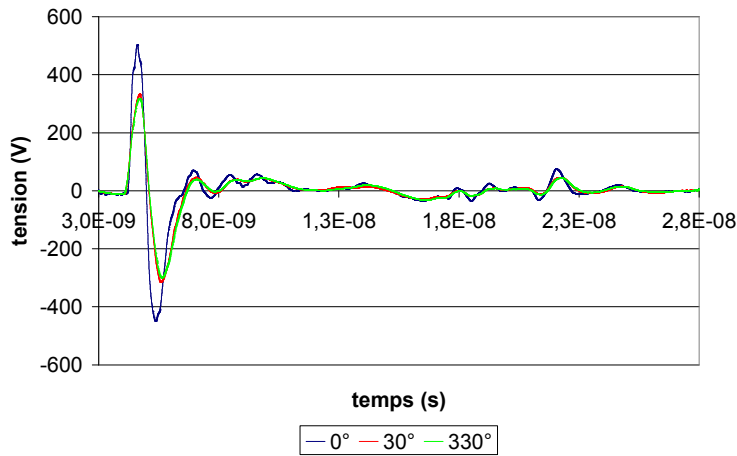


Figure 151 : signal transmis via un couple d'antennes Libellule-Libellule alimenté par le générateur LGE

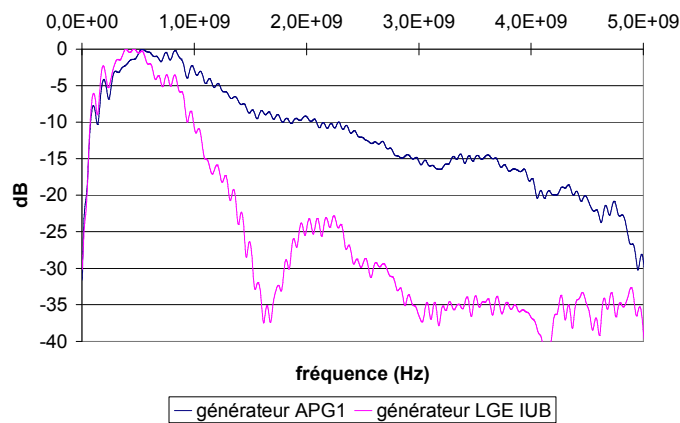


Figure 152 : TF des champs rayonnés ; comparaison générateur LGE / générateur APG1 normalisée

La bande passante à -20 dB du champ rayonné est de :

420 MHz – 1,37 GHz dans le cas du générateur LGE

420 MHz – 4,2 GHz lorsque l'APG1 est utilisé

Le niveau de champ obtenu à l'aide du générateur LGE IUB02 est très élevé sur toute la bande de fréquence couverte. Posséder un dispositif très efficace en basse fréquence est crucial pour l'application PULSAR de par la nécessité de pénétrer le sol lors des fauchées ; cet aspect du problème est ici rempli (Figure 152).

g - Diagrammes de rayonnement extrapolés des mesures en transitoire

Les diagrammes de rayonnement des antennes ont pu être tracés à partir d'acquisitions dans le domaine temporel. Antennes toujours disposées face à face à une distance de 10,5 m dans CHEOPS, l'antenne à caractériser est utilisée en réception et est disposée sur un mât rotatif, permettant ainsi une variation en gisement de 0° à 360° . L'enregistrement des tensions en pied d'antenne de réception est effectué pour chaque direction donnée, un tir étant effectué à chaque fois. Une transformée de Fourier appliquée à tous les signaux enregistrés est ensuite effectuée afin de déterminer le gain et la directivité pour chaque fréquence et orientation. La mesure en site est réalisée en basculant les deux antennes de 90° (passage en polarisation H-H).

Les résultats obtenus avec l'antenne Libellule sont présentés Figure 153. Il n'a pas été possible d'exploiter les réponses transitoires obtenues avec le générateur LGE pour déterminer les diagrammes au-dessus de 1 GHz, le contenu fréquentiel du générateur présentant une forte variation d'amplitude entre les basses fréquences (omnidirectionnelles) et les hautes fréquences (plus directives). Le fait de protéger l'oscilloscope avec les atténuateurs pour les forts niveaux BF pénalise fortement les réponses HF, qui se retrouvent ainsi « noyées » dans le bruit. Les diagrammes mesurés sont cependant en accord avec ceux obtenus théoriquement par FDTD.

Les résultats obtenus avec l'antenne cornet sont présentés Figure 154. Le cornet coupant les basses fréquences, il n'a pas été nécessaire de protéger aussi fortement l'oscilloscope qu'avec les antennes Libellule ; ainsi il est ici possible de tracer les diagrammes jusqu'à 2 GHz.

De manière générale, il faut remarquer l'amélioration de la directivité avec la montée en fréquence quelque soit le couple d'antennes utilisé. Dans les deux cas les diagrammes en plan H sont plus étroits que dans le plan E. Dans ce plan et dans la configuration Libellule – Libellule le lobe principal est systématiquement encadré par deux lobes secondaires nuisant à la directivité globale de l'antenne.

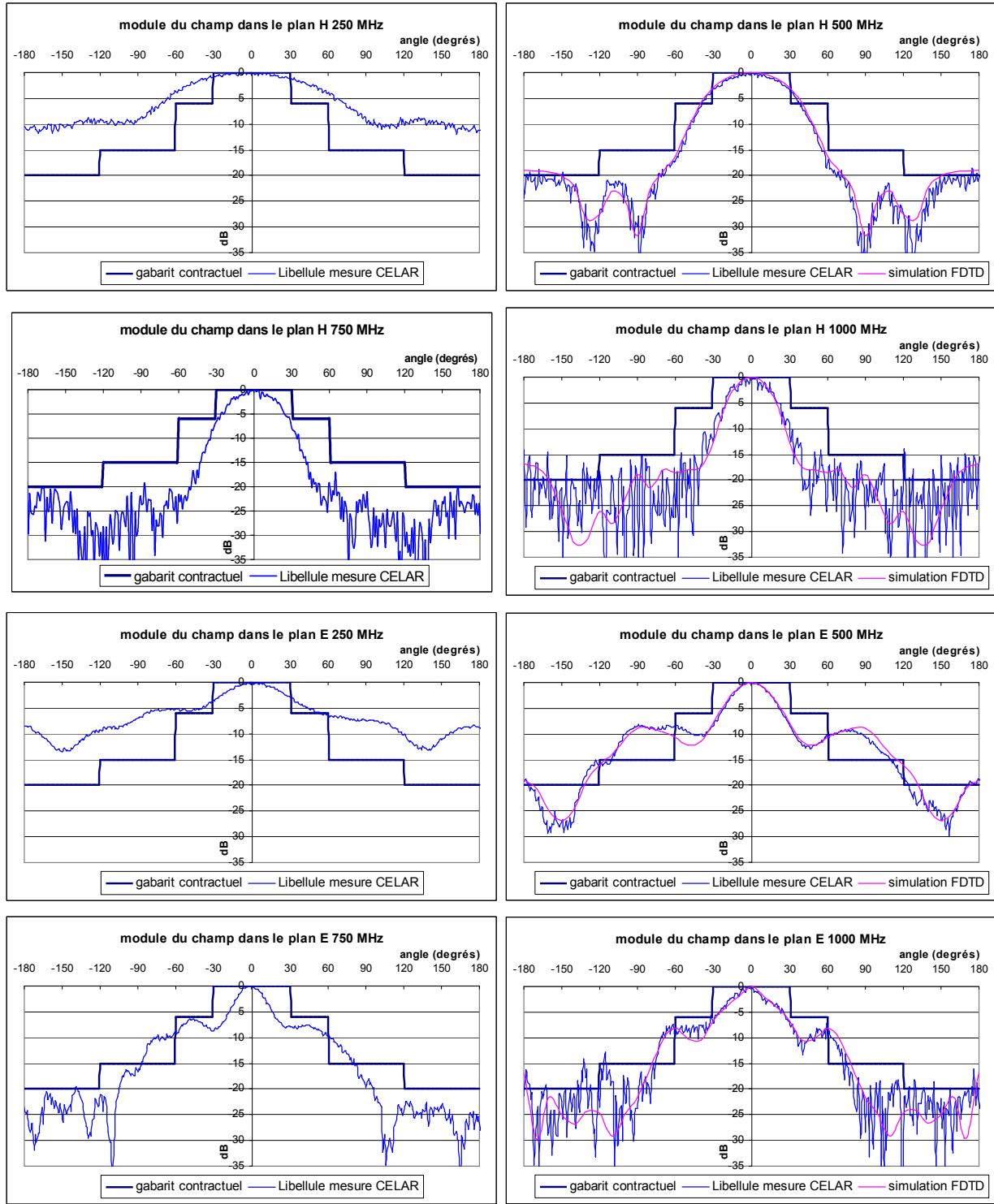


Figure 153 : diagrammes de rayonnement de l'antenne Libellule

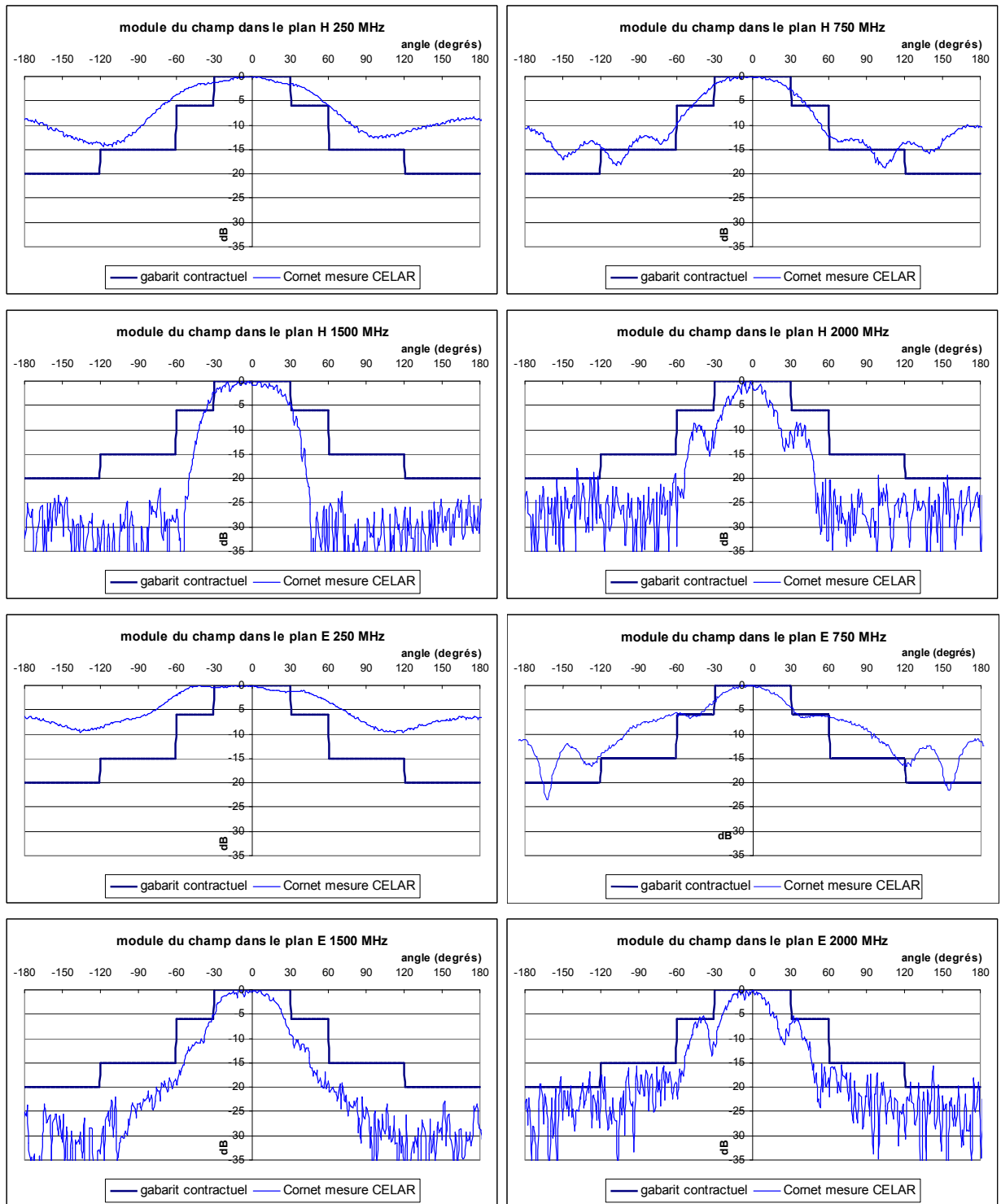


Figure 154 : diagrammes de rayonnement de l'antenne cornet

h - Diagrammes de rayonnement en harmonique

Dans le cadre de la campagne de caractérisation des couples antenne-balun livrés au CELAR, des mesures en régime harmonique ont été effectuées.

L'antenne à caractériser est positionnée face à un dispositif d'émission de performances connues. La puissance reçue P_r est comparée à la puissance reçue P_0 par une autre antenne, disposée en lieu et place de l'antenne à évaluer et dont le gain G_0 est connu. Pour une fréquence donnée, le gain G de l'antenne évaluée est alors donné par la relation :

$$G = G_0 \cdot P_r / P_0$$

Les diagrammes sont obtenus en plaçant l'antenne à évaluer sur un positionneur, face à un illuminant, et en appliquant un mouvement de rotation à ce positionneur. Le diagramme dans le plan normal à l'axe de rotation est ainsi directement observé (Figure 155).

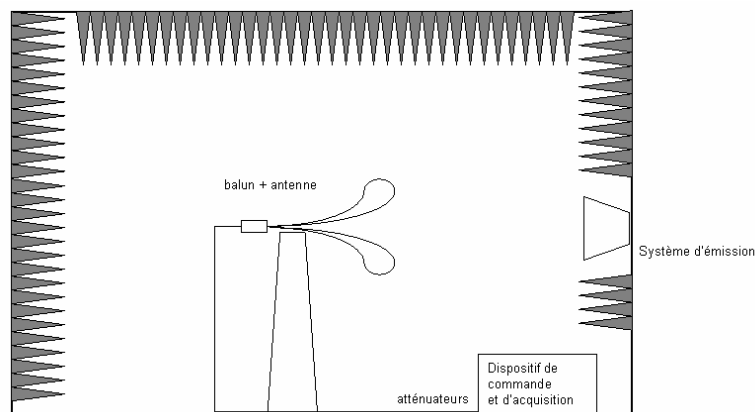


Figure 155 : synoptique du montage

Un exemple des résultats obtenus est présenté Figure 156 ; il s'agit des mesures basses fréquences de l'antenne Evinrud dans le plan H. On peut constater la bonne symétrie des diagrammes ainsi que les niveaux de gains en accord avec la théorie et les mesures en transitoire précédemment réalisées. Le resserrement du lobe principal avec la montée en fréquence est nettement perceptible.

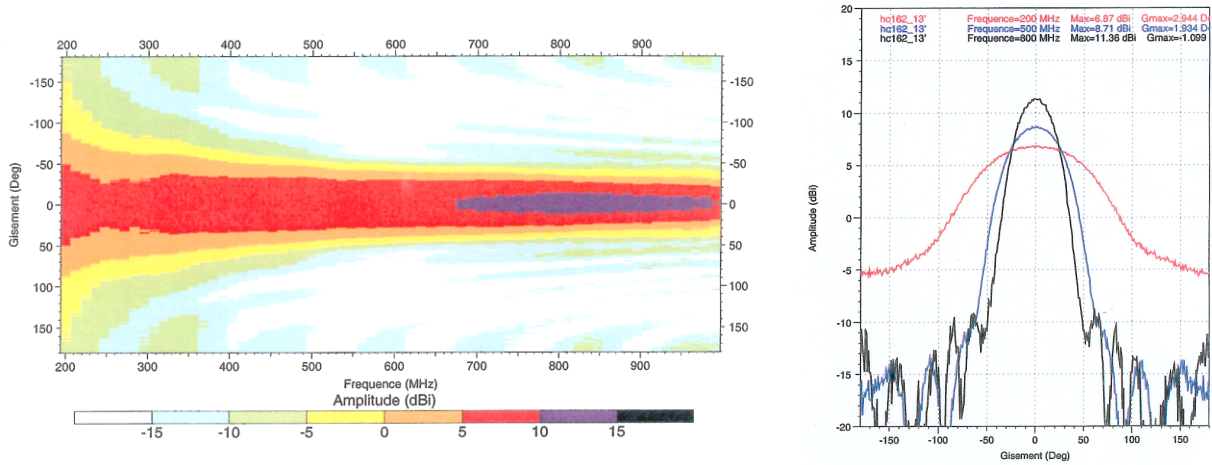


Figure 156 : mesures en harmonique - antenne Evinrud, plan H

4) Mesures antennes côte à côte

Les antennes sont disposées proches l'une de l'autre, orientées dans la même direction. Une cible canonique (trièdre de 22 cm d'arête) leur fait face (Figure 157). L'alimentation utilisée par défaut est le générateur LGE IUB 02. Afin de déterminer le couple d'antennes optimal et la disposition la plus efficace (polarisation parallèle ou croisée des aériens) dans le cadre de Pulsar, plusieurs séries de mesures ont été successivement effectuées. Toutefois, l'antenne dévolue à l'émission sera toujours Clochette, elle seule pouvant supporter le signal délivré par le générateur.

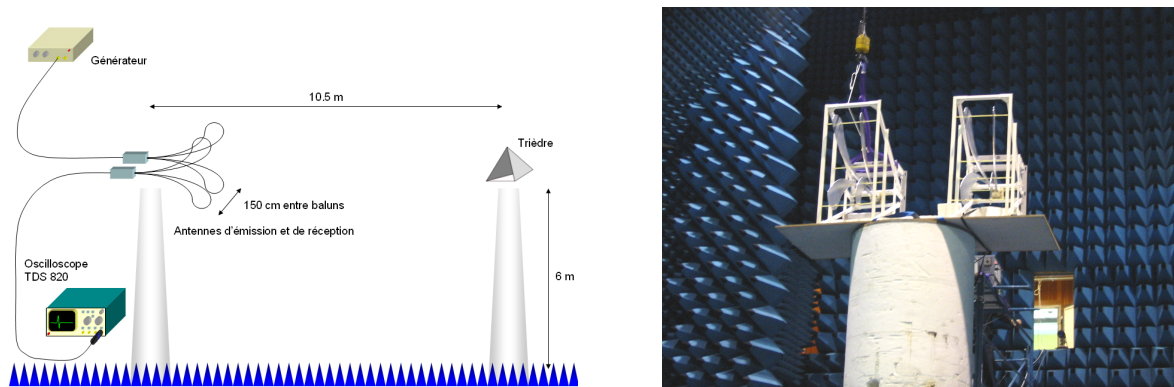


Figure 157 : mesure en polarisation V-V utilisant deux antennes Libellule

a - Comparaison Libellule / Cornet en réception

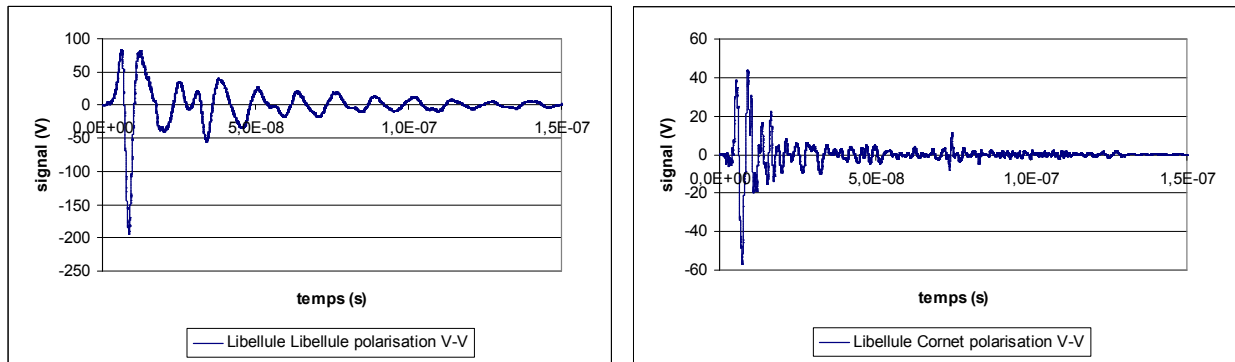


Figure 158 : influence du cornet à la réception

Le couplage est très fort en configuration Libellule – Libellule ; la cible est non détectable directement. On observe la présence d’une résonance liée à des rebonds entre l’extrémité de l’antenne d’émission et le générateur. Lorsque le cornet est utilisé, la cible signe distinctement autour de 7.5 ns, le rapport signal à bruit est d’environ 3,5 soit 11 dB.

Le niveau de couplage direct est nettement plus faible tout comme celui des oscillations « longue période » suivant l’émission de l’impulsion. Il apparaît que la fréquence de coupure basse présentée par le cornet permet d’éliminer ce phénomène de résonance basse fréquence (Figure 158).

b - Influence de filtres passe-haut en réception avec l’antenne Libellule

Afin de tenter de diminuer le couplage présent sur les mesures utilisant deux antennes Libellule, des expérimentations associant un filtre passe-haut à l’antenne de réception ont été menées (Figure 159). Un filtre ayant une fréquence de coupure basse de 250 MHz permet de diminuer fortement le couplage, mais celui-ci reste trop fort pour pouvoir discerner la cible sans erreur. Il faut utiliser un filtre ayant une fréquence de coupure basse de 350 MHz pour pouvoir discerner nettement la cible (rapport signal à bruit de 3).

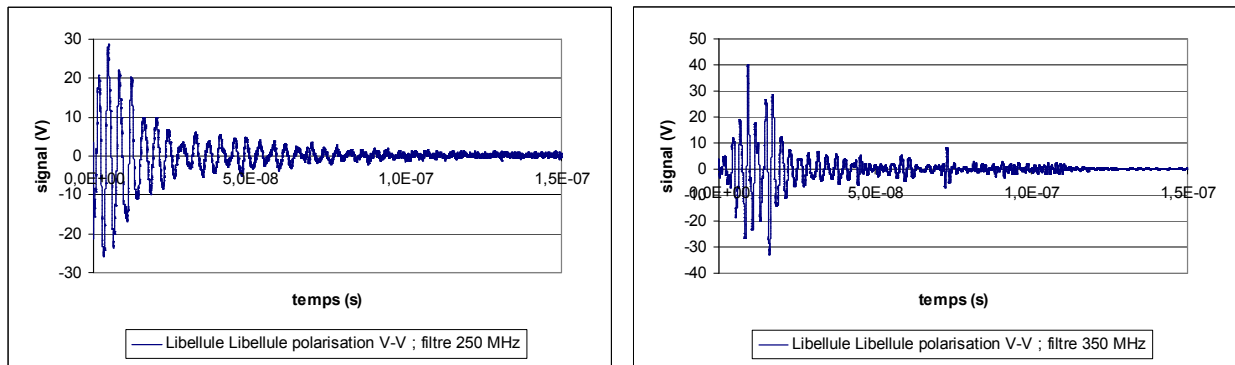
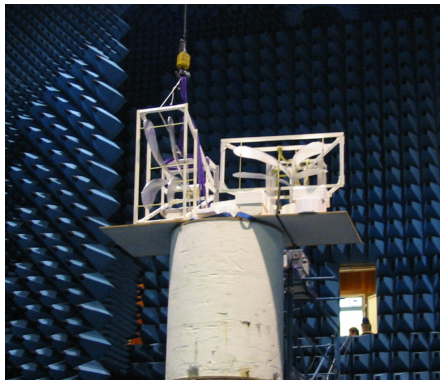


Figure 159 : influence d'un filtre passe haut à la réception

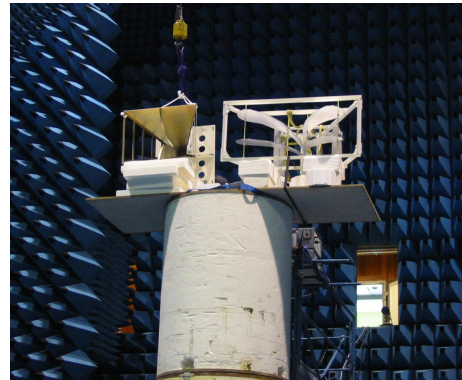
c - Position respective des antennes et influence de la polarisation

Les mesures de couplage présentées ici ont été réalisées dans toutes les configurations de polarisation possibles :

- Emission et réception en polarisation verticale (notée V-V ci-dessus)
- Emission et réception en polarisation horizontale (H-H) antennes côte à côte et l'une sur l'autre
- Emission et réception en polarisation croisée (H-V et V-H)



Libellule H – Libellule V



Libellule H – Cornet V

Figure 160 : exemple de configurations de mesures

Les différentes mesures menées en polarisation H-H et H-V aboutissent toutes à des résultats similaires. L'utilisation du cornet en réception semble être la meilleure solution pour s'affranchir du couplage fort de l'antenne d'émission sur l'antenne de réception.

Toutefois, il est apparu que ce couplage était en grande partie lié à la présence de rebonds sur l'antenne d'émission. Ces rebonds sont dus à la réflexion de la partie non rayonnée du signal issu du générateur sur l'extrémité de l'antenne. Ils seront donc d'autant plus importants que le contenu basse fréquence du signal d'excitation sera proportionnellement fort dans le contenu spectral de celui-ci.

d - Influence du générateur

Dans le but de confirmer la dépendance du niveau de couplage à la forme d'onde délivrée par la source d'impulsion, des mesures ont été effectuées à l'aide du générateur APG1. Pour mémoire, celui-ci délivre un signal quasi gaussien très large bande dont le contenu spectral «moyen» est moins basse fréquence que celui du générateur LGE IUB02.

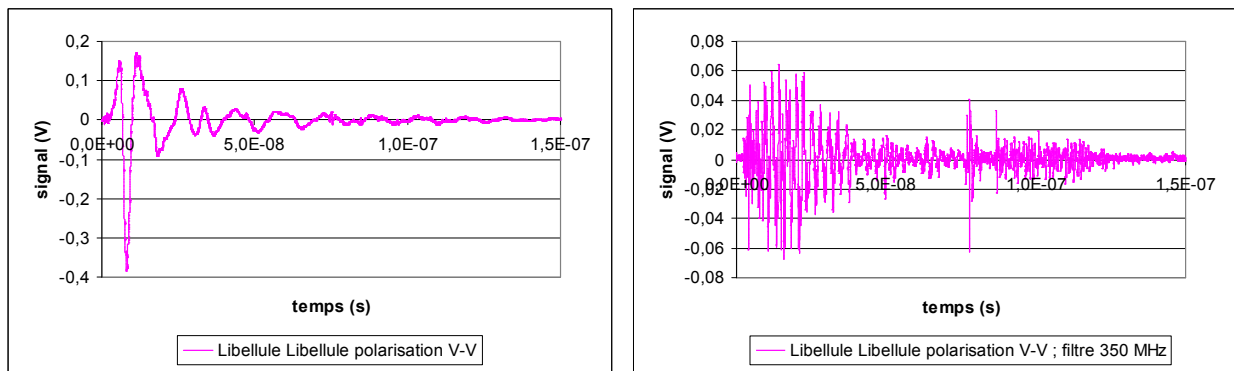


Figure 161 : influence du générateur, mesures réalisées avec l'APG1

La mesure sans filtre montre toujours un couplage direct fort, mais le couplage long est nettement plus faible que précédemment. L'utilisation d'un filtre permet ici d'obtenir un rapport cible/bruit proche de 8. Ces mesures confirment l'importance forte qu'a l'allure temporelle du signal d'excitation utilisé sur le comportement global du radar. Disposer ici d'un signal à valeur moyenne nulle permettrait de s'affranchir plus nettement encore de la problématique des rebonds d'extrémité d'antenne. Le couplage serait fortement diminué, permettant d'obtenir un meilleur rapport signal à bruit. De plus, le dessin des antennes serait simplifié au niveau des lobes d'extrémité de brins chargés de limiter l'influence néfaste du contenu non rayonné du signal. La suppression de ceux-ci deviendrait envisageable au profit d'une réduction de l'encombrement des antennes ou de l'augmentation de leur ouverture.

e - Influence de l'antenne sur les signatures

Une série de mesures de signatures d'un trièdre de 23 cm de hauteur a été réalisée en chambre anéchoïque à l'aide des couples d'antennes suivants :

- antenne ciseau avec charges résistives – antenne ciseau sans charges,
- antenne Libellule – antenne cornet,
- antenne Libellule – antenne Libellule.

On effectue ici un fenêtrage temporel et la soustraction des signaux mesurés chambre avec cible puis chambre sans cible tel que décrit au chapitre I. Le générateur Kentech APG1 est utilisé comme source d'impulsions, les atténuateurs présents à la réception restent inchangés.

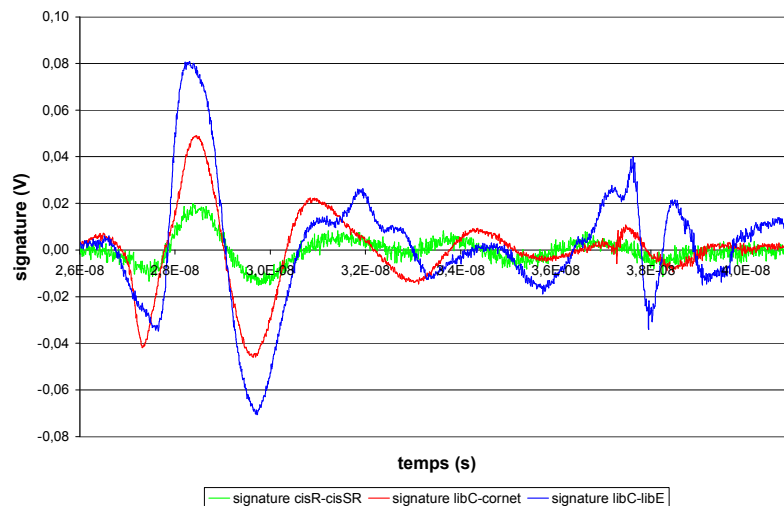


Figure 162 : influence des antennes utilisées sur les signatures mesurées

La courbe verte (Figure 162) présente le résultat obtenu à l'aide d'un couple d'antennes ciseaux. La signature de la cible possède une amplitude de 0.03 V et est bruitée, faute de dynamique suffisante en réception.

La courbe rouge a été obtenue à l'aide d'une antenne Libellule à l'émission et du cornet en réception. L'amplitude crête à crête de la signature est ici de 0.09 V ; son allure temporelle est similaire à celle précédemment observée. L'existence d'un trajet multiple cible-environnement (un mât de mesure en fibre de verre resté dans la chambre) devient nettement visible à partir de 3.7 ns.

La courbe bleue est issue de la mesure effectuée à l'aide des deux antennes Libellule. L'amplitude crête à crête de la signature est ici de 0.15 V. La trace temporelle présente plus de détails et le trajet multiple ressort maintenant très nettement.

Dans le cadre de mesures de signatures, la perte de dynamique de mesure liée à la présence d'un couplage parasite entre antennes devient moins problématique. L'utilisation d'un couple d'antennes Libellule devient alors la solution la plus efficace : leur bande passante supérieure comme leur niveau de gain élevé assurent de meilleurs résultats.

B. Projet RUGBI, antenne Valentine

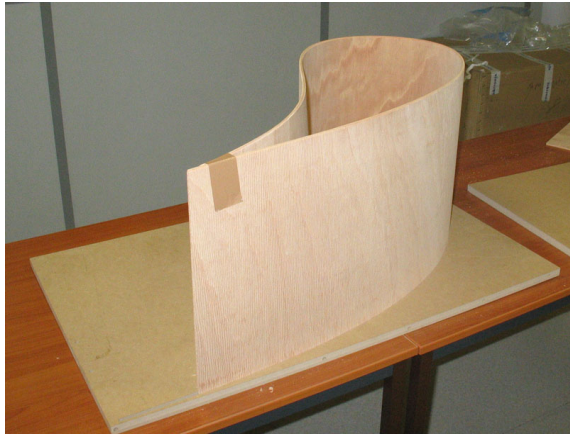
I - Prototype réalisé

1) Fabrication d'une antenne

Afin de valider le dessin retenu lors de la phase de conception de l'antenne destinée à équiper le démonstrateur RUGBI, j'ai pu réaliser un prototype au sein du laboratoire. Après un premier essai infructueux, basé sur une structure en mousse trop peu rigide, une deuxième réalisation a pu être menée à terme.

L'antenne en elle-même est constituée de deux rubans de laiton découpés puis appliqués sur des armatures en bois maintenant le profil voulu. Des flancs latéraux, en bois également, viennent assurer la bonne tenue de l'ensemble. La construction s'effectue en deux parties identiques, formant chacune une demi-antenne (Figure 163).

- (a) feuille de contre-plaqué cintrable mise en forme. Elle s'appuie sur une rainure usinée dans une plaque de médium à l'aide d'une machine à commande numérique.
- (b) deux demi-châssis d'antenne présentés face à face
- (c) dessin d'un gabarit de découpe pour la feuille de laiton
- (d) feuille de laiton de 4/10 de mm découpée et collée en place
- (e, f) antenne assemblée ; la structure porteuse a été ajourée afin de limiter son influence sur le rayonnement



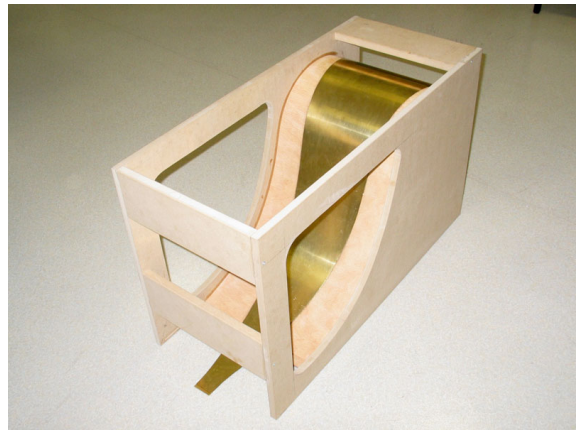
(a)



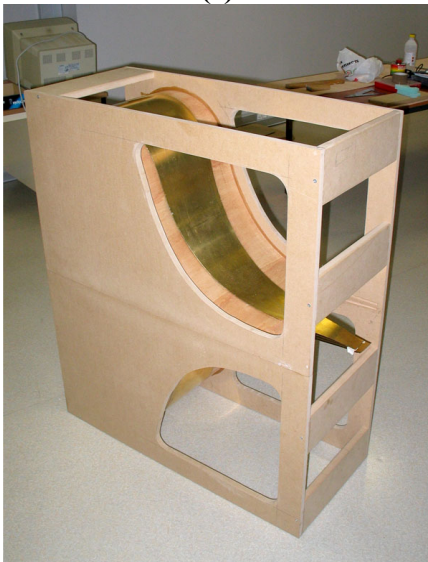
(b)



(c)



(d)



(e)



(f)

Figure 163 : prototype d'antenne réalisé

2) Transition et alimentation

Pour les premières mesures, l'alimentation de l'antenne est effectuée à l'aide d'une simple transition permettant de passer d'une ligne à air coaxiale 50Ω à une géométrie de ligne bi plaque sur Téflon (Figure 164). L'ensemble est dimensionné de manière à s'affranchir des risques de claquage dans l'air jusqu'à 25 kV. Aucune symétrisation du signal n'est effectuée.

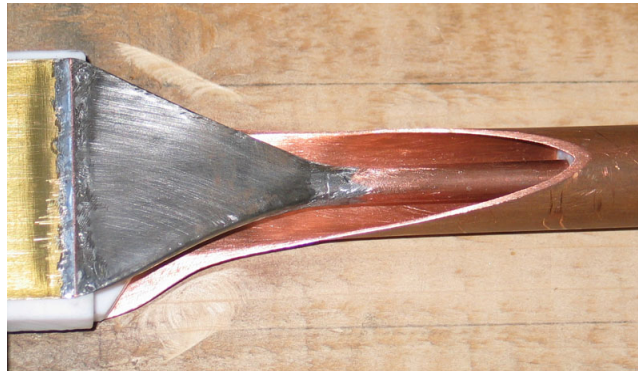


Figure 164 : transition alimentant l'antenne

3) Plate-forme de tests et local d'essais

Afin d'implanter le démonstrateur RUGBI, un local dédié a été aménagé sur le site de Brive. Celui-ci mesure 7 m x 6 m x 11 m, ce qui permet de travailler avec un temps clair de l'ordre de 10 ns à l'intérieur de la chambre.

Une plateforme en bois spécialement réalisée sert de support aux antennes. Celle-ci est mobile et mesure 3 m de large et 3,6 m de hauteur (Figure 165). L'antenne est ici positionnée à mi-hauteur, le dispositif définitif prenant normalement place au sommet de la structure.



Figure 165 : local d'essais Creape Ingénierie

4) Résultats expérimentaux

a - Mesure du S_{11} de l'antenne

Le S_{11} de l'antenne a été mesuré à l'aide d'un analyseur. La Figure 166 montre le résultat obtenu sur la bande 250 MHz – 3GHz. Le S_{11} est toujours inférieur à -10 dB, excepté une légère remontée à -9.3 dB autour de 2.2 GHz.

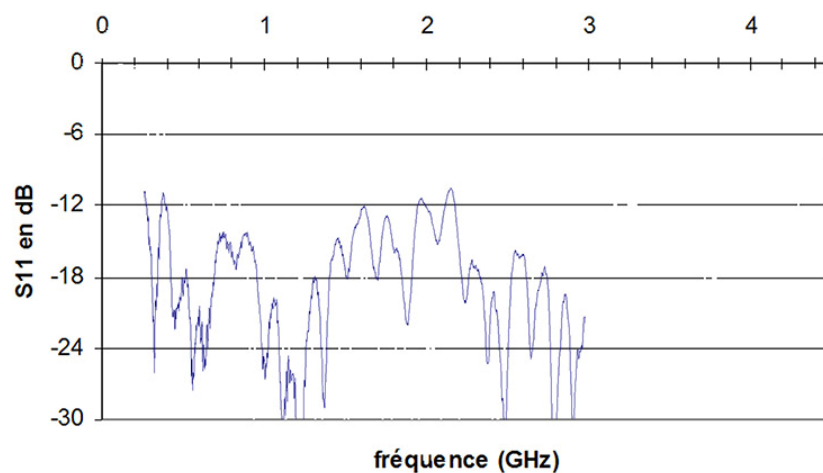


Figure 166 : S_{11} de l'antenne et de sa transition

b - Mesure du champ rayonné dans l'axe

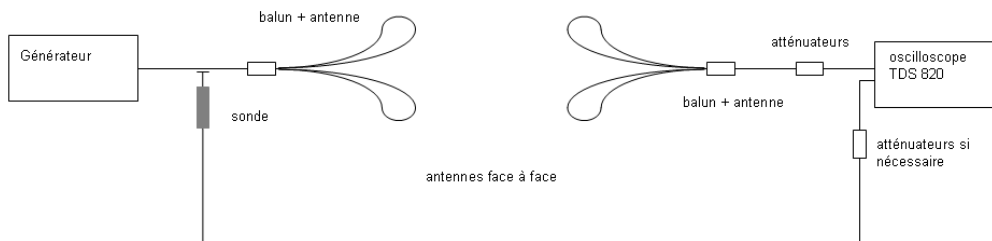


Figure 167 : mesure du champ rayonné dans l'axe

Cette première expérimentation avait pour but de comparer les résultats obtenus en utilisant un couple d'antennes Libellule puis en associant une antenne Libellule en réception et le prototype d'antenne Valentine en émission. Le générateur utilisé est un Kentech APG1 ; les antennes étaient séparées de 10 m et placées à une hauteur de 2,70 m par rapport au sol (Figure 167).

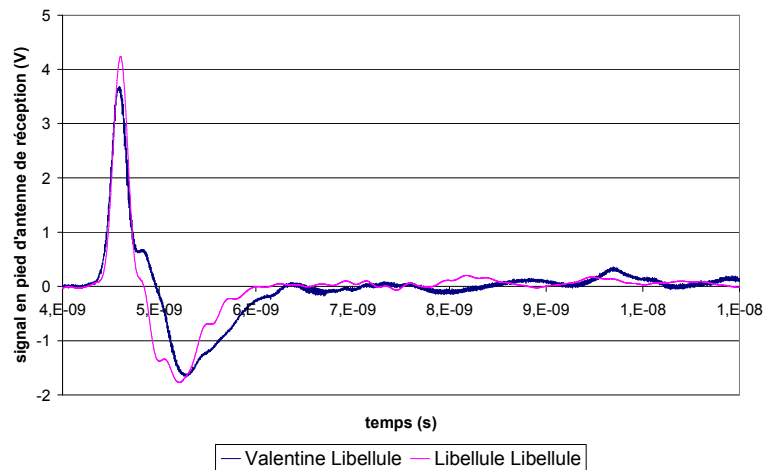


Figure 168 : comparaison Valentine / Libellule ; champ rayonné dans l'axe

La Figure 168 présente les résultats obtenus. Le signal reçu lors de l'utilisation du prototype d'antenne Valentine présente une amplitude crête-crête diminuée de 15% ainsi qu'une dispersion de l'impulsion supérieure à la trace de référence réalisée à l'aide du couple d'antennes Libellule. Les fronts de montée semblent comparables dans les deux cas.

Cette expérimentation a été également réalisée sous 4 kV avec une fréquence de répétition de 1 kHz sans que le moindre phénomène de claquage n'apparaisse. Néanmoins, une « charge » de l'antenne durant les tirs a été constatée. Ce phénomène est lié au contenu très basse fréquence du signal délivré par le générateur et non rayonné, lequel provoque une charge sur la structure et crée une différence de potentiel entre les armatures. Afin de corriger ce problème, la transition en entrée d'antenne a été modifiée afin d'intégrer un fil permettant la décharge de la structure.

c - Mesure du champ rayonné dans différentes directions

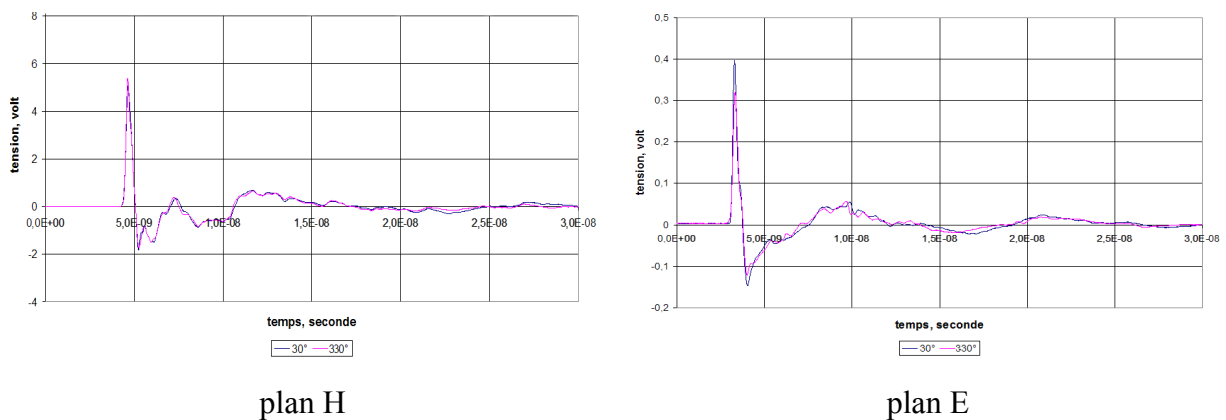


Figure 169 : allure des champs rayonnés dans différentes directions

Les niveaux de champ reçus de part et d'autre de l'axe de l'antenne sont identiques dans le plan H (Figure 169). L'amplitude des signaux relevés ici est supérieure à la mesure dans l'axe ce qui indique la présence d'un minimum local au centre du lobe principal de rayonnement. La présence du support en bois est une explication possible à ce résultat.

Dans le plan E, les mesures réalisées à +/- 30° de l'axe principal diffèrent en amplitude. Ceci est certainement lié à la transition ligne coaxiale – entrée bi-plaque de l'antenne laquelle n'assure pas une bonne symétrisation du signal d'alimentation. Le courant de mode commun généré entraîne un dépointage du lobe principal de rayonnement. Cette hypothèse est confirmée par un troisième relevé à 10° similaire à la mesure axiale.

d - Diagrammes de rayonnement

De la même manière que pour les antennes destinées au banc PULSAR, les diagrammes de rayonnement ont été déduits des relevés transitoires des champs dans différentes directions (Figure 170 et Figure 171).

Ainsi que l'indiquaient les allures temporelles des champs rayonnés, les diagrammes relevés dans le plan E ne sont pas symétriques. Le dépointage constaté correspond au côté de l'antenne où un fil conducteur a été rajouté afin de palier le phénomène de charge résiduelle de la structure. L'utilisation d'un balun sera nécessaire afin de remédier à ce problème.

Dans le plan H, les diagrammes théoriques et expérimentaux concordent à 500 MHz. Il faut noter un fort élargissement du lobe principal à 1 GHz et 2 GHz et une légère dissymétrie des lobes secondaires à ces fréquences. Le rayonnement est probablement perturbé par les supports en bois situés de part et d'autre des rubans métalliques formant l'antenne ainsi que supposé précédemment.

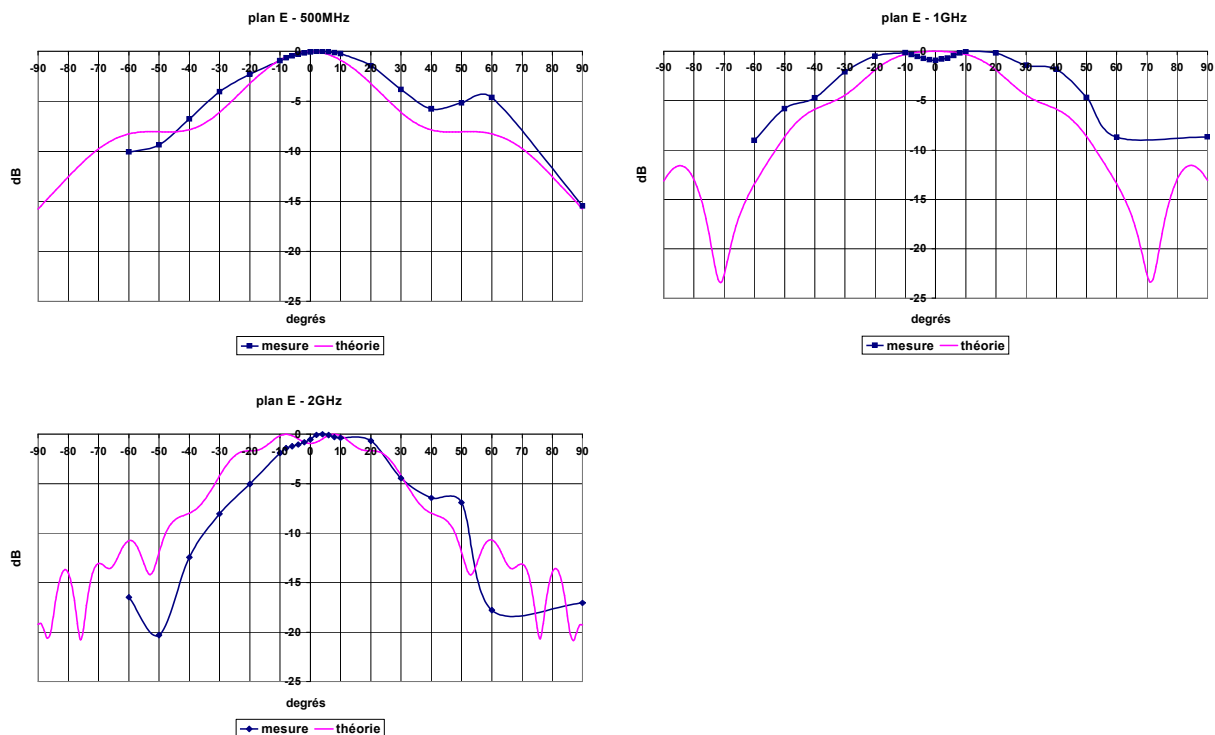


Figure 170 : diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan E

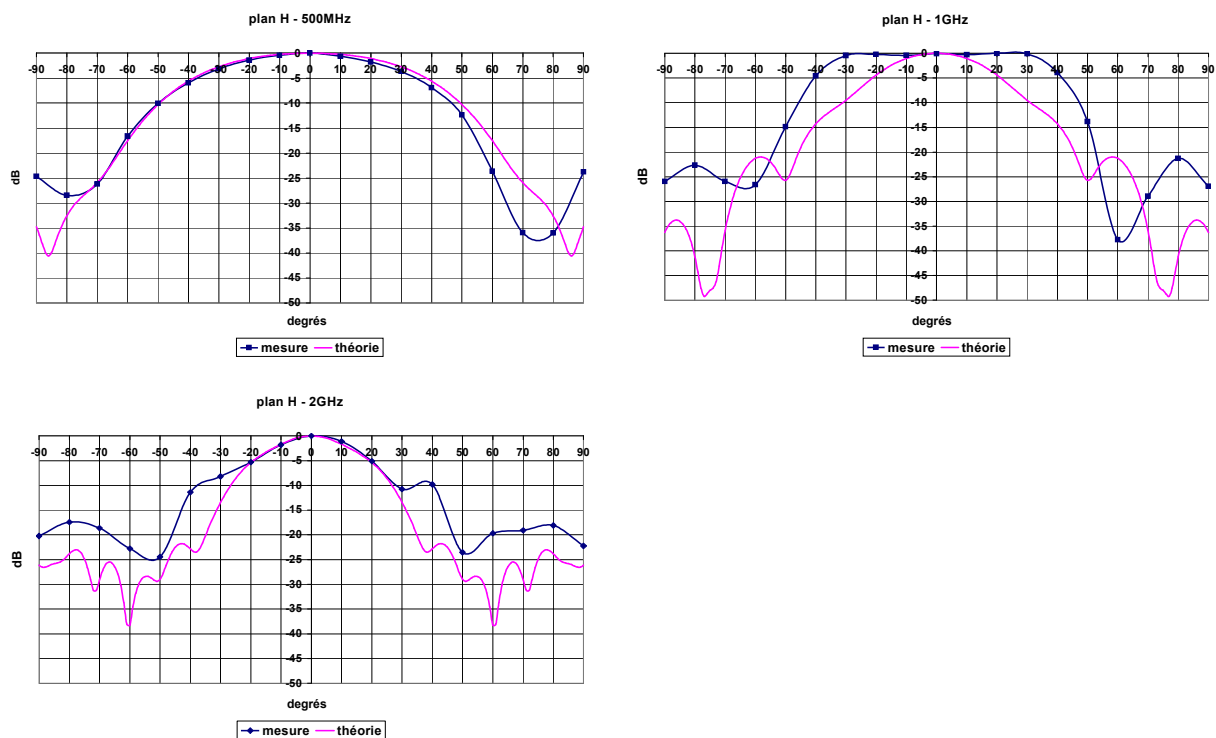


Figure 171 : diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan H

e - Conclusion

Le prototype réalisé permet de valider le fonctionnement de l'antenne Valentine. Le champ rayonné dans l'axe présente des caractéristiques proches de celles obtenues à l'aide de l'antenne Libellule. Le temps de montée de l'impulsion émise, sa dispersion temporelle ainsi que le niveau atteint sont satisfaisants. Quelques points sont cependant mis en exergue :

- nécessité de revoir la structure porteuse afin de minimiser son influence perturbatrice ;
- obligation d'utiliser des baluns en entrée d'antenne ;
- au regard des dimensions de la plate forme, une modification de l'aérien visant à réduire la largeur de celui-ci est souhaitable. Ceci doit permettre plus de liberté dans la disposition des antennes en réseau sur la plate forme de test.

II - Antenne Valentine finale

1) Antenne réalisée

Les antennes définitives ont été réalisées par la société Europulse en quatre exemplaires identiques. Pour des raisons d'encombrement total, et au vu des dernières simulations conduites, un dessin étroit a été finalement retenu. Ainsi qu'il a été montré au Chapitre 2, cette modification induit une perte de directivité en basse fréquence ; cependant celle-ci doit être largement compensée par l'effet réseau de l'ensemble d'émission.

Afin de palier les problèmes rencontrés sur le premier prototype réalisé, quatre baluns spécifiques ont été commandés. Un châssis en matériaux de faible epsilon relatif (sandwich de mousses plastiques et armature pvc / fibre de verre) sert maintenant de base aux antennes.

Dernière différence notable, les brins métalliques externes ne se replient pas jusqu'à toucher l'entrée de l'antenne pour se refermer en court circuit mais restent en circuit ouvert (Figure 172).



Figure 172 : antenne Valentine – version finale

2) Premières mesures

a - Adaptation d'impédance

Le S_{11} de l'antenne a été mesuré à l'aide d'un analyseur (Figure 173). Sur la bande [325 MHz ; 3,34 GHz] l'adaptation est toujours inférieure à -10 dB ; au-delà de 3 GHz les performances diminuent régulièrement.

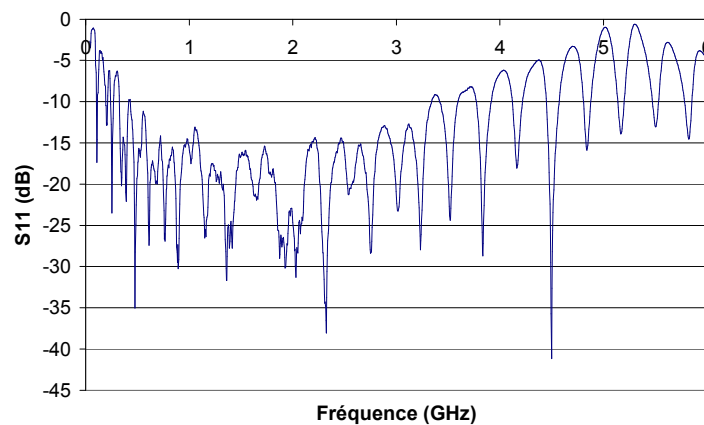


Figure 173 : S_{11} mesuré

b - Champ rayonné dans l'axe

Une mesure associant une antenne Valentine en émission et une antenne Libellule en réception a permis de relever les signaux transmis. La source utilisée était un générateur APG1 de Kentech.

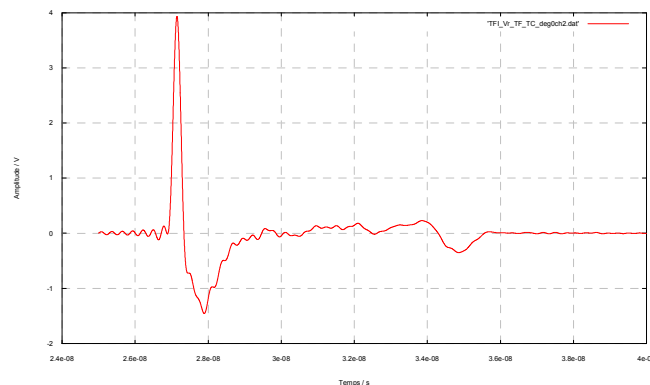


Figure 174 : tension reçue au pied de l'antenne Libellule

La Figure 174 présente le signal mesuré en pied d'antenne, corrigé de la fonction de transfert des câbles. Le signal enregistré présente des fronts de montée et de descente raides ; sa durée pied à pied est de l'ordre de 2 ns. Un deuxième signal, de plus faible amplitude, apparaît 7 ns après le pic principal ; celui-ci est probablement lié à l'écho de fin de ruban sur l'aérien.

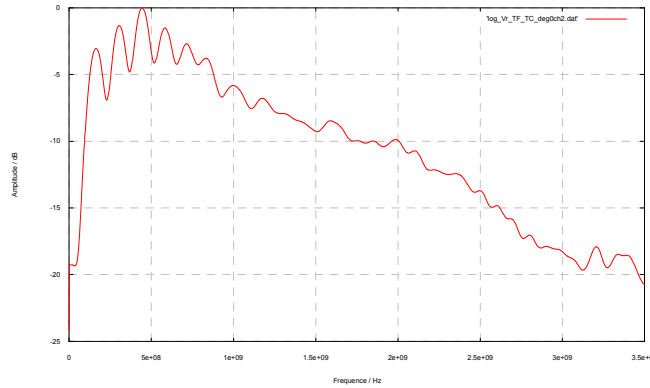


Figure 175 : TF normalisée en dB de la tension reçue au pied de l'antenne Libellule

La Figure 175 correspond au spectre du signal reçu. La bande passante à -10dB s'étend de 100 MHz à 1750 MHz.

c - Gain

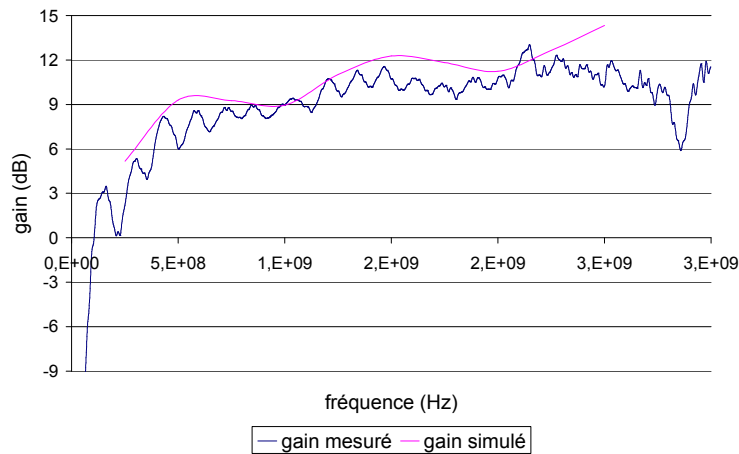


Figure 176 : gain mesuré

Le gain calculé à partir des acquisitions temporelles (Figure 176) concorde avec les résultats obtenus en simulation. La mesure présente une ondulation marquée tous les 145 MHz, soit une longueur d'onde de 2 m correspondant à la désadaptation en extrémité d'antenne.

d - Diagrammes de rayonnement

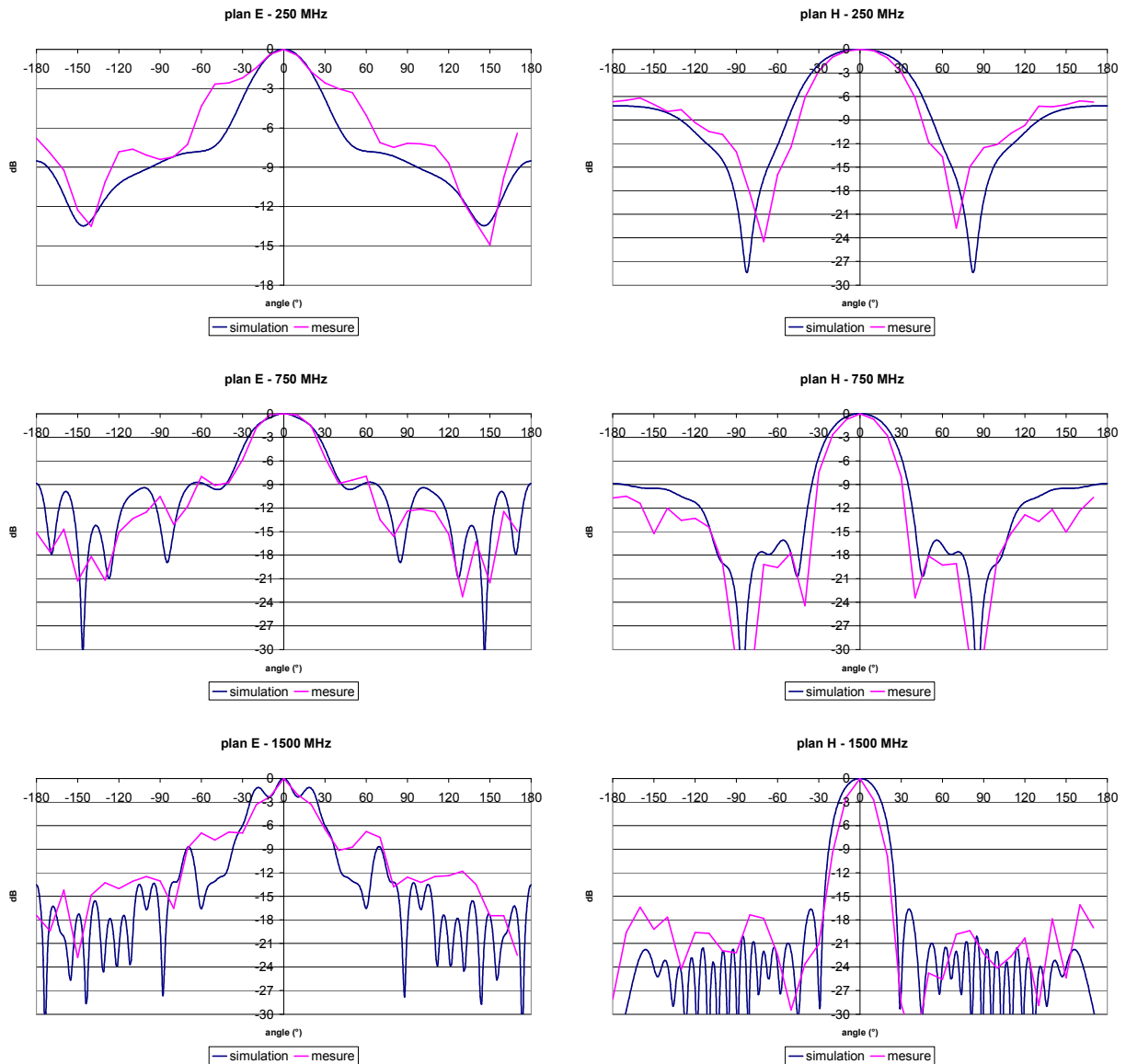


Figure 177 : diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H

Les diagrammes dans le plan H sont proches des diagrammes simulés et présentent une bonne symétrie. Seul le relevé effectué à la fréquence de 250 MHz diffère sensiblement du modèle théorique. Une hypothèse pouvant expliquer cet écart tient au fait que l'antenne réalisée est géométriquement différente de l'antenne simulée de par la mise en circuit ouvert des rubans en leurs extrémités. Cette modification de l'aérien est étroitement liée aux phénomènes plutôt basses fréquences de rebonds sur l'extrémité de la structure et doit donc être plus visible dans cette gamme de fréquences.

Les diagrammes mesurés dans le plan E semblent moins symétriques que ceux obtenus dans le plan H (ceci sera à confirmer lors de futures mesures dans la chambre CHEOPS). La concordance avec les résultats théoriques n'est que moyenne ; une nouvelle simulation reprenant les caractéristiques exactes de l'aérien réalisé et tenant compte du support serait intéressante.

3) Réseau de quatre antennes

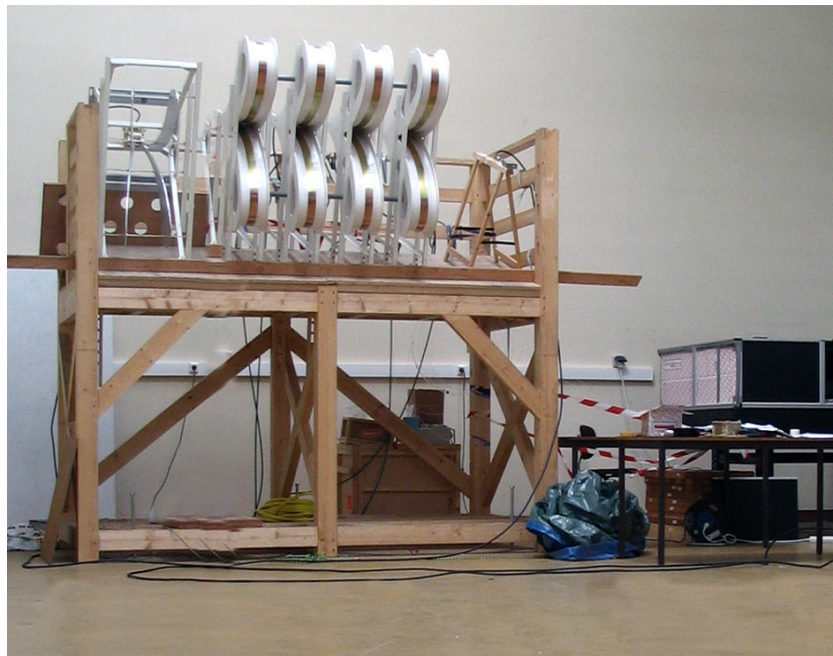


Figure 178 : antennes disposées sur la plate forme RUGBI

Les quatre antennes sont disposées en ligne, leurs plans E parallèles tel que représenté Figure 178 ; l'effet réseau aura donc lieu dans le plan H du dispositif. La source optoélectronique développée par l'équipe ONL de l'IRCOM prend place au pied de la plateforme. Une antenne Libellule est visible sur la photographie à droite des antennes Valentine, l'ensemble étant ici en configuration « mesure de signatures ».

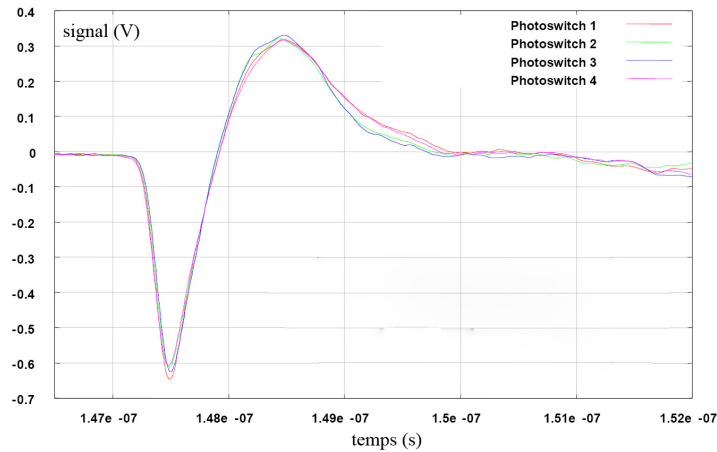


Figure 179 : comparaison des champs rayonnés par chacune des antennes

La courbe présentée Figure 179 compare les allures temporelles des champs rayonnés mesurés dans l'axe, lorsque chacune des antennes du réseau est excitée séparément. Cette mesure permet de vérifier le fonctionnement similaire de chacun des aériens. Les résultats obtenus ici montrent une bonne reproductibilité.

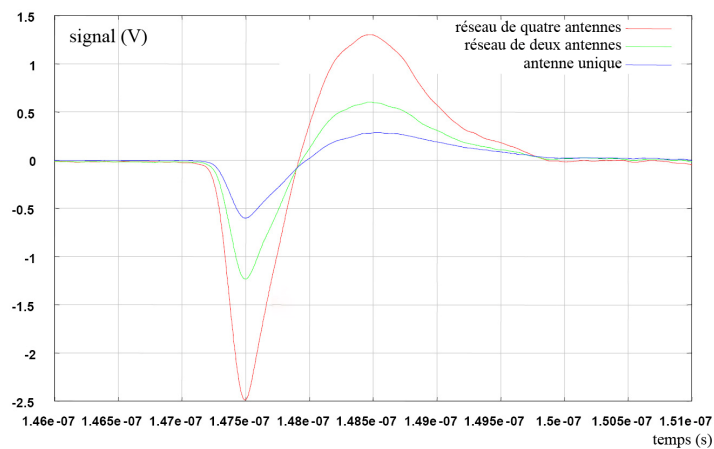


Figure 180 : sommation des champs rayonnés dans l'axe ; domaine temporel

Les relevés de la Figure 180 ont été effectués en alimentant une, puis deux et enfin quatre antennes du réseau. Les champs rayonnés se somment parfaitement (les amplitudes relevées à un instant donné doublent lorsque l'on double le nombre d'antennes alimentées) et aucun étalement temporel du signal n'est à déplorer en configuration multi-sources. Cette expérimentation confirme la bonne synchronisation du réseau.

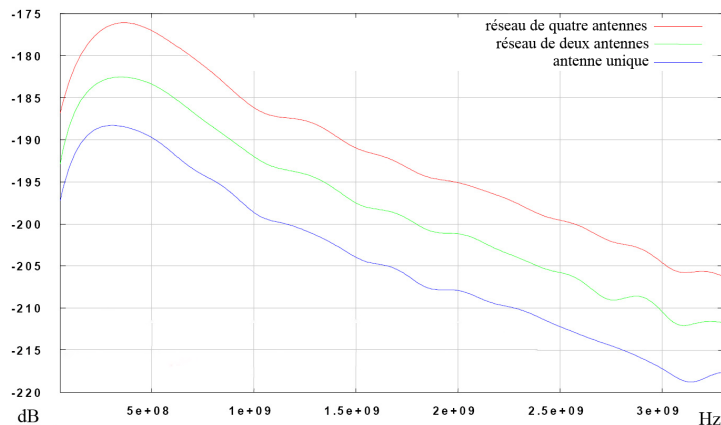


Figure 181 : sommation des champs rayonnés dans l'axe ; domaine fréquentiel

La Figure 181 correspond aux TF des signaux présentés Figure 180. L'écart entre les différentes traces est de 6 dB sur toute la bande d'analyse, ce qui confirme le bon fonctionnement du réseau dans l'axe.

4) Expérimentations futures

La suite des expérimentations devra porter sur l'étude des diagrammes de rayonnement qu'il est possible d'obtenir. En effet, la maîtrise du retard entre les signaux d'excitation permet théoriquement de contrôler la formation du lobe principal rayonné par le réseau. Dans ce cadre, il sera également intéressant de jouer sur le positionnement respectif des antennes.

Une autre voie d'investigation peut porter sur l'étude de nouvelles formes de signaux d'excitation, tels les signaux à valeur moyenne nulle. Le contenu très basse fréquence de ceux-ci étant fortement diminué, le couplage entre antenne devrait se voir minimiser.

Chapitre 4
Développement d'antennes dans le cadre
des communications ULB

A. Introduction

I - Les systèmes ULB pour les communications

1) Historique des communications ULB

De nos jours, le concept de liaison radio est quasiment systématiquement associé à l'utilisation de signaux sur porteuse. A l'origine cependant, les télécommunications sans fil sont nées avec des signaux ULB : à la fin des années 1800 Guglielmo Marconi effectue les premières communications radio en utilisant des impulsions (radio « Spark Gap »). Par la suite, ce système a été utilisé afin de transmettre du code Morse sur des distances parfois considérables. Entre 1900 et 1920 il devient notamment un équipement standard pour les navires (citons pour exemple le Titanic, lancé en 1912). Vers la même époque toutefois, les systèmes bande étroite sur une porteuse s'affirment comme bien meilleurs pour transmettre les communications vocales. Courant 1924, les radio « Spark Gap » sont interdites de la plupart des applications de par leur caractère perturbant pour les autres systèmes et en 1927 le « Radio Act » divise le spectre EM en 80 canaux de largeur réduite, ceci afin de limiter les interférences entre utilisateurs d'une même zone géographique.

En 1962, le développement des oscilloscopes à échantillonnage par Hewlett Packard permet d'observer et de mesurer directement en régime temporel des réponses transitoires. Les débuts de la métrologie impulsionnelle révèlent le potentiel de l'utilisation des signaux ULB dans les domaines des télécommunications et du RADAR, ce qui marque un renouveau pour cette technologie. Malgré le développement d'applications militaires, en 1973 le Sperry Research Center se voit accorder le premier brevet portant sur les technologies ultra large bande. Entre 1970 et 1999, plus de 200 papiers sont publiés et 100 brevets déposés sur ce sujet. En 1989, le département de la défense Américain normalise le terme « ultra-wideband » qui vient remplacer « baseband », « carrier free » ou « impulse technologie » et le développement d'applications UWB civiles commence à pouvoir s'effectuer sans nécessiter l'obtention de licences spéciales.

Dans le domaine des télécommunications domestiques, l'étincelle se produit en 2002, lorsque l'IEEE lance les travaux de spécification d'une norme applicable aux réseaux radio personnels (Wireless Personal Area Network, ou WPAN) et aptes à supporter des débits supérieurs à 100 Mbit/s sur une dizaine de mètres. La modulation UWB est alors rapidement apparue comme parfaitement adaptée aux exigences stipulées par les experts du comité IEEE 802.15.3a, le groupe de travail chargé d'élaborer la future norme.

Qu'il s'agisse de communications radio ou du domaine radar, les difficultés, les compromis et les solutions ULB comportent de nombreux aspects communs. Ici, l'absence de licences et la très grande largeur de bande conduisent à imaginer des architectures de réseaux extrêmement souples et faciles à reconfigurer. Ce chapitre présentera quelques systèmes ULB existants ainsi que la norme actuellement en vigueur. Les dispositifs concurrents seront évoqués, avant de s'attacher à la problématique d'antennes dédiées aux applications de communication ULB [47].

2) Systemes existants

Il existe déjà des systèmes de communication utilisant la technologie ULB. Il s'agit principalement de dispositifs de communication militaires mis en service au cours de la dernière décennie :

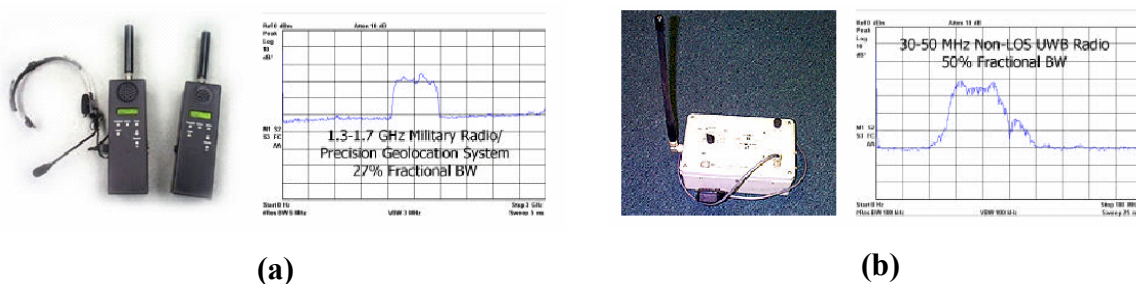


Figure 182 : dispositifs de communication ULB militaires

La Figure 182 (a) présente un transmetteur radio ULB fonctionnant sur une bande de 400 MHz autour de 1.5 GHz. Le débit obtenu est de 128 kbps. Figure 182 (b) nous pouvons voir un système de communication basse fréquence (30 - 50 Mhz) utilisant le sol et le relief pour assurer la propagation du signal.

Dans le domaine civil, des démonstrateurs fonctionnels ont récemment vu le jour (Figure 183 (a) et (b)) :

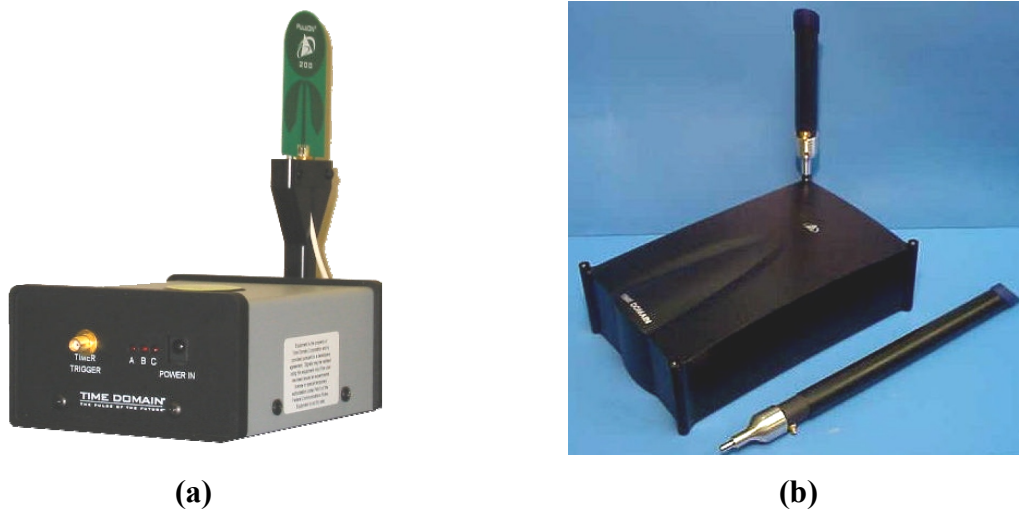


Figure 183 : (a) prototype P200 Time Domain ; (b) démonstrateur Pulson

Le prototype P200 est un transmetteur ULB fonctionnant en bande 3.1-10.6 GHz. Il autorise l'établissement de liaisons dont les débits varient entre 10 kbps et 40 Mbps. L'antenne ULB utilisée est nettement visible sur la photographie.

Le démonstrateur Pulson est un dispositif de communication et localisation ULB. Il opère dans la bande 1-3 GHz et permet un débit allant de 10 kbps à 10 Mbps.

3) La norme IEEE 802.15.3a

Jugée encore « exotique » il y a dix ans, la modulation radio ultra large bande s'est hissée au rang des technologies incontournables pour les transmissions sans fil courte portée à très haut débit. Si, au départ, seules quelques entreprises telles que XtremeSpectrum semblaient croire aux potentialités de l'UWB pour des applications informatiques, grand public ou industrielles, des ténors comme Intel, Texas Instruments ou Motorola sont récemment montés au créneau. En 2002, la FCC (Federal Communications Commission, l'organisme de régulation Américain) a autorisé le déploiement de dispositifs ULB dans la bande 3.1-10.6 GHz avec une puissance de champ rayonné de 75 nW/MHz à 3 m, soit -41.2 dBm (Figure 184).

En Europe, le CEPT (Confédération Européenne des Postes et Télécommunications) et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) ont également commencé à regarder les aspects de régulation de l'ULB, le partage des bandes GSM et UMTS pouvant poser problème [48][49].

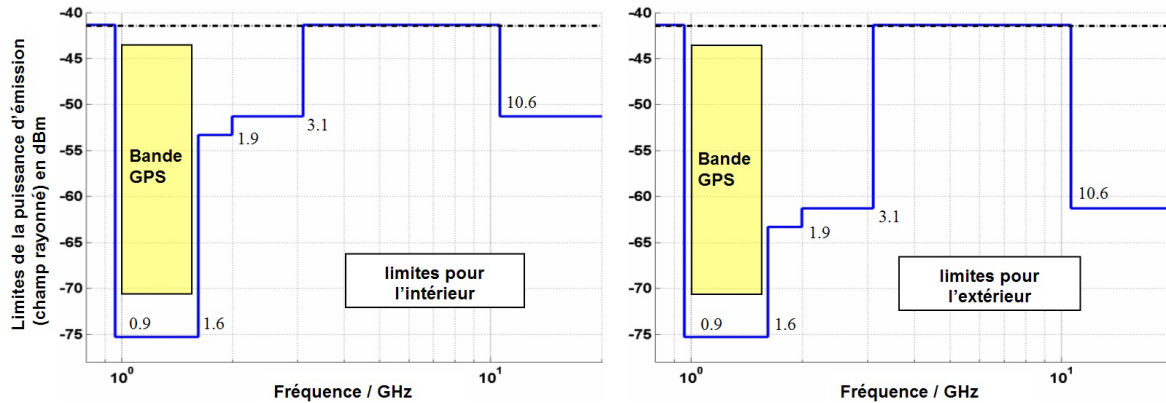


Figure 184 : gabarits imposés par la FCC

Face à l'intérêt marqué pour implanter la technologie ULB dans les réseaux radio personnels (WPAN), l'IEEE a lancé des travaux de spécification d'une norme dédiée. Actuellement, deux propositions technologiques opposées s'affrontent pour la définition d'un standard, et le comité IEEE 802.15.3a se retrouve dans une situation de blocage.

a - Plusieurs approches

Afin de rentrer dans la catégorie « systèmes radio ULB » telle que définie par la FCC en 2002, un dispositif de communication doit répondre à au moins une des contraintes suivantes :

- avoir une bande passante supérieure ou égale à 500 MHz
- posséder une bande passante supérieure à 20% de la fréquence porteuse

Cette définition très ouverte a entraîné le développement de technologies concurrentes basées sur deux approches différentes :

b - Approche multibande

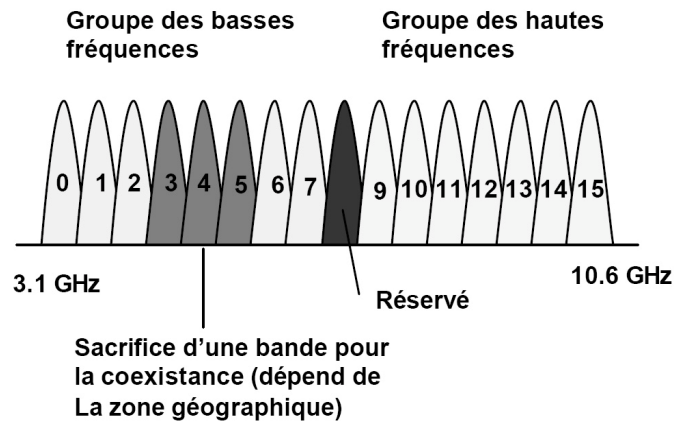


Figure 185 : proposition OFDM

Intel et Texas Instruments se sont mis d'accord sur une proposition UWB commune, basée sur la technologie multi porteuse OFDM et sur une approche " multi bande " consistant à diviser en canaux d'environ 500 MHz le spectre compris entre 3,1 GHz et 10,6 GHz (Figure 185). Une cohorte d'acteurs majeurs tels que Samsung, Panasonic, STMicroelectronics, HP, Fujitsu, Infineon, Nokia, NEC, Philips, Microsoft... les a alors rapidement rejoints au sein d'une organisation créée spécialement pour l'occasion et baptisée Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing Alliance.

c - Approche monobande

La proposition Intel-TI s'est toutefois heurtée à une opposition farouche de la part de XtremeSpectrum, première entreprise à avoir lancé des circuits UWB sur le marché. Celle-ci défend l'utilisation d'impulsions courtes couvrant un spectre de 7 GHz tels que présentée Figure 186. Cette opposition est d'autant moins négligeable que la société a trouvé son plus fervent supporter avec Motorola, qui a même été jusqu'à acquérir l'entreprise début novembre 2004.

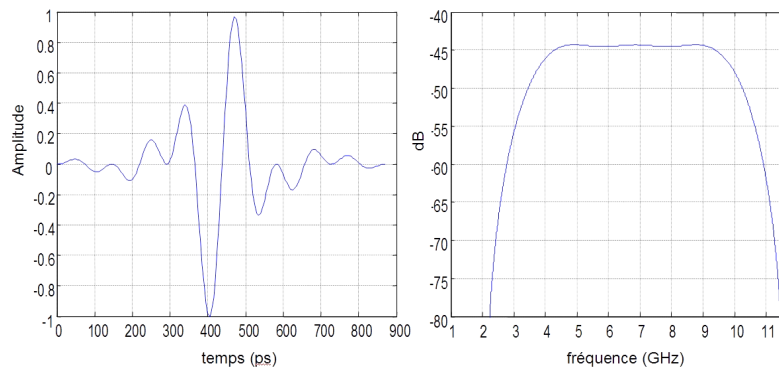


Figure 186 : signal ULB impulsionnel couvrant la bande allouée par la FCC

Des impulsions de quelques centaines de picosecondes sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes. L'utilisation d'une telle forme d'onde présente notamment les avantages suivants :

- Le très large spectre permet d'éviter la sélectivité éventuelle du canal de transmission.
- La très faible durée des impulsions autorise une très grande précision dans la mesure de distance entre deux nœuds.
- La puissance RF utilisable est maximale
- Les interférences avec d'autres liaisons concomitantes peuvent être évitées par l'utilisation de codes temporels PN (Time Hopping Codes).

Néanmoins, la génération et l'écoute de telles impulsions nécessitent des horloges très précises pesant sur le coût global de mise en œuvre. Le programme européen UCAN constitue un bon exemple de système mono bande.

Aucune des deux parties multi bande/mono bande ne souhaitant faire de concessions, l'élaboration de la future norme a été ajournée et chaque camp a décidé de poursuivre ses propres travaux.

4) Les systèmes de télécommunication sans fil courtes distances concurrents

Les dispositifs de communication ULB se positionnent comme une alternative sur le segment des liaisons sans fil de proximité. Parmi les technologies concurrentes, nous pouvons citer :

a - *Wi-Fi*, normes 802.11.x 

Sous le terme WiFi (Wireless Fidelity) sont regroupées de nombreuses normes (802.11x) visant à définir un système de réseau sans fil haut débit. Grâce à des points d'accès Wi-Fi, l'utilisateur peut se connecter avec les réseaux Internet, d'entreprise ou encore les réseaux mobiles comme GPRS/UMTS. La première version du standard 802.11 date de 1997, depuis l'IEEE a ratifié trois normes « principales » dont les caractéristiques sont présentées Figure 187.

	802.11.b	802.11.a	802.11.g
popularité	très bien adopté, marché stabilisé	faible	en croissance forte
débit	11 Mbps max. (classiquement 4-6 Mbps en pratique)	54 Mbps max.	54 Mbps max.
coût	très bon marché	relativement onéreux	bon marché
fréquence	2.4 GHz	5 GHz	2.4 GHz
portée en intérieur	30-50 m	10-25 m	30-50 m
points d'accès public	nombreux et en croissance rapide	très peu nombreux	en croissance rapide, bascule des Access Point 802.11.b en .g
compatibilité	inter opérable avec 802.11.g a 11 Mbps	uniquement 802.11.a	inter opérable avec 802.11.b a 11 Mbps

Figure 187 : Caractéristiques des normes 802.11a,b et g

Le Wi-Fi présente un avantage de poids pour les utilisateurs : il est normalisé au niveau international. Cette technologie permet donc une interopérabilité totale des équipements, quelle que soit la marque, la nature du terminal et le lieu d'utilisation. Actuellement très bien implanté, et en croissance constante, il est le dispositif leader sur le marché des communications radio de proximité.

b - Bluetooth **Bluetooth™**

Cette norme tire son nom de Harald Blaatand (910 – 986) (littéralement : “Harald à la dent bleue”), personnage historique reconnu pour son talent en communication. Il a en son temps réussi l'exploit d'unifier le Danemark et la Norvège, royaumes vikings, à l'heure où l'Europe était divisée tant par des querelles de religions que de territoires. Les initiateurs de Bluetooth (Ericsson, IBM, Intel, Nokia et Toshiba) s'en sont inspirés, souhaitant fédérer et simplifier au sein d'une norme unique les multiples protocoles de communications utilisés entre appareils électroniques.

Leur technologie sans fil relierait jusqu'à huit périphériques dans un rayon de dix mètres, avec en point de mire la constitution de réseaux domestiques chez les particuliers pouvant associer télévision, lecteur / enregistreur DVD, PC et téléphone portable par exemple. Aussi prometteuse soit-elle, la technologie Bluetooth, initiée en 1994, fut freinée par ses trop nombreuses incompatibilités. Rares étaient les appareils aux normes 1.0 et 1.0b capables de se « reconnaître » et d'échanger des données, l'arrivée de la révision 1.1 n'ayant amélioré la situation que trop tardivement. Initialement prévu pour remplacer tant les câbles que les différentes interfaces de nos périphériques, Bluetooth ne concerne plus aujourd'hui que les PDA, les téléphones portables et quelques périphériques de saisie.

D'un point de vue technique, la liaison s'effectue dans la bande ISM (2400 – 2483,5 MHz). Trois niveaux de puissance sont utilisés pour établir les liaisons (1, 2.5 ou 100 mW) ; l'envoi des informations s'effectue par paquets encadrés de blocs de données de contrôle, comme lors des communications par IP. En fonction de l'encombrement des transmissions, émetteurs et récepteurs peuvent changer de canal jusqu'à 1 600 fois par seconde.

En plus de l'adresse du destinataire, les blocs de contrôle contiennent donc la fréquence sur laquelle se trouvera le paquet suivant. Ils ajustent également le débit au type d'information circulant (trois types de liaisons existent : synchrones à débit élevé, asynchrones, et les canaux voix/données). Ce contrôle permanent explique la différence entre le débit théorique maximum, de 1 Mbits/s, et la pratique, au mieux $2 \times 432 = 864$ Kbits/s (Figure 188).



Figure 188 : système Bluetooth

Développements futurs :

La norme Bluetooth est toujours en évolution : début novembre 2004, le consortium Bluetooth SIG annonce l'adoption de la spécification « Bluetooth Core Specification Version 2.0 + EDR (Enhanced Data Rate) ». Parmi les principales évolutions par rapport à l'ancienne norme, il faut noter :

- un débit maximum 3 fois supérieur (jusqu'à 10 fois dans certains cas) ;
- un accroissement de la portée efficace du système ;
- une consommation inférieure, obtenue par la réduction du coefficient d'utilisation. L'objectif annoncé est un doublement de l'autonomie ;
- des liens multiples plus fonctionnels grâce à la bande passante plus importante ;
- un plus faible taux d'erreurs.

La compatibilité avec les versions précédentes est maintenue. Les premiers produits reposant sur cette nouvelle spécification sont apparus courant 2005 dans les domaines de l'informatique individuelle et de la téléphonie.

c - Autres compétiteurs

HiperLAN2

HiperLAN2 (High Performance Radio LAN 2.0) est une norme européenne élaborée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Les performances visées sont un débit théorique de 54 Mbps sur une zone couverte d'une centaine de mètres ; la gamme de fréquence utilisée s'étend de 5 150 à 5 300 MHz. Il faut noter que malgré un débit maximum théorique identique, la norme HiperLAN2 est plus efficace que le 802.11a en pratique. De plus cette norme inclut l'utilisation d'algorithmes de sélection dynamique de fréquence (DFS), de contrôle de puissance (TPC) et est mieux conçue pour gérer la qualité de service requise par le trafic temps réel. Le développement de cette norme reste confidentiel en France.



Soutenu initialement par des acteurs comme Compaq, HP, IBM, Intel et Microsoft, HomeRF a été imaginé avant tout pour un usage domestique. Ses performances théoriques sont semblables à celles de Wi-Fi (débit de 11 Mbits/s). En outre, un réseau HomeRF permet de soutenir des liaisons DECT, technologie de transport de la voix en mode numérique sur les réseaux sans-fil. HomeRF, sévèrement concurrencé par Wi-Fi aux Etats-Unis, a perdu le soutien de deux sponsors de poids, à savoir Intel et Microsoft. Cette norme est quasiment à l'abandon depuis 2003.



La concurrence optique : la technologie ZigBee (aussi connue sous le nom IEEE 802.15.4) permet d'obtenir des liaisons sans fil à très bas prix et avec une très faible consommation d'énergie, ce qui la rend particulièrement adaptée pour être directement intégrée dans de petits appareils électroniques. La portée visée est de 30 m, le débit maximum ne dépassant pas 250 kbps. Cette technologie est largement utilisée pour la domotique (télécommandes) mais souffre toutefois des perturbations dues aux interférences lumineuses. L'association ZigBee, bien que jeune, bénéficie du soutien d'acteurs majeurs du domaine de l'électronique (Motorola, Philips, Honeywell, Mitsubishi...)

5) Performances comparées de l'ULB par rapport aux systèmes WiFi et BlueTooth

a - Avantages de l'ULB

Dans l'hypothèse d'un système de communication ULB fonctionnant à base d'impulsions brèves telles que présentées Figure 186, nous pouvons retenir les avantages suivants :

- Les impulsions étant extrêmement étroites, il est possible d'atteindre de hauts débits (> 100 Mbits/s) par simple augmentation du nombre d'impulsions émises dans un temps donné.
- Pour une puissance d'émission donnée il est facile d'augmenter la portée efficace du système au prix d'une diminution de débit. En effet, en répétant plusieurs fois la même information à l'émission et en moyennant les signaux en réception, le rapport signal à bruit de la liaison s'améliore. On peut donc imaginer qu'un dispositif de communication ULB ajuste dynamiquement le débit suivant les conditions de liaisons, sans interruption et de manière transparente pour l'utilisateur.
- Ce système est peu sensible aux multi trajets. En effet, l'impulsion étant très courte, il est possible de séparer le signal utile de ses échos. L'onde suivant le trajet le plus direct arrivera avant celles ayant subi de multiples réflexions et sera souvent de plus forte amplitude. Son instant d'arrivée étant prévisible au sein d'une transmission établie, une discrimination temporelle sera facile à mettre en place.
- Le phénomène d'évanouissement est peu probable (interférences destructives entre les signaux sinus) : lorsque que les signaux sinusoïdaux subissent des réflexions, ils peuvent se retrouver déphasés et s'annuler mutuellement. Le rapport signal à bruit diminue et le signal est perdu. Avec les impulsions, ce problème n'existe pas. Deux impulsions (une réfléchi et une directe) ont peu de chance de se compenser totalement ou partiellement.

- Système simple et peu coûteux. Simplicité de la partie RF due à l'absence de porteuse. Seule une faible puissance d'alimentation est nécessaire.
- Possibilité de faire de la mesure de distance et de la localisation. Il est possible de mesurer facilement le temps entre l'émission et la réception d'une impulsion. Ceci permet d'estimer précisément (faible largeur d'impulsion) la distance à laquelle se trouve un récepteur par rapport à la borne d'accès.
- Faibles perturbations engendrées pour les systèmes conventionnels : l'impulsion possède un spectre très large et une très faible densité spectrale d'énergie. Les perturbations ne sont que transitoires à l'échelle d'une liaison sur porteuse classique. Cela rend, en théorie, ce système transparent pour les systèmes standards bande étroite et contribue également à une certaine confidentialité naturelle des liaisons, celles-ci étant difficiles à détecter et à intercepter.
- Il est possible de faire cohabiter un grand nombre d'utilisateurs sur une même borne d'accès.

b - Inconvénients

- L'ULB n'est encore ni totalement normalisé, ni opérationnel à grande échelle.
- Il est encore nécessaire de surveiller les interférences possibles avec l'environnement (parasitages de systèmes en place tels que le GPS et susceptibilité des systèmes de communication ULB aux perturbations ambiantes).
- La réalisation des antennes ULB est délicate, celles-ci devant fonctionner sur une très large bande de fréquences et rester de dimensions compatibles avec les applications.

c - Performances comparées

Comparée aux systèmes radio en place, la technologie ULB propose un niveau de performance au moins équivalent. Dans les faits, les réseaux Wi-Fi et Bluetooth ont été déployés de manière relativement complémentaire. Le Wi-Fi représente une solution haut débit utilisée au niveau des réseaux locaux tandis que le Bluetooth se pose en alternative aux câbles reliant les petits systèmes électroniques (Figure 189). De par son très bon compromis portée/débit, sa plus grande sécurité intrinsèque, et ses possibilités multi utilisateurs, l'ULB propose une alternative crédible au WiFi. Du fait de sa simplicité et de sa très faible puissance consommée (la consommation de l'ULB est annoncée 10 fois inférieure à celle du Wi-Fi) il constitue une bonne solution de remplacement pour les systèmes Bluetooth.

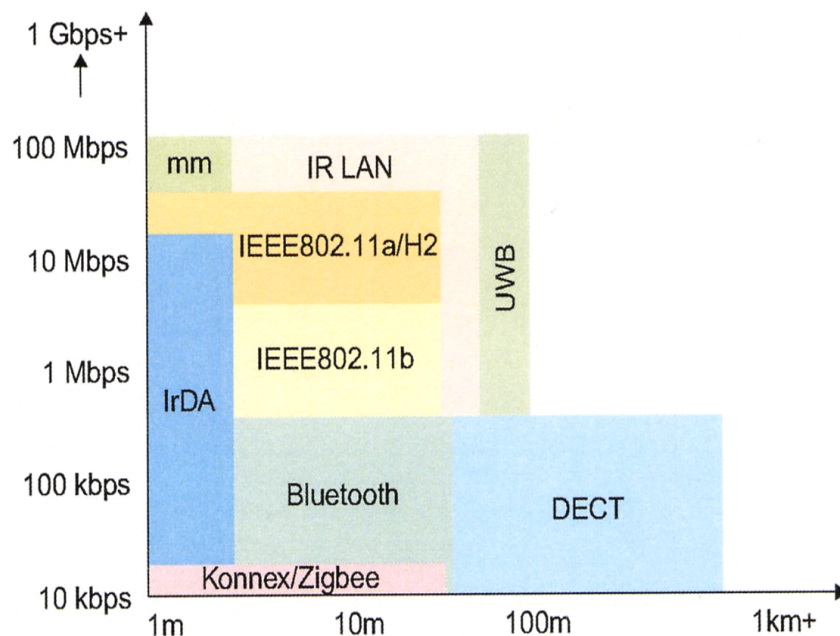


Figure 189 : positionnement débit-portée des différentes solutions sans fil

6) Modulations et codages utilisables dans les communications ULB impulsives

Dans le cadre des communications ULB basées sur l'émission d'impulsions, différentes techniques de modulation peuvent permettre le codage de l'information. Parmi celles-ci nous pouvons noter [50] :

- La modulation PPM (Pulse Position Modulation)

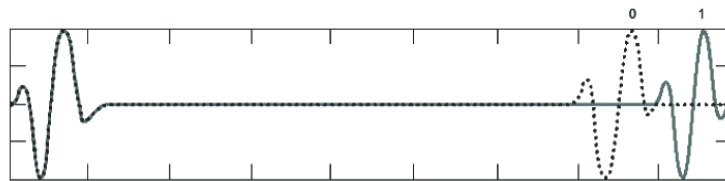


Figure 190 : modulation PPM

Il s'agit d'une modulation monophasé. On définit une plage temporelle divisée en intervalles de temps. En fonction de l'intervalle de temps qui contient l'impulsion, on obtient une information différente. C'est le retard de l'impulsion dans la plage temporelle qui contient les informations (Figure 190).

- La modulation d'amplitude PAM (Pulse Amplitude Modulation)

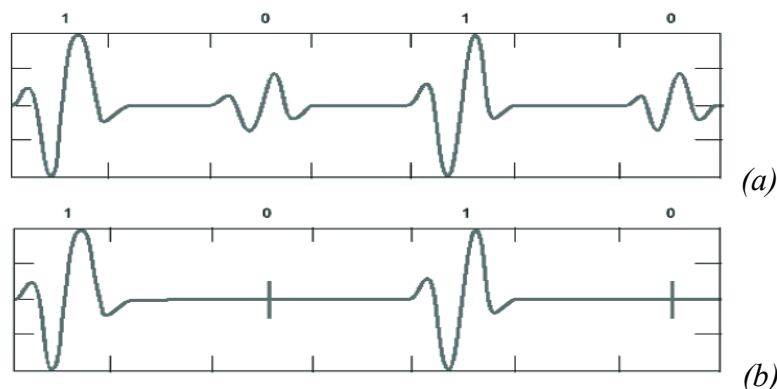


Figure 191 : (a) modulation PAM (b) modulation OOK

Ce sont des modulations monophasées : le signal est codé en utilisant deux impulsions d'amplitudes différentes (modulation PAM), ou même la présence ou l'absence d'impulsion à un instant donné (Figure 191). Ce fonctionnement en « tout ou rien » se retrouve dans le terme modulation OOK (On Off Keying).

- La modulation BPSK (Bi-Phase Modulation)

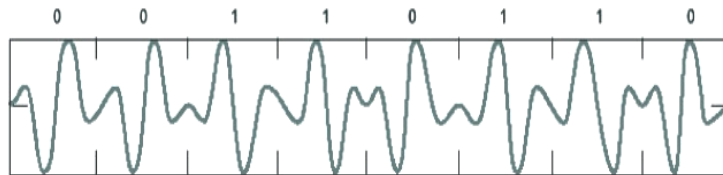


Figure 192 : modulation BPSK

Le signal est ici codé en inversant la polarité de l'impulsion émise (Figure 192). Les impulsions sont réparties aléatoirement dans le temps et modulées en amplitude de manière analogique. A chaque impulsion, on transmet une impulsion d'amplitude opposée retardée d'un temps T_i . A chaque utilisateur, on associe un intervalle de temps T_i différent ce qui permet de les différencier.

- Time Hopping.

Cette technique permet de réaliser un accès multi-utilisateurs. On alloue à chaque utilisateur une séquence pseudo aléatoire. Ces séquences sont toutes différentes. On obtient des signaux quasi orthogonaux ce qui permet de les différencier en réception.

- Modulation Spectral Keying (proposée par Général Atomics).

Le spectre fréquentiel ULB est découpé en sous bandes. L'information est codée en utilisant différentes impulsions dont le spectre correspond à ces mêmes sous bandes. De plus, chaque type d'impulsion peut être lui-même modulé (BPSK ou QPSK par exemple).

Plusieurs techniques sont souvent employées de manière conjointe : utilisation simultanée de Time Hopping et de modulation PPM...

B. Antennes et communications ULB

I - Le problème à résoudre

Une antenne destinée aux communications ULB doit répondre à des exigences particulières. Bien évidemment, celle-ci doit fonctionner sur toute la bande [3.1-10.6 GHz] (soit 109 % de bande relative), mais suivant l'utilisation visée, certaines contraintes peuvent se rajouter :

- Dans le cadre des bornes d'accès, les antennes recherchées peuvent être directives ou omnidirectionnelles au gré des besoins (couverture sectorielle d'une zone, répartition de charge...). Leur encombrement, leur poids et leur niveau de gain ne sont pas forcément des contraintes fortes de par leur implantation à poste fixe et la possibilité de disposer d'alimentations conséquentes.
- A contrario, les antennes destinées à être montées sur des récepteurs mobiles (PDA, téléphone cellulaire, tablet PC...) doivent avoir des dimensions permettant leur intégration sur l'appareil, et des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels.

II - Les antennes existantes

Tout type d'antenne ULB possédant une bande relative supérieure à 28% voit son fonctionnement transposable dans la bande [3,1-10,6 GHz] au travers d'une simple mise à l'échelle de ses dimensions. En effet, réduire la taille d'une antenne d'un certain facteur entraîne un « scaling » de la bande de travail de celle-ci vers les hautes fréquences, ceci dans un rapport inverse à la réduction appliquée. A titre d'exemple, après une mise à l'échelle 1/5, l'antenne « Libellule » décrite précédemment fonctionnera parfaitement sur la bande de fréquence visée. Cependant, bien que divisé par 125, le volume de cette antenne restera incompatible avec un usage de récepteur mobile, la limitant à un emploi au sein de « bornes d'accès » (encombrement approximatif du dispositif miniaturisé : $L \times l \times h = 200 \times 200 \times 80$ mm).

En fait, les antennes étudiées dans le cadre des applications radar répondaient à des contraintes de directivité et de faible dispersion sur le champ rayonné en temporel, lesquelles engendraient le dessin de structures de grandes tailles. Ces critères n'étant pas aussi importants dans le cadre des communications ULB, l'usage d'autres types d'aériens devient envisageable [51].

1) Monopôles et dipôles

L'utilisation d'antennes de ce type, loin de leur fréquence de résonance, donne à celles-ci des caractéristiques ULB au prix d'une adaptation très dégradée et donc de gains faibles. Outre l'utilisation d'antennes très petites devant la plus grande longueur d'onde à émettre, les manières les plus classiques d'atténuer les résonances et d'élargir la bande consistent à charger résistivement les extrémités des brins ou à travailler la géométrie de l'élément rayonnant (Figure 193) [52][53].

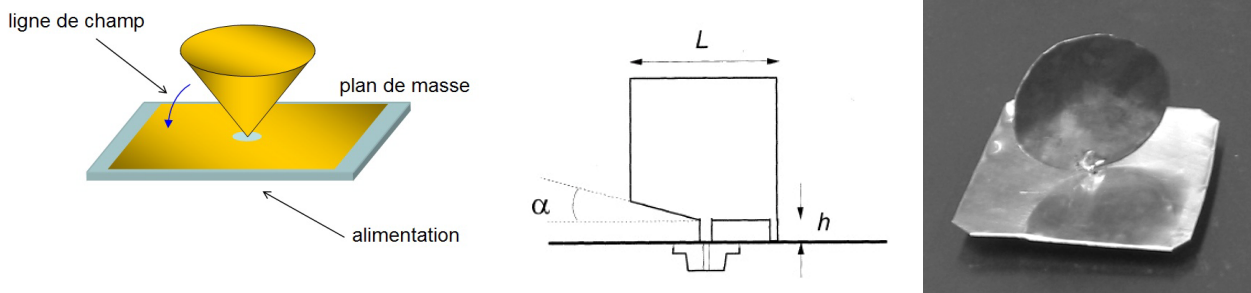


Figure 193 : monocône et monopoles plans

2) Antennes spirales et méandres

Ces antennes présentent l'avantage de ne pas posséder de polarisation principale. Leur réalisation est aisée et elles sont robustes. Afin d'augmenter la longueur électrique des brins conducteurs, il suffit de jouer sur les substrats diélectriques ou magnétiques utilisés (Figure 194). Les signaux rayonnés souffrent toutefois d'un fort coefficient de dispersion pouvant être pénalisant [54][55].

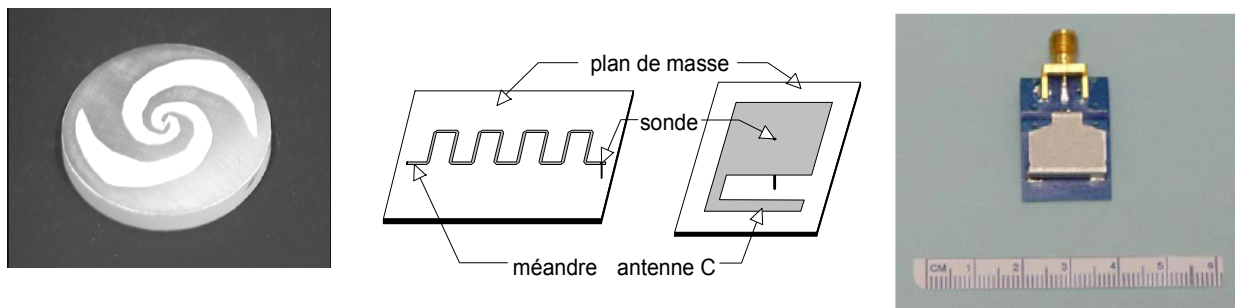


Figure 194 : antennes Spirales et méandres

3) Antennes « Boucle »

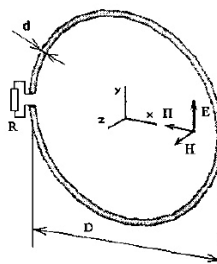


Figure 195 : antenne boucle en réception

Les antennes formées par un ou plusieurs cercles de conducteur électrique sont des aériens classiquement utilisés dans les bandes radio classiques. L'antenne émet ou reçoit de manière axiale ou normale, suivant que la longueur d'onde est grande ou petite devant les dimensions géométriques de la structure. Un dimensionnement adapté peut lui conférer un fonctionnement ULB à même de répondre au problème (Figure 195). La société Aether Wire & Location commercialise des dispositifs ULB de ce type [56].

4) Antennes multi résonnantes

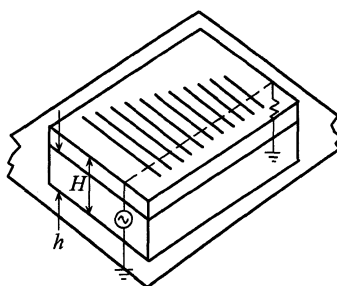


Figure 196 : antenne N-éléments quasi microstrip

La Figure 196 représente une antenne multi résonnante. Un réseau de conducteurs est excité par une ligne d'alimentation, le tout étant disposé au-dessus d'un plan de masse. Une extrémité de la ligne principale est reliée au générateur tandis que l'autre se referme sur une charge d'adaptation. De même que les antennes log périodiques, ce type d'aérien n'est pas adapté au rayonnement de signaux impulsionnels.

5) Dipôles magnétiques

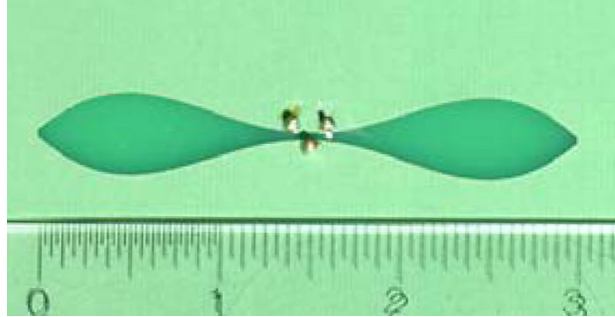
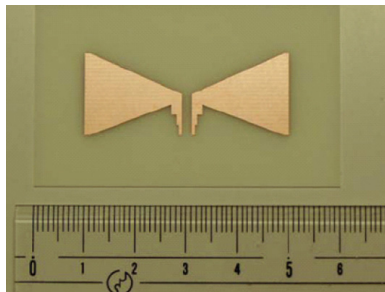


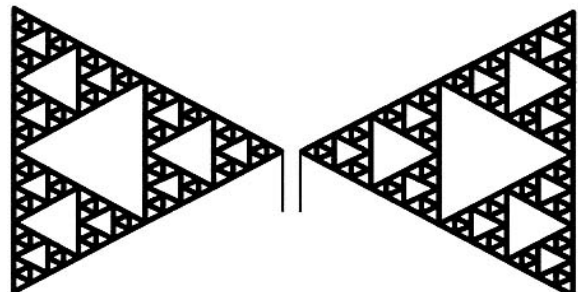
Figure 197 : antenne à fente

L'antenne à fente présentée Figure 197 constitue un dipôle magnétique. La bande passante de cette structure « classique » a été fortement augmentée en jouant sur la largeur de la ligne, permettant ainsi d'obtenir un bon niveau de performance [57][58].

6) Antennes Bow-tie



(a)



(b)

Figure 198 : antennes Bow-tie imprimées (a) classique (b) avec motif fractal de Sierpinsky

Ces antennes classiques sont fréquemment utilisées dans les domaines ULB. Il s'agit d'une version 2D de l'antenne bi cône, réalisée sous la forme d'un dépôt métallique disposé sur un substrat diélectrique. Ces structures présentent de nombreuses qualités tant en termes de réalisation et de robustesse qu'en termes de performances électromagnétiques. Il existe de nombreuses versions dérivées utilisant des géométries complexes permettant d'élargir la bande de fonctionnement [59][60][61].

7) Antenne du type « Large Current Radiator »

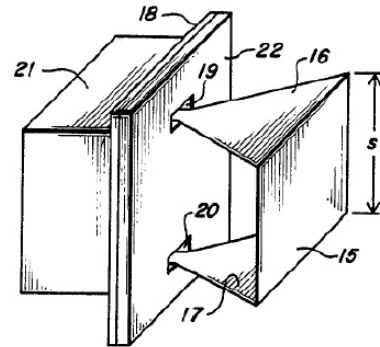
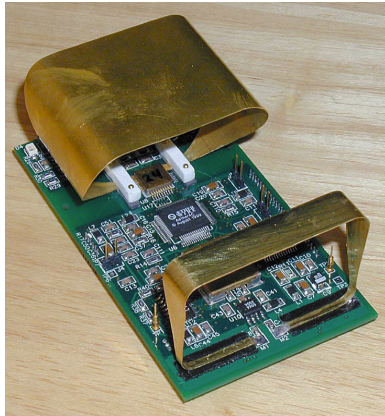


Figure 199 : Antenne "Large Current Radiator"

Ces antennes utilisent le rayonnement induit par la circulation de courants d'amplitudes relativement élevées sur un conducteur replié, typiquement un segment de ligne reliant le générateur à la masse. Une version classique de cette antenne intègre le générateur derrière une plaque métallique formant réflecteur. L'encombrement de ces aériens reste toutefois important [62].

III - Développement d'antennes dédiées aux applications de communication ULB dans la bande [3,1 ; 10,6 GHz]

1) Antenne planaire

Afin de disposer d'une antenne d'encombrement réduit, compatible avec des applications mobiles, une structure planaire a été étudiée. La géométrie de celle-ci s'inspire d'une antenne Bow-tie dont les triangles seraient remplacés par des profils elliptiques, permettant d'obtenir une meilleure adaptation en extrémité de brin et un encombrement légèrement réduit [63].

a - Caractéristiques

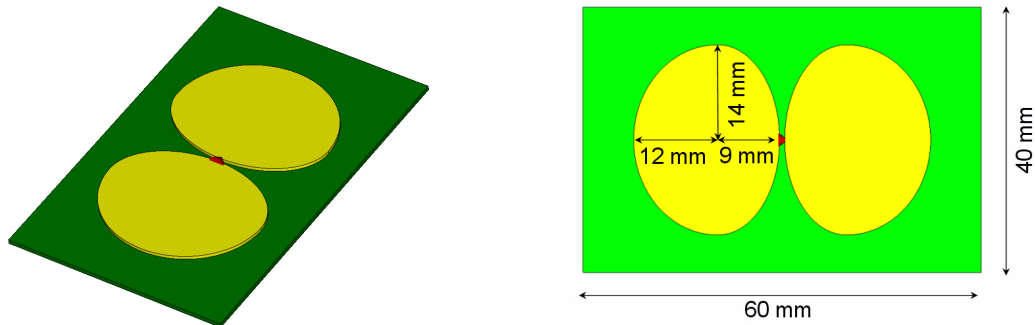


Figure 200 : géométrie retenue

La Figure 200 représente le dipôle plan étudié ici. Le substrat est un PCB (ici sur base époxy ; permittivité relative $\epsilon_r = 3,8$) mesurant 60 x 40 mm. Les éléments métalliques ont une épaisseur de 0,75 mm ; ils sont dessinés sur la base de profils elliptiques accolés par leurs grands axes. L'alimentation simulée est constituée d'un générateur 50 Ω reliant les deux parties du dipôle (flèche rouge). Le signal d'excitation est une gaussienne d'amplitude crête 1V.

b - Résultats

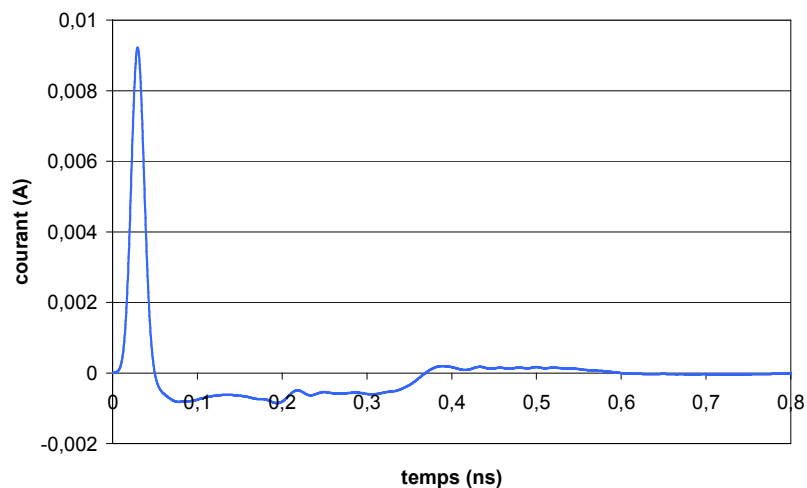


Figure 201 : courants en entrée d'antenne pour une excitation de 1V crête

La Figure 201 représente le courant sur le fil alimentant l'antenne. La valeur crête de celui-ci est proche de 10 mA et les retours sont de faible niveau (l'antenne n'a pas à être adaptée en dessous de 3 GHz d'où un mauvais fonctionnement en basse fréquence).

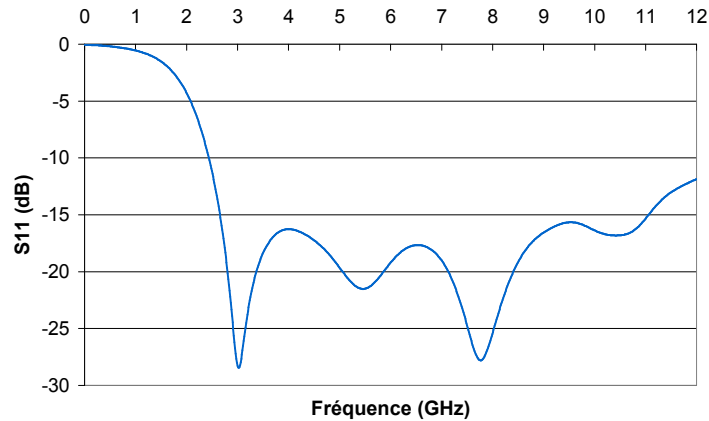


Figure 202 : S_{11} de l'antenne

Le S_{11} simulé est toujours inférieur à -15 dB de 2,6 à 11 GHz, signe d'une adaptation efficace sur cette bande de fréquence (Figure 202).

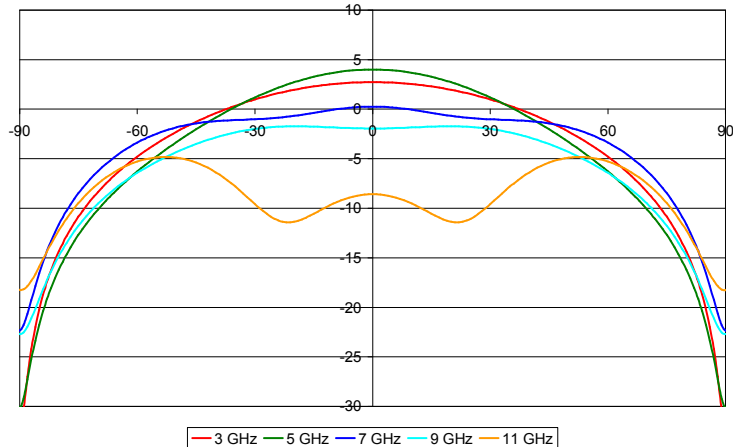


Figure 203 : diagrammes de rayonnement dans le plan E principal

La Figure 203 présente les diagrammes obtenus dans le plan normal au PCB coupant le dipôle selon toute sa longueur. Les courbes obtenues entre 3 et 9 GHz montrent un rayonnement maximal à la verticale du point d'alimentation et un fort niveau de gain. La courbe tracée à 11 GHz est marquée par une ondulation indiquant la présence de deux lobes situés à +/- 50° de la verticale.

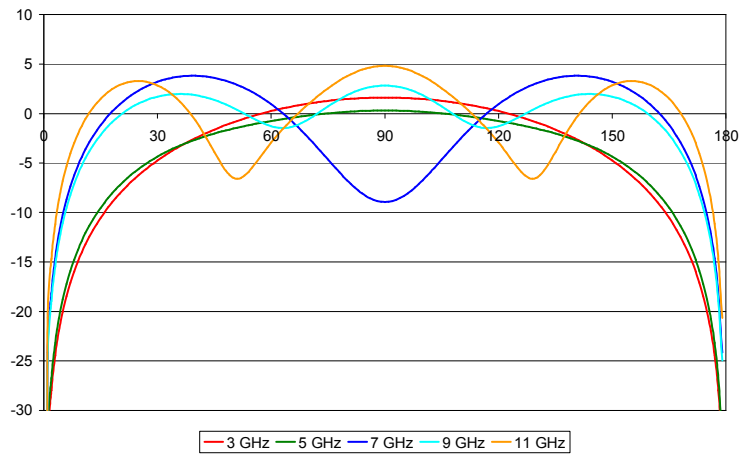


Figure 204 : diagrammes de rayonnement dans de la plan de l'antenne

Les diagrammes de la Figure 204 sont obtenus dans le plan parallèle du PCB de l'antenne. Celle-ci étant symétrique, les courbes sont tracées pour des angles allant de 0° (sommet d'un élément métallique) à 180° (sommet opposé). Les relevés obtenus à 3 et 5 GHz ne présentent qu'un lobe principal ; avec la montée en fréquence apparaissent ensuite deux lobes (7 GHz) puis trois lobes (9 et 11 GHz) autour de la structure.

Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation montrent un fonctionnement relativement omnidirectionnel de l'antenne. Le niveau de gain obtenu est élevé, toutefois il convient de garder à l'esprit que ces résultats sont obtenus à l'aide d'une alimentation « idéale », non perturbante et disposée entre les brins du dipôle.

2) Antenne fil plaque ULB

a - Principe de fonctionnement

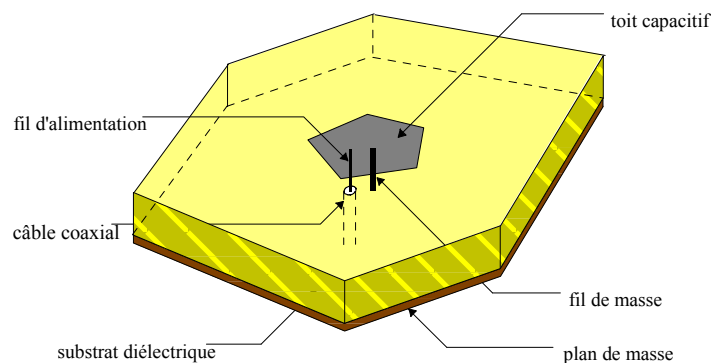


Figure 205 : Antenne fil plaque monopolaire

Le principe de fonctionnement de l'antenne présentée ici est celui d'une antenne fil plaque « traditionnelle » (Figure 205). Cette antenne dérive d'une antenne imprimée classique dont le fonctionnement serait modifié par l'adjonction d'un ou de plusieurs fils de court circuit reliant le toit capacitif au plan de masse [64][65].

La Figure 206 montre une comparaison entre l'impédance d'entrée d'une antenne classique et celle de l'antenne fil plaque qui en est issue :

- sans le fil de retour, l'antenne se comporte en basse fréquence comme un circuit résonant série dû à la self propre de la sonde d'alimentation et à la capacité formée par le toit supérieur
- l'ajout d'un fil de retour sur l'antenne fait alors apparaître une résonance parallèle à la place de la résonance série citée précédemment. Ceci s'explique par le fait que l'inductance du fil de reprise de masse vient court-circuiter la capacité de l'antenne formée entre le plan de masse et le toit supérieur.

Les densités surfaciques de courants circulant sur l'antenne étant majoritairement concentrées sur le fil de court-circuit, celui-ci sera donc à l'origine du rayonnement, lequel présentera des caractéristiques proches de celui d'un monopôle.

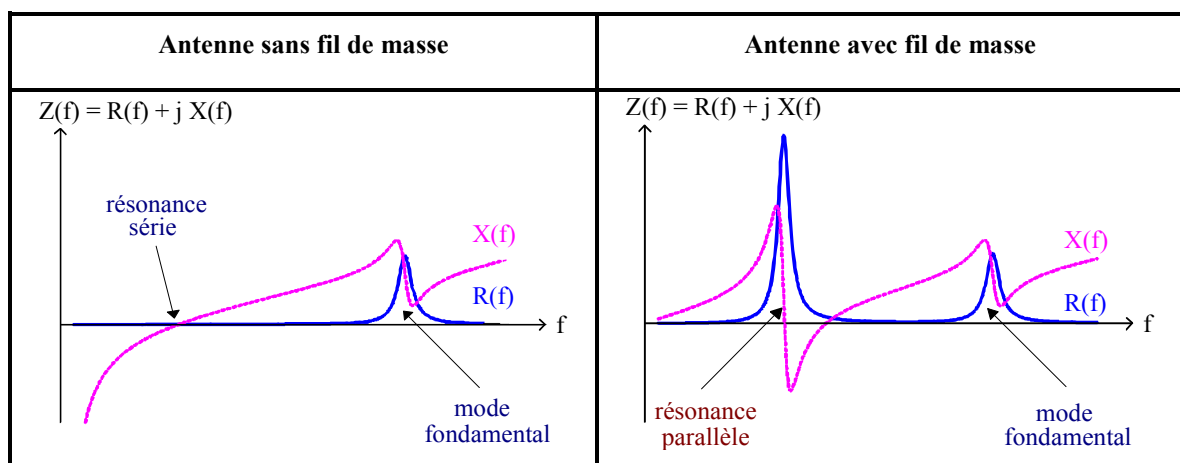


Figure 206 : impédance d'entrée de l'antenne avec ou sans fil de masse

b - Conception et optimisation

Afin de rendre cette antenne ultra large bande, il convient de réaliser son adaptation entre la résonance parallèle, basse fréquence, et le mode fondamental de la structure. Pour créer un palier à 50 Ohms sur la partie réelle, l'option choisie a été d'écraser la résonance au fondamental via un coefficient de qualité aussi petit que possible et de remplacer le fil d'alimentation par un cône à 45° qui présente une bonne adaptation sur une large bande (Figure 207).

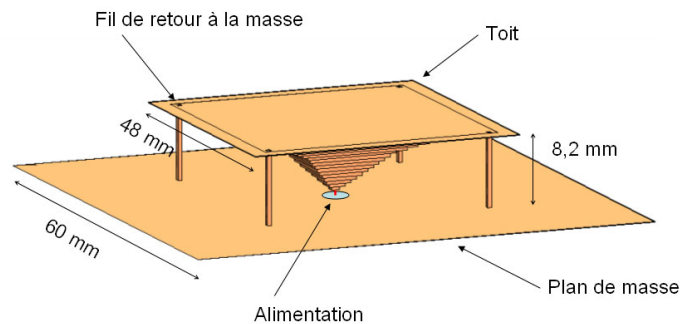


Figure 207 : antenne fil plaque ULB

L'optimisation de cette antenne a été faite en étudiant le courant sur le fil d'alimentation dans le domaine temporel. Cela a permis de choisir le nombre de fils de masse, leur position et leur taille ainsi que la hauteur de l'antenne. L'observation des courants a également donné la possibilité d'améliorer la forme du cône en donnant un dessin plus arrondi afin de minimiser la discontinuité au niveau du raccordement avec le toit.

Les caractéristiques présentées ci-après ont été obtenues par simulation à l'aide de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD).

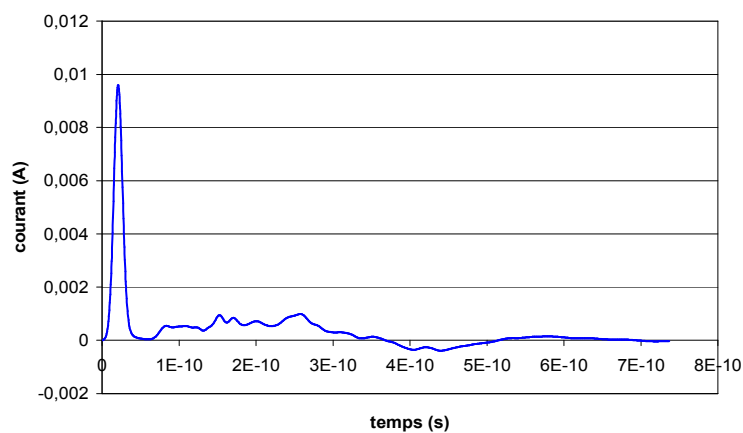


Figure 208 : courant sur le fil d'alimentation

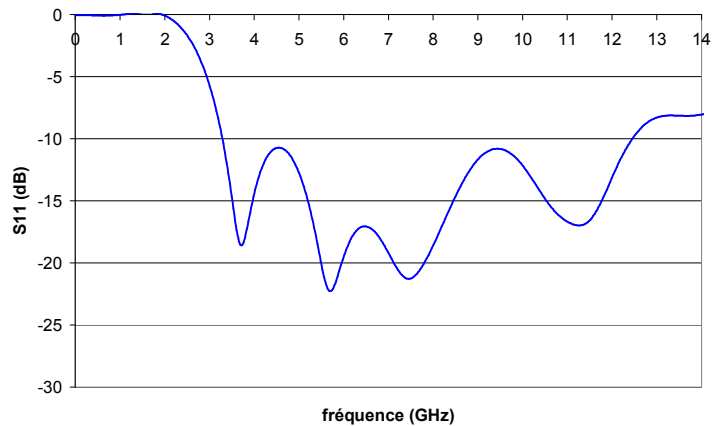


Figure 209 : coefficient de réflexion S_{11} simulé

Les Figure 208 et Figure 209 indiquent une bonne adaptation de l'antenne sur la bande de travail souhaitée. Excitée par une impulsion gaussienne d'amplitude crête 1V, le maximum de courant en entrée de l'antenne s'établit à presque 0.01A et les retours de courants restent de faible niveau. Le S_{11} obtenu est toujours inférieur à -10dB sur la bande 3.3 – 12.4 GHz.

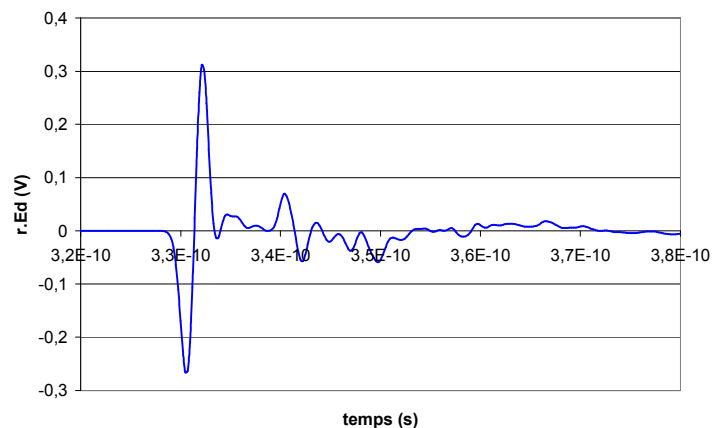


Figure 210 : champ rayonné

Le champ lointain rayonné par l'antenne présente une allure de dérivée au premier ordre du signal d'alimentation. Une deuxième impulsion est présente 0,11 ns après le pic principal. , son amplitude est de 25% du premier signal rayonné. Cette dernière correspond au signal rayonné par l'arête du plan de masse formant la base de l'antenne (Figure 210).

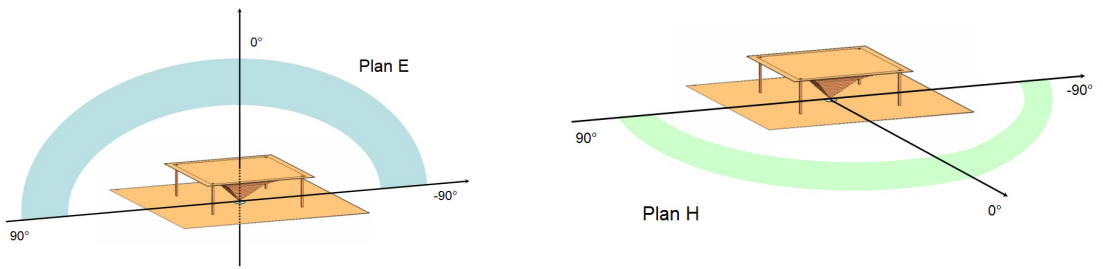


Figure 211 : plans caractéristiques

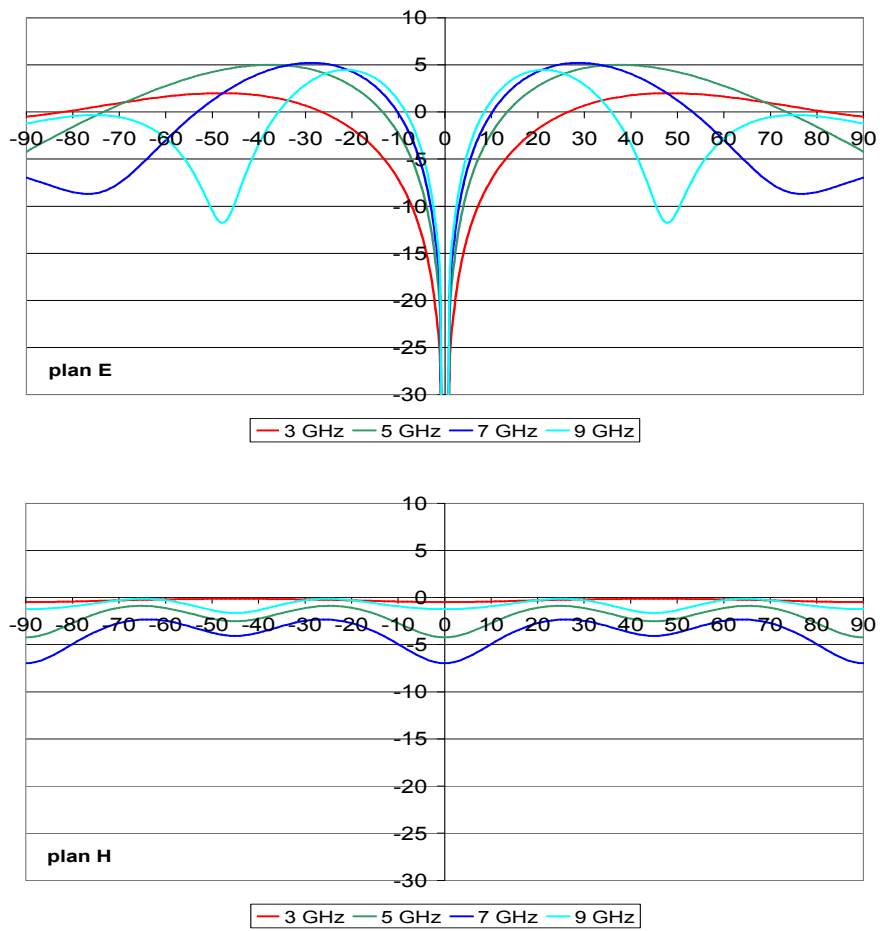


Figure 212 : diagrammes de rayonnement en plan E et plan H

Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation sont conformes aux caractéristiques attendues de l'antenne. Celle-ci rayonne de manière relativement omnidirectionnelle dans le plan H, le plan E possédant quatre lobes symétriques diamétralement opposés (Figure 211 et Figure 212). Le gain maximum atteint 5 dB à un angle de 65° par rapport au plan de masse.

c - Réalisation et premières mesures

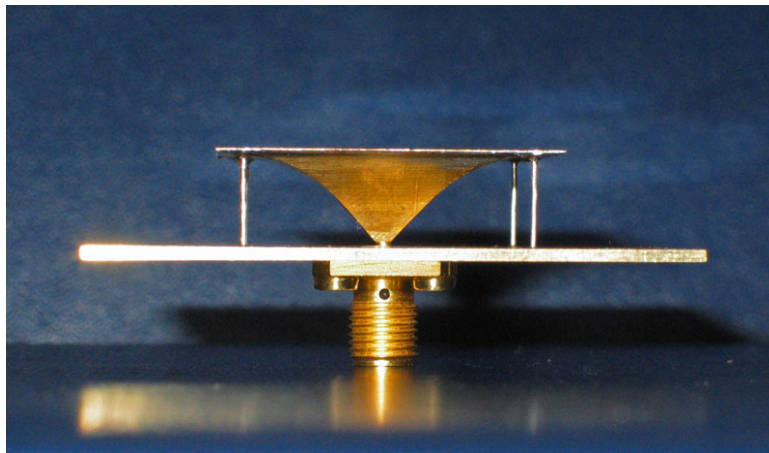


Figure 213 : antenne réalisée

L'antenne a été réalisée en laiton aux cotes simulées. L'alimentation se fait via un connecteur SMA dont l'âme centrale traverse le plan de masse et est soudée au sommet de la forme pyramidale, ce qui pourra être un facteur limitant pour ce dispositif censé fonctionner au-delà de 8 GHz (Figure 213).

d - Résultats expérimentaux

Les mesures ont été effectuées dans la chambre anéchoïque de l'IRCOM. Celle-ci mesure 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur ; sa hauteur est de 2,8 m. Elle permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans les domaines de fréquences supérieures à 1 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Celui-ci est capable de couvrir une gamme de fréquences allant de 0,01 à 40 GHz.

- Adaptation

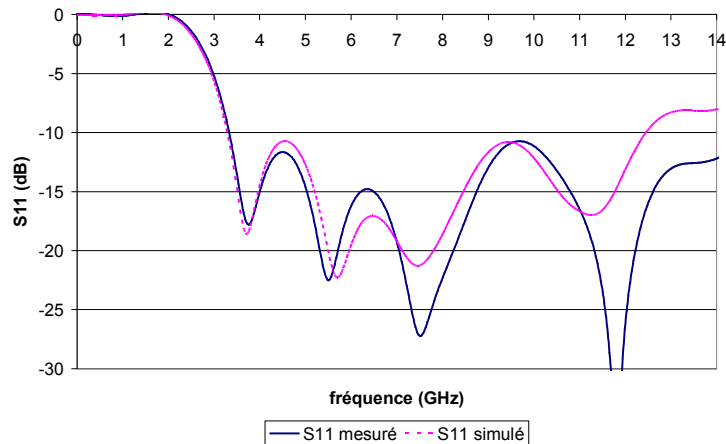


Figure 214 : comparaison S_{11} mesuré et S_{11} simulé

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant elle redirigée vers une entrée de ce même analyseur. La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif.

L'antenne réalisée semble correctement adaptée sur sa bande de travail avec un S_{11} inférieur à -10 dB de 3,3 à 12,2 GHz. Le S_{11} mesuré présente une bonne concordance avec le S_{11} simulé (Figure 214). Il faut néanmoins noter une légère dérive dans l'allure des courbes avec la montée en fréquence ainsi qu'une nette dégradation des performances passé 11 GHz.

- Gain et diagrammes de rayonnement

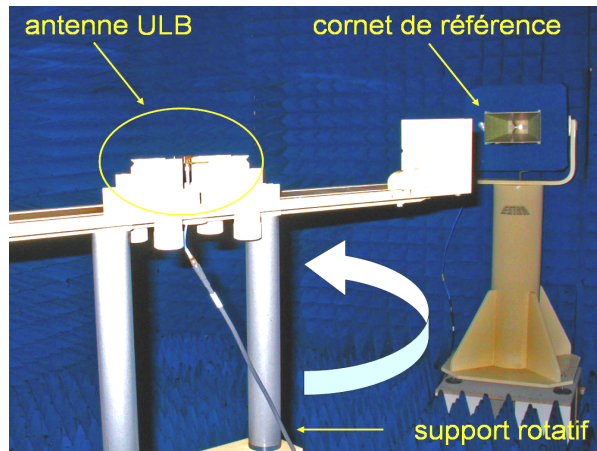


Figure 215 : dispositif de mesure

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une fonctionnant en émission et l'autre en réception. A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux supports rotatifs (Figure 215). Sur l'un est placée l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixée l'antenne de référence, ici un cornet à une entrée fonctionnant de 1 à 12 GHz ; la disposition respective des antennes permettant de choisir d'effectuer une mesure en plan E ou H. La sortie RF de l'analyseur est connectée à l'antenne de référence tandis que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement.

Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement en évaluant l'atténuation α de la liaison radioélectrique. Celle-ci est reliée au gain de l'antenne par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho$$

Soit :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

Avec :

G_r : Gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,

G_{rc} : Gain réalisé du cornet dans son axe,

R : Distance entre l'antenne sous test et le cornet,

λ : Longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,

ρ : Rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de α fournit directement la valeur de G_r .
Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$G_a = \frac{Gr}{1 - |S_{11}|^2}$$

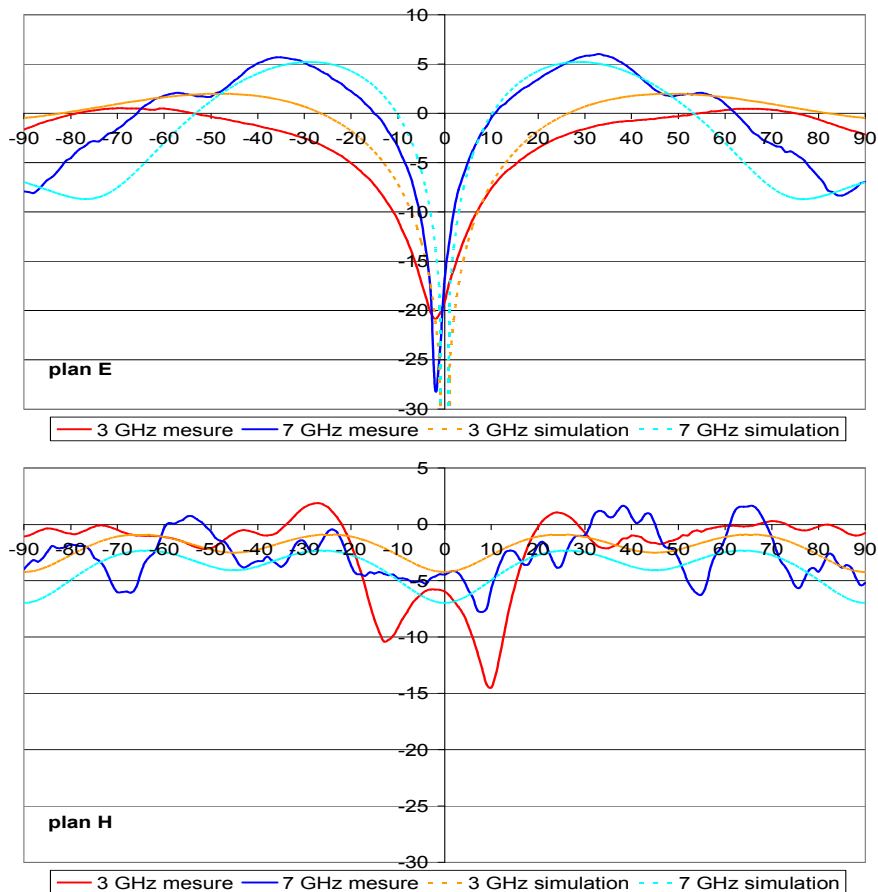


Figure 216 : Diagrammes en plan E et en plan H

Les diagrammes mesurés dans le plan E présentent une bonne symétrie. Les valeurs relevées concordent avec les simulations conduites bien que de petites différences ressortent. Celles-ci proviennent des approximations effectuées en simulation mais aussi des conditions de mesure. En effet, le support utilisé pour positionner l'antenne (Figure 215) était de très grande taille par rapport à l'antenne et ses extrémités pouvaient venir couper la liaison directe lors des mesures. Les relevés dans le plan H souffrent de manière marquée de ce problème, le caractère omnidirectionnel de l'antenne restant clairement visible (Figure 216).

3) Conclusions

Les antennes étudiées ici présentent des résultats encourageants. Une version miniature de l'antenne Libellule devrait permettre d'effectuer une couverture sectorielle avec un niveau de performance élevé. L'antenne fil plaque assure quant à elle une couverture omnidirectionnelle, le prototype réalisé ayant validé les résultats issus des simulations. Leur encombrement les destine plus particulièrement aux dispositifs « bornes d'accès » ; ces deux aériens sont utilisables tant dans un cadre ULB mono bande que multi bande.

Le dipôle elliptique sur PCB présente des dimensions compatibles avec une intégration sur des applications mobiles. Ses performances en rayonnement semblent prometteuses et comparables à celles des meilleurs produits similaires disponibles. Il convient de poursuivre cette étude en ajoutant à l'antenne une ligne d'alimentation rendant possible l'intégration du dispositif, ainsi que la réalisation et le test d'un prototype.

Conclusion générale

Dans de nombreux domaines de l'électromagnétisme, tels les antennes, la compatibilité électromagnétique, les tests de connectique, les mesures de surface équivalente radar... l'expérimentation est souvent effectuée par des techniques harmoniques. Le coût de telles expérimentations, surtout en basses fréquences, est extrêmement élevé car elles nécessitent l'utilisation de Cages de Faraday et de chambres anéchoïques. Les techniques transitoires développées au sein du laboratoire évitent ces inconvénients majeurs car elles permettent :

- d'utiliser les fenêtrages temporels pour éliminer les effets parasites liés à l'environnement,
- de baisser considérablement les planchers de bruit dans leur version « monocoup » ou « moyennée » permettant ainsi l'expérimentation outdoor,
- une grande rapidité de l'acquisition, une large bande de fréquence étant mesurée en une seule passe,
- d'autoriser le test de systèmes de très grandes dimensions...

Parmi les dispositifs intervenant dans les bases de mesure ULB, les antennes large bande constituent un élément important. Le propos de cette thèse était de concevoir et réaliser des aériens aptes à fonctionner sur de très larges bandes de fréquences, destinés à couvrir des besoins dans les domaines de la métrologie temporelle, des applications radar et des communications ULB.

La première étude effectuée s'est inscrite dans le cadre de l'amélioration des performances du démonstrateur radar large bande PULSAR du CELAR, destiné à la détection d'objets enterrés de type mines. Cet outil, issu des premiers travaux de mesure de SER conduits par le CREAPE, allie les avantages des basses fréquences (résonances des cibles, pénétration dans le sol et à travers la végétation) à ceux offerts par la grande largeur de bande (forte résolution spatiale).

Le point de départ des travaux effectués a été le dessin des antennes « Vivaldi antipodales » déjà utilisées sur PULSAR. Cette géométrie souffre d'un couplage fort entre dispositifs d'émission et de réception, couplage en partie lié à la présence d'une composante transverse dans le champ rayonné par les antennes. Afin de résoudre ce problème, une évolution vers une configuration triplaque des antennes, les rendant symétriques dans le plan E, a été simulée.

Si cette solution a permis de réduire efficacement le niveau de la composante croisée parasite, elle a également engendré une dissymétrie pénalisante dans les diagrammes de rayonnement en basse fréquence. Après une phase d'optimisation générale des dimensions de l'aérien au regard des contraintes imposées par les capacités de la nacelle porteuse et du cahier des charges, un nouveau dessin de l'antenne a été testé. Celui-ci évitait toute rotation au champ E lors de sa propagation, l'antenne se présentant comme une ligne biplaque s'évasant exponentiellement. Par la suite, cette structure a été successivement améliorée via l'ajout de lobes d'extrémités de brins, élargissant la bande de fonctionnement vers les basses fréquences, et enfin grâce à un dessin « en V », améliorant la focalisation du rayonnement dans le plan H.

Cette nouvelle antenne, baptisée « Libellule » a été fabriquée en deux exemplaires. Les mesures conduites en espace libre ainsi qu'en chambre anéchoïque ont permis de valider les simulations numériques effectuées lors de la phase de conception, tant en termes de directivité que de gain, bande passante et allure temporelle des champs rayonnés.

Toutefois, lors d'expérimentations où l'antenne d'émission était alimentée par un éclateur à gaz délivrant des impulsions de 18 kV à fort contenu basse fréquence, nous avons été à nouveau confrontés à un niveau de couplage important. Celui-ci dégrade significativement les performances globales du système en imposant l'utilisation d'atténuateurs de protection devant le dispositif d'acquisition et en diminuant le rapport signal à bruit des réponses de cibles. Afin de limiter l'importance de ce phénomène sur PULSAR, l'utilisation d'un cornet ridge a finalement été préférée en réception. En effet, ce type d'antenne présente une fréquence de coupure basse proche de 300 MHz, permettant de diminuer fortement l'amplitude et la durée des couplages, au prix toutefois d'une altération des allures temporelles des signaux reçus.

Dans le cadre de mesures de signatures radar, il est possible d'effectuer un fenêtrage temporel ainsi qu'une soustraction des signaux reçus avec et sans cible. Les meilleurs résultats sont alors atteints en utilisant un couple d'antennes « Libellule », celui-ci surclassant alors les performances obtenues par les autres couples d'antennes en termes de gain, dispersion et bande passante.

La réalisation d'un radar impulsif ULB performant en terme de portée efficace nécessite d'être capable de rayonner des signaux d'amplitude crête à crête élevée. Cette problématique conduit souvent à l'utilisation de générateurs délivrant des niveaux de tension importants à l'émission. Ces derniers sont cependant de conception délicate, la réalisation d'impulsions haute tension et d'allure temporelle maîtrisée (fronts de montée raides, faible largeur à mi hauteur...) étant peu aisée.

Afin de dépasser cette limitation, le concept d'un dispositif radar multi sources a été étudié. L'idée consiste en la sommation des rayonnements de plusieurs couples antennes-générateurs afin de synthétiser une source unique. De cette manière, il devient possible d'utiliser des modules de puissance modérée, plus facilement réalisables.

La principale difficulté de ce dispositif réside dans le contrôle de la synchronisation des sources, nécessaire au maintien de la brièveté de l'impulsion électrique rayonnée ainsi qu'à l'effet de conjugaison des puissances. Un manque de synchronisme risquerait de désaxer le lobe de rayonnement par effet réseau et ferait perdre en résolution, en portée et en rendement. La solution finalement retenue a été celle d'une commande optique à travers l'utilisation d'une source laser venant éclairer des photo-commutateurs disposés entre générateurs et antennes. Cette architecture permet en outre de fournir un ou plusieurs signaux optiques de synchronisation pour le système d'acquisition, avec un retard précis et une très faible gigue. De plus, elle autorise la délocalisation de la source haute tension loin des aériens, libérant ainsi davantage de place et de poids à l'extrémité d'un éventuel bras porteur.

Ce projet s'est concrétisé avec le lancement du contrat RUGBI, devant permettre à la DGA de se forger un avis sur les possibilités d'un tel dispositif. Dans ce contexte, il a été nécessaire de concevoir des aériens compatibles avec une mise en réseau sur la plate forme du démonstrateur, montée sur le site de Brive. Afin de répondre à ce besoin, une géométrie dérivée de l'antenne Libellule a été mise à l'étude, celle-ci devant offrir une réalisation plus simple, plus légère et plus compacte. Ce travail a débouché sur la réalisation personnelle d'un prototype d'antenne. Les mesures effectuées sur celui-ci ont permis de poursuivre son développement via l'intégration d'un balun dédié, la réduction de sa largeur (favorisant sa compacité), et l'adoption d'une structure porteuse en mousse de faible permittivité diélectrique. Courant 2004, quatre antennes baptisées « Valentine » et intégrant ces améliorations ont été fabriquées.

Les premières expérimentations réalisées à l'aide de générateurs classiques et de lignes à retard ont permis de tester le dispositif radar complet, avant l'installation du générateur électro-optique réalisé par l'équipe OCNL de l'IRCOM. Actuellement totalement opérationnelle, la plate forme RUGBI a montré un niveau de performance élevé, permettant d'envisager une poursuite de l'étude. Les domaines ouverts par l'utilisation de solutions optoélectroniques sont vastes ; ils comprennent notamment la conception de réseaux d'antennes agiles (en jouant sur les retards de déclenchement des sources) ainsi que la possibilité de travailler l'allure temporelle des signaux d'excitation. De ce dernier point découlent deux avantages potentiels. Premièrement, l'utilisation de signaux d'excitation à valeur moyenne nulle permet de minimiser les couplages entre antennes, et donc de simplifier la géométrie des aériens au bénéfice de leur ouverture maximale ou de la réduction de leur encombrement. Deuxième aspect positif, il devient envisageable de réaliser à la demande des impulsions couvrant une bande de fréquence particulière.

Suite au développement prévu des réseaux de télécommunications indoor et outdoor basés sur la génération de pulses sans porteuses, le CREAPE s'est engagé dans la mise au point d'antennes dédiées aux bornes d'accès ainsi qu'aux applications mobiles.

Le problème à résoudre est voisin de celui des radars sur le plan des équipements électromagnétiques. Il convient de concevoir des antennes à la fois miniatures et adaptées à la bande [3,1 - 10,6 GHz], ce qui constitue un obstacle non négligeable. Les solutions proposées en poste fixe sont une version miniature de l'antenne « Libellule », laquelle offre une bonne couverture sectorielle pour un encombrement raisonnable. Un deuxième aérien, basé sur un concept d'antenne fil-plaque, a été développé afin de fournir des diagrammes omnidirectionnels. Le prototype réalisé présente un bon niveau de performance, concordant avec les simulations conduites.

Afin d'équiper les applications embarquées, un dipôle elliptique sur PCB a également été proposé. Les performances théoriques de cette antenne semblent prometteuses ; toutefois il convient maintenant de réévaluer celles-ci en intégrant aux simulations un modèle d'alimentation. L'étude de l'influence d'éléments métalliques parasites (boîtier, circuit d'alimentation, pistes électroniques...) semble également nécessaire dans le cadre d'une intégration du dispositif rayonnant

Bibliographie

- [1] J. D. TAYLOR Ed
« Introduction to ultra-wideband radar systems »
CRC Press LLC, Etats-Unis d'Amérique, 1995
- [2] SCOTT – CALIE
« UWB radar has potential to detect »
Aviation Week and Technology, pp 38-43, Décembre 1989
- [3] H.F. HARMUNTH
« Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communication »
1981, ACADEMIC PRESS
- [4] J. WEY
« Comparaison de techniques de commutation pour un générateur de puissance répétitif d'impulsions à front raide »
Rapport R 108/99, Institut de recherches de Saint Louis
- [5] L.ARMENGAUD
« Analyse électromagnétique d'un échantillonneur optoélectronique monocoup »
Stage de DEA, IRCOM Limoges, 1992
- [6] A. GHIS, P. OUVRIER-BUFFET, N. HAESE-ROLLAND, A. BENLARDBI-DELAÏ, D. GLAY, P. A. ROLLAND, B. RIONDET
« Analyseur de transitoire 8 GHz Principe et réalisation »
LETI Grenoble, IEMN/DHS et IN-SNEC, 12èmes Journées Nationales Microondes Mai 2001 Poitiers
- [7] J. ANDRIEU, P. RIBARDIERE, B. BEILLARD, Y. CHEVALIER, B. JECKO
« Conception et caractérisation d'un dispositif de mesure de la SER en régime basses fréquences d'un avion par des techniques transitoires »
Rapport final – Juillet 1995
- [8] Y. CHEVALIER
« Contribution à l'étude et au développement d'expérimentations destinées à la mesure en régime impulsionnel de surfaces équivalentes Radar basses fréquences (VHF et UHF). »
Thèse de Doctorat à l'Université de Limoges, Décembre 1998
- [9] Y. IMBS
« Etudes de systèmes de détection radar large-bande en régime transitoire »
Thèse de doctorat à l'Université de Limoges, Décembre 1999
- [10] J. ANDRIEU - B. BEILLARD - Y. IMBS
« Antenne ciseaux à large bande »
Cabinet Lavoix - Brevet français - n° 99 14940 déposé le 26 novembre 1999

- [11] V. MALLEPEYRE
 « Caractérisation de dispositifs de détection de mines par des techniques transitoire ULB : étude de la pénétration dans le sol et de la réflexion sur des objets enterrés »
Thèse de Doctorat à l'Université de Limoges – octobre 2002
- [12] F.GALLAIS
 « Etude et réalisation d'un RADAR SAR en régime transitoire : Application à la détection de cibles dans le fouillis de sol »
Thèse de doctorat de l'université de Limoges
- [13] M.LEGOFF, R.GUILLEREY, F.GALLAIS, J.ANDRIEU, B.BEILLARD, B.JECKO
 « Ultra wide band synthetic aperture radar for the detection of mined areas »
RADAR 2002 Edinburgh, 15-17 October 2002
- [14] M.J. BEN KASSEM, J. SAILLARD, A.KHENCHAF
 « Radar bistatique à ouverture synthétique »
*IRCCyN – division SETRA, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
 Centre de recherche E312, ENSIETA, Brest
 13èmes Journées Nationales Microondes Mai 2003 Lille*
- [15] L. CARIN, N. GENG, M. McCLURE, J. SICHINA, L. NGUYEN
 « Ultra wide-band synthetic aperture RADAR for mine field detection »
IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 41, No 1, February 1999
- [16] B. SCHEERS
 « Ultra Wideband Ground Penetrating Radar, with application to the detection of anti personnel Landmines »
Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain – octobre 2002
- [17] J.C. BARDET
 « Analyse et conception de simulateurs d'impulsions électromagnétiques à ligne de transmission. »
Thèse de doctorat à l'Université de Limoges, Mai 1988
- [18] S. NOUVET
 « Caractérisation d'un simulateur de CEM de type strip-line en régime transitoire ultra rapide. »
Mémoire de diplôme de recherche technologique à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges, Septembre 2001
- [19] G. ANDRIANIRINA RAJAONASY
 « Etude du comportement d'éléments de protection soumis à des perturbations électromagnétiques aussi rapides que 1 Kv/ns. »
Thèse de doctorat à l'Université de Limoges, Décembre 1987

- [20] J. ANDRIEU
« Caractérisation et optimisation de simulateurs de parasites électromagnétiques adaptés au test de structures de grandes dimensions devant les longueurs d'onde. »
Thèse de doctorat à l'Université de Limoges, Février 1990
- [21] E. MARTINOD
« Contribution à l'analyse du comportement de connectiques en terme de compatibilité électromagnétique. Conception d'une expérimentation large bande en régime impulsionnel. »
Thèse de doctorat à l'Université de Limoges, Décembre 2000
- [22] B. JECKO - E. MARTINOD - M. LALANDE-GUIONIE - A. REINEIX
« Dispositif de caractérisation électromagnétique d'une structure sous test »
Cabinet Lavoix - Brevet français. Projet de texte N° 62317 - Demande de brevet déposée le 4/12/00 sous le n° 00 15700.
- [23] S. BESSE
« Etude théorique de radars géologiques : analyses de sols, d'antennes et interprétation des signaux. »
Thèse de doctorat à l'Université de Limoges, Septembre 2004
- [24] D. J. DANIELS
« Surface penetrating radar »
The Institution of Electrical Engineers, 1996
- [25] A. BERGES, P. MILLOT
« Une application du radar ULB : la détection par radar de mines enterrées »
ONERA, Journées SEE ULB, 19-20 juin 2003
- [26] E.M. STADERINI
« UWB Radars in Medicine »
University of Rome "Tor Vergata" IEEE AESS Systems Magazine, January 2002
- [27] R.A. FLEMING; C. ELAINE, KUSHNER
« Spread Spectrum Localizers »
United States Patent, number: 6,002,708 dec 1999
- [28] A.B. SMOLDERS, M.J. ARTS
« Wide-band antenna element with integrated balun »
*Netherlands Foundation for Research in Astronomy (NFRA)
Presented at the IEEE APS int. Symposium Atlanta USA, 1998*

- [29] B. SMOLDERS, G.HAMPSON
« Deterministic RF Nulling in Phased Arrays for the Next Generation of Radio Telescopes »
IEEE Antenna's and Propagation Magazine, vol 44, No 4, August 2002
- [30] M.W. ELSALLAL AND D.H. SCHAUBERT
« Parameter Study of a Single Isolated Element and Infinite Arrays of Balanced Antipodal Vivaldi Antennas »
Antennas Applications Symposium, Monticello, 17-19September 2004
- [31] Y.T. LO, S.W. LEE
« Antenna handbook »
Van Nostrand Reinhold Company, 1988
- [32] J.G..MALONEY, G.S.SMITH
« A study of transient FDTD analysis and experimental measurements - radiation from the Wu-King resistive monopole »
IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol.41-n°5, May 1993
- [33] THORSTEN W. HERTEL, Member, IEEE, AND GLENN S.SMITH, Fellow, IEEE
« On the Dispersive Properties of the Conical Spiral Antenna and Its Use for Pulsed Radiation »
Transactions on antennas and propagation, Vol 51, n°7 July 2003
- [34] T.W. HERTEL, G.S. SMITH
« On the dispersive properties of the conical spiral antenna and its use for pulsed radiation »
IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol.51-n°7, Juillet 2003
- [35] H.ORAIZI, Senior Member, IEEE, AND SHAHROKH JAM
« Optimum Design of Tapered Slot Antenna Profile »
Transactions on antennas and propagation, Vol 51, n°8 August 2003
- [36] E. GUILLANTON, J. Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, P. BRACHAT, J. M. FARGEAS
« Ultra wide band antenna for various applications »
10èmes Journées Internationales de Nice sur les Antennes, pp 706-709, 1998
- [37] V. BERTRAND
« Génération opto-électronique, propagation et rayonnement d'impulsions électromagnétiques ultra-brèves. Application à l'étude d'un banc de caractérisation en millimétrique. »
Thèse de Doctorat à l'Université de Limoges, Octobre 1996

- [38] G. LE RAY, P. POEY
 « Découplage d'antennes par insertion de charges résistives sur les parties rayonnantes
 Institut d'Electronique et de télécommunications de Rennes »
13èmes Journées Nationales Microondes Mai 2003 Lille
- [39] A.G. YAROVOY, Member, IEEE, A.D. SCHUKIN, I.KAPLOUN, and L.O P. LIGHTHART, Felloow, IEEE
 « The Dielectric Wedge Antenna »
IEEE Antenna's and Propagation Magazine, vol 50, No 10, October 2002
- [40] P. J. GIBSON
 « The Vivaldi Aerial »
Proc. 9th European Microwave Conference, pp. 101-105, 1979
- [41] L. PECASTAING
 « Conception et réalisation d'un système de génération d'impulsions haute tension ultra brèves ; application aux radars larges bandes »
Thèse de doctorat de l'université de Pau, 2001
- [42] P. F. COMBES
 « Micro-ondes Tome I : lignes, guides et cavités »
Dunod, 1996
- [43] J.D.S. LANGLEY, P.S. HALL, P. NEWHAM
 « Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays »
IEEE Proceedings, Antennas Propagation, vol 143 pp 97-102, april 1996
- [44] B. BEILLARD
 « Définition d'outils électromagnétiques transitoires adaptés a la détermination de la surface équivalente radar »
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 13-96, 1996
- [45] V. MALLEPEYRE, J. ANDRIEU, B. BEILLARD, F. GALLAIS, B. JECKO
 « Détection de mines enterrées par un radar ULB ; simulation du problème en FDTD »
12èmes Journées Nationales Microondes Mai 2001 Poitiers
- [46] E. GAZIT
 « Improved design of the Vivaldi antenna »
IEEE Transactions on antennas and propagation, pp 89-92 April 1988
- [47] A.FINGER, S.ZEISBERG
 « Ultra Wideband technique »
Publication IEEE "IEEE feature UWB"

- [48] M.COTTON, R.ACHATZ, J.WEPMAN, B.BEDFORD
« Interference Potential of Ultrawideband Signals »
NTIA Report TR-05-419 U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE
- [49] FCC, ET Docket 98-153, FIRST REPORT AND ORDER : Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-wideband transmission Systems, adopted : February 14, 2002)
- [50] M.TERRE
« Communication en ultra large bande (UWB) »
Séminaire CNFRS/URSI
- [51] J.R. ANDREWS, PH.D, PSPL Founder, IEEE Fellow
« UWB Signal Sources & Antennas »
Picosecond pulse lab. Application Note AN-14
Copyright February, 2003
- [52] M. J. AMMANN, ZHI NING CHEN
« A Wide-Band Shorted Planar Monopole With Bevel »
Transactions on antennas and propagation, Vol 51, n°4 April 2003
- [53] J.POWELL, A.CHANDRAKASAN
« Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc Monopole Antenna for 3.1-10.6 GHz Ultra Wideband Communication »
ISAP conference
- [54] M.KARLSSON, S.GONG
« An integrated spiral antenna system for UWB »
Departement of Science and Technology – ITN, LiU Norrköping, Linköping University Sweden
- [55] E. GSCHWENDTNER, W. WIESBECK
« Ultra-broadband car antennas for communications and navigation applications »
IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol.51-n°8, Août 2003
- [56] G.P. POCHANIN, P.V, KHOLOD, T.N. OGURTSOVA
« The UWB receiving loop Antenna »
International Conference on Antenna Theory and techniques, sept 2003
Sevastopol
- [57] S.K. SHARMA, Member, IEEE, N.JACOB
« Investigation of Wide Band Microstrip Slot Antenna »
Transactions on antennas and propagation, Vol 52, n°3 Mars 2004

- [58] B. MILORD
« Contribution à l'étude de l'antenne ligne à fente »
L'onde électrique – Janvier Février 1993 Vol. 73, No 1
- [59] A.A. LESTARI, A.G. YAROVY, Member, IEEE, L.P. LIGTHART,
FELLOW, IEEE
« Numerical and Experimental Analysis of Circular-End Wire Bow-Tie
Antennas Over a Lossy Ground »
Transactions on antennas and propagation, Vol 52, n°1 January 2004
- [60] ANDAYA LESTARI, A.G. YAROVY, L.P. LIGTHART
« Numerical and experimental analysis of circular-end wire bow-tie antennas
over a lossy ground »
IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol.52-n°1, Janvier 2004
- [61] C. GAUBERT, L. CHUSSEAU, D. GASQUET
« Antennes fractales GHz et THz »
- [62] H. HARMUTH
« Frequency Independent Shielded Loop Antenna »
U.S. Patent 4,506,267 (March 19, 1985)
- [63] H.G. SCHANTZ
« Introduction to Ultra WideBand Antennas »
IEEE UWBST 2003
- [64] C. DECROZE
« Etude et optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à
des liaisons de proximité et utilisation pour des dispositifs multifonctions et
large bande. »
Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, 2002
- [65] J.C. DIOT
« Communication et localisation ultra large bande : conception, réalisation et
optimisation de prototypes d'antennes ULB »
Stage de DEA 2003 – IRCOM Limoges

Liste des publications :

P. DELMOTE - C. DUBOIS - J. ANDRIEU - V. BERTRAND - M. LALANDE -B.
BEILLARD - B. JECKO - R. GUILLEREY - F. MONNIER - M. LE GOFF -L.
PECASTAING - A. GIBERT - J. PAILLOL - P. DOMENS
«The UWB SAR system PULSAR : new generator and antenna developments »
*SPIE'S 17th Annual International Symposium on Aerospace/Defense Sensing, Simulation, and
Controls - 21-25 April 2003 - Gaylord Palms Resort and Convention Centre - ORLANDO -
FLORIDA - USA.*

P. DELMOTE, C. DUBOIS, J. ANDRIEU, B. BEILLARD, M. LALANDE, V. BERTRAND,
B. JECKO, L. PECASTAING, A. GIBERT, J. PAILLOL, P. DOMENS, R. GUILLEREY, F.
MONNIER, M. LEGOFF
« Le système Radar Ultra-Large Bande à Synthèse d'Ouverture PULSAR »
Journées SEE - Rupture en Radar - 19-20 Novembre 2003 - PARIS – FRANCE.

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 »
RADAR 2004 - 18-22 Octobre 2004 - TOULOUSE - FRANCE.

C. DUBOIS - P. DELMOTE - F. GALLAIS - V. MALLEPEYRE - J. ANDRIEU -B.
BEILLARD - B. JECKO - V. BERTRAND - M. LE GOFF - R. GUILLEREY
«Validation et exploitation d'un radar SAR ULB : application à la détection de cibles dans le
fouillis de sol »
*13ème Journées Nationales Microondes - 21-23 Mai 2003 - LILLE - FRANCE - Poster 1D-17
- pp.142-143.*

J.-C. DIOT, P. DELMOTE, J. ANDRIEU, V. BERTRAND, M. LALANDE, B. BEILLARD,
B. VERGNE, V. COUDERC, B. JECKO, D. GONTIER, S. COLSON, R. GUILLEREY, M.
BRISHOUAL
« Démonstrateur RADAR ULTRA-GRANDE BANDE INSTANTANEE : RUGBI »
14èmes Journées Nationales Micro-ondes - 11-12-13 Mai 2005 - NANTES - FRANCE

J. ANDRIEU - C. DUBOIS - M. LALANDE - V. BERTRAND - P. DELMOTE -B.
BEILLARD -- E. MARTINOD - B. JECKO - R. GUILLEREY - F. MONNIER - M.
LEGOFF
«Transient Ultra WideBand Measurement Applications : Radar Cross Section, Synthetic
Aperture Radar, Electromagnetic Compatibility »
*The 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC 2003 -
ISTANBUL - TURQUIE - May 11-16 2003.*

C. DUBOIS, V. BERTRAND, V. CHAUVET, J. ANDRIEU, M. LALANDE, J.C. DIOT, P. DELMOTE, B. BEILLARD, B. JECKO, L. PECASTAING, A. GIBERT, P. DOMENS, R. GUILLEREY, S. COLSON - M. LEGOFF

« The UWB SAR system PULSAR »

NATO Clearance – SC1133 Workshop – 12-14 Octobre 2004 - Institut Saint Louis - FRANCE.

C. DUBOIS, V. MALLEPEYRE, F. GALLAIS, V. BERTRAND, V. CHAUVET, J. ANDRIEU, M. LALANDE, P. DELMOTE, B. BEILLARD, B. JECKO, L. PECASTAING, A. GIBERT, P. DOMENS, R. GUILLEREY, S. COLSON, M. LEGOFF

« The UWB SAR system PULSAR : Applications and Improvements »

RADAR 2004 – 18-22 Octobre 2004 – TOULOUSE - FRANCE

