

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTE des Sciences et techniques

Année : 2006

Thèse N°502006

THESE

pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : « Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique »

Spécialité : « Télécommunications »

Présentée et soutenue par

Jean-Christophe DIOT

le 26 septembre 2006

Conception et réalisation d'un radar Ultra Large
Bande impulsional optoélectronique

Thèse dirigée par Bernard JECKO

JURY :

R. QUERE

J. Y. DAUVIGNAC

P. DOMENS

M. BRISHOUAL

C. DELHOTE

B. JECKO

Président

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

INVITES :

J. ANDRIEU

A. BARTHELEMY

B. BEILLARD

J.-C. BRION

S. COLSON

R. GUILLEREY

A ma famille

Remerciements

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences de l'Université de Limoges au sein de l'institut de recherche XLIM, dirigé successivement par les Professeurs A. BARTHELEMY et P.Y. GUILLON. Je leur exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'adresse mes sincères remerciements au Professeur B. JECKO, responsable de l'équipe Ondes et Systèmes Associés (OSA), qui a bien voulu assurer la direction de cette thèse. Son expérience et ses précieux conseils ont permis l'accomplissement de ce travail.

Je remercie R. QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, qui me fait l'honneur de présider le jury.

J'exprime ma profonde gratitude à J. Y. DAUVIGNAC, Professeur à l'Université de Nice, ainsi qu'à Monsieur P. DOMENS, Professeur à l'Université de Pau, qui ont accepté de juger ce travail.

J'associe à mes remerciements M. BRISHOUAL et C. DELHOTE ingénieurs à la Délégation Générale pour l'Armement (DGA), qui me font l'honneur de participer à ce jury et qui ont suivi le déroulement de ce projet.

J'exprime toute ma reconnaissance et remercie vivement J. ANDRIEU, Maître de Conférence à l'I.U.T du Limousin (site de Brive), B. BEILLARD, Maître de Conférence à l'I.U.T. du Limousin, V. BERTRAND, Ingénieur au centre de transfert CISTEME, ainsi que M. LALANDE, Maître de Conférence à l'I.U.T du Limousin (site de Brive), qui ont suivi et guidé cette étude. Je les remercie pour leur disponibilité, les nombreux conseils et l'aide constante et amicale dont ils ont su me faire profiter.

Je remercie les membres de l'équipe photonique du laboratoire XLIM, B. VERGNE, Doctorant, et V. COUDERC, Chercheur CNRS, qui ont développé les générateurs optoélectroniques et ont participé aux essais ainsi que R. GUILLEREY et S. COLSON, ingénieurs à la DGA/CELAR, qui ont suivi la partie technique du projet.

Je voudrais remercier sincèrement ma copine et collègue V. CHAUVET pour m'avoir aidé et supporté tout au long de ma thèse et mon colocataire de bureau S. VAUCHAMP pour son aide et sa bonne humeur.

Enfin, je souhaite remercier l'ensemble des acteurs de la vie à l'I.U.T. Génie Electrique et Informatique Industrielle de Brive pour leur aide sympathique et l'ambiance chaleureuse dans laquelle ce travail a été accompli.

Sommaire

Introduction générale.....	13
Chapitre 1 : Présentation de l'étude	17
1 Contexte de l'étude.....	18
1.1 Les nouvelles menaces	18
1.1.1 Sur le plan militaire	18
1.1.2 Sur le plan civil	20
1.2 Les réponses aux nouvelles menaces	22
1.3 Les radars	26
1.3.1 Les informations recueillies par un radar	26
1.3.2 Les radars classiques « bande étroite »	29
1.3.3 Les déficiences des radars classiques.....	30
1.3.4 Les atouts d'un spectre très large	31
2 Vers le choix d'un système radar impulsionnel Ultra Large Bande optoélectronique.	33
2.1 Introduction	33
2.2 Définition d'un système ULB.	34
2.3 Les techniques ULB	35
2.3.1 Radar ULB impulsionnel	36
2.3.2 Radar à Bruit	41
2.3.3 Radar à modulation de fréquence Step Frequency.....	44
2.3.4 Radar à modulation de fréquence (FMCW).....	47
2.3.5 Comparaison entre l'ULB impulsionnel et les autres techniques ULB	49
2.4 L'ULB optoélectronique et ses apports.....	59
3 Démarche de l'étude.....	61
Chapitre 2 : Conception du système radar optoélectronique	63
1 Performances attendues du système radar à concevoir	64
2 Générateur optoélectronique	66
2.1 Description du système d'émission.....	66
2.2 Principe de base de la génération d'impulsions	67
2.3 Modes de fonctionnement d'un photocommutateur.....	70
2.4 Régime de fonctionnement du matériau photoconducteur.....	71
2.5 Choix de la technologie du photocommutateur.....	72
2.6 Développement des photocommutateurs	73

2.7	Construction de la source optoélectronique de RUGBI	76
2.7.1	Module de contrôle optique.....	76
2.7.2	Photocommutateur	79
2.7.3	Source haute tension.....	80
2.8	Caractérisation de la source optoélectronique de RUGBI.....	80
2.8.1	Impulsion générée.	80
2.8.2	Tests de reproductibilité temporelle	84
2.8.3	Gigue et synchronisation des sources.....	85
2.8.4	Autres paramètres.....	87
2.9	Bilan	88
3	Antennes et baluns	88
3.1	Les caractéristiques des antennes.	88
3.1.1	Caractéristiques électriques.....	89
3.1.2	Caractéristiques de rayonnement.....	90
3.2	Les antennes pour l'ULB	97
3.3	Les baluns.....	102
3.4	Les antennes pour l'émission	105
3.4.1	Choix de l'antenne	105
3.4.2	Présentation de l'antenne Valentine	108
3.4.3	Caractéristiques de l'antenne Valentine	110
3.4.3.1	Caractéristiques électriques.....	110
3.4.3.2	Caractéristiques du rayonnement	112
3.4.4	Bilan	122
3.5	L'antenne de réception	122
4	Acquisition	124
4.1	Les différents systèmes d'acquisition	125
4.1.1	Oscilloscopes numériques	125
4.1.2	Systèmes optoélectroniques	127
4.2	Choix de l'oscilloscope	128
4.3	L'oscilloscope TDS 6804 B	131
4.4	Bilan	132
5	Eléments passifs (câbles, atténuateurs,...)	133
5.1	Sonde capacitive.....	133
5.2	Atténuateurs	133

5.3	Les câbles	134
5.4	Caractérisation transitoire des éléments de la chaîne expérimentale	134
6	Conclusion.....	139
Chapitre 3 : Le Démonstrateur radar RUGBI		141
1	Objectifs et synoptique du démonstrateur	142
2	Etude du local de mesure	143
2.1	Détermination de la condition de champ lointain	144
2.1.1	Les différentes zones de champ	144
2.1.2	L'évaluation de la position de la zone dite de champ lointain.	145
2.1.2.1	Evaluation vis-à-vis de l'antenne d'émission : critère de Rayleigh	145
2.1.2.2	Evaluation vis-à-vis de l'antenne d'émission : intégrales de rayonnement 147	
2.1.2.3	Evaluation vis-à-vis d'une antenne et d'une cible en réception : critère d'onde plane.	148
2.1.3	Détermination de la zone de champ lointain dans le cadre du démonstrateur RUGBI 150	
2.2	Positionnement du système dans le local.	150
2.2.1	Organisation de l'espace du local.....	150
2.2.2	Positionnement du système	152
2.2.3	Réalisation des plates-formes.....	157
2.2.4	Bilan	157
2.3	Evaluation du bruit ambiant	158
2.3.1	Bruit présent dans le local	158
2.3.2	La réduction des effets du bruit – Atouts des signaux ULB impulsionnels	160
2.3.3	Fonctionnement du démonstrateur dans cet environnement	161
3	Mise en place du réseau de 4 antennes Valentine	164
3.1	Condition sur le pas spatial D entre antennes pour éliminer les lobes de réseau. 165	
3.1.1	Facteur de réseau.....	165
3.1.2	Condition d'absence de lobes de réseau.....	167
3.2	Condition sur le pas spatial D entre antennes pour éliminer le couplage entre les antennes d'émission.	168
3.3	Condition sur le pas spatial D entre antennes pour garantir l'effet réseau à une distance de 8 m.	170

3.4	Choix de la distance entre antennes.	171
3.5	Tests de validation.....	174
4	Mise en place et réglage du système complet	179
4.1	Mise en place des outils de mesure	179
4.1.1	Logiciel Labview.....	179
4.1.2	Gestion des essais.....	181
4.1.2.1	Acquisition des données sur l'oscilloscope TDS 6804B	181
4.1.2.2	Contrôle du déclenchement de la source optoélectronique.....	181
4.1.2.3	Traitement et exploitation des données.....	182
4.1.2.4	Amélioration du banc transitoire de mesure de diagrammes de rayonnement	183
4.2	Le réglage de l'oscilloscope TDS 6804 B.....	185
4.3	Synchronisation des sources optoélectroniques	185
5	Conclusion.....	189
Chapitre 4 : Tests et résultats du démonstrateur radar RUGBI.....		191
1	Essais en transmission : Etude du rayonnement du démonstrateur.....	192
1.1	Champ rayonné dans l'axe du réseau d'émission	192
1.2	Diagrammes de rayonnement du démonstrateur	195
1.2.1	Etude des signaux rayonnés dans le domaine temporel	196
1.2.2	Etude des signaux dans le domaine fréquentiel	202
1.3	Conclusion.....	207
2	Essais en configuration radar : validation du fonctionnement du démonstrateur	207
2.1	Etude du couplage entre le réseau à l'émission et une antenne en réception dans le cadre d'une mesure radar	207
2.2	Validation du fonctionnement du démonstrateur par une expérimentation probatoire d'imagerie SAR	212
2.2.1	Définition d'une mesure radar SAR.....	212
2.2.2	Paramètres expérimentaux	214
2.2.3	Signaux temporels mesurés par l'oscilloscope.....	218
2.2.4	Réponses impulsionnelles	221
2.2.5	Image.....	222
2.2.6	Conclusion.....	225
2.3	Autres techniques d'imagerie radar ULB.....	226
2.3.1	Imagerie par balayage	226

2.3.2	Radars multistatistiques	228
2.3.3	L'association de plusieurs techniques	232
2.4	Génération et intérêt d'une impulsion de type monocycle.....	232
2.4.1	Génération d'une impulsion monocycle	233
2.4.2	Tests effectués avec une impulsion de type monocycle.....	237
3	Conclusion.....	243
	Conclusion générale	245

Introduction générale

Le radar (terme issu de l'expression anglophone RAdio DeTection And Ranging qui peut se traduire par «détection et estimation de la distance par ondes radio» ou plus simplement «radiorepérage») est un appareil émettant et recevant des ondes électromagnétiques, utilisé pour localiser des objets dans l'espace en terme de distance et de direction. Les appareils de ce type n'indiquent pas seulement la présence et la distance d'un objet éloigné, nommé cible, mais déterminent également sa taille, sa forme ainsi que sa vitesse et sa trajectoire.

Les fondements théoriques du radar datent du début du 20^{ème} siècle. Les premiers systèmes opérationnels sont apparus à partir de 1930 et pendant la seconde guerre mondiale. Mis au point à l'origine comme instrument de guerre pour la surveillance des espaces aérien et maritime, le radar trouve dorénavant de nombreux autres débouchés dans des domaines variés tels que la météorologie, l'automobile, la navigation, l'astronomie, la géologie,...

Pour répondre aux problématiques de la société moderne tels que le terrorisme, des recherches sont mises en œuvre pour élaborer de nouveaux types de radar dont les fonctions principales seraient de scanner une zone, comme une ville, une forêt ou un périmètre prédéfini (aéroport, champ de bataille, bâtiment,...) à l'insu de tout ennemi potentiel. Ces radars doivent être peu encombrants pour pouvoir être embarqués soit à bord d'aéronefs (drone, hélicoptère, avion,...) soit à bord de véhicules, ou encore faire partie intégrante de l'équipement du fantassin du futur. Ils doivent être très discrets pour ne pas être repérés et contrés. Leur portée doit autoriser une détection allant jusqu'à une dizaine de kilomètres. Pour permettre une localisation efficace des cibles, une résolution radar inférieure à 10 cm est nécessaire. Enfin, leur identification est une contrainte importante. Celle-ci doit pouvoir être réalisée même dans le cas de cibles inconnues, d'où le recours à des techniques d'imagerie performantes.

Depuis 1990, une technologie novatrice semble pouvoir répondre à ces nouvelles contraintes : l'Ultra Large Bande (ULB) impulsionnelle. Celle-ci consiste à émettre une impulsion électromagnétique très courte, de l'ordre de la nanoseconde, dont le spectre associé couvre une très large bande de fréquence (supérieure à une décade).

Le laboratoire XLIM est une unité mixte de recherche appartenant à l'Université de Limoges et au CNRS et résultant de la fusion de quatre laboratoires que sont le LACO, le

LMSI, l'UMOP et l'IRCOM. Il fédère un ensemble de 350 enseignants-chercheurs, chercheurs CNRS et doctorants, dans les domaines de l'informatique, des mathématiques, de l'optique, de l'électromagnétisme et de l'électronique.

Son département Ondes et Systèmes Associés (OSA) développe plusieurs thèmes de recherche comme les antennes multifonctions, la compatibilité électromagnétique, l'effet des ondes sur la santé, ou encore les réseaux sans fil. Il développe également depuis une dizaine d'années un pôle de compétence autour des technologies Ultra Large Bande (ULB) impulsionnelles. Cette activité a débuté en 1994 par une étude menée en collaboration avec le Centre Electronique de l'Armement (CELAR) appartenant à la Direction Générale de l'Armement (DGA). Elle a permis d'aboutir à la réalisation d'un banc de mesure de signatures radar de petits (missiles) et gros objets (avions de chasse), dans la bande de fréquence 100 MHz à 1 GHz [1] [2].

Ce projet a été suivi entre 1999 et 2002 d'une nouvelle collaboration avec la DGA et le CELAR. Le thème était la conception du radar ULB dénommé PULSAR dont l'application première était la détection de mines enfouies dans le fouillis du sol [2] [3] [4]. Ce projet a été réalisé en partenariat avec le Laboratoire de Génie Electrique (LGE) de l'Université de Pau et la société Europulse implantée à Cressensac dans le Lot. Le laboratoire XLIM travaille également sur différents sujets utilisant les techniques de l'ULB impulsionnel comme la métrologie avec la caractérisation de connecteurs [6], la caractérisation d'antennes [8], la CEM appliquée à l'automobile [5] ou encore les communications [7] et la détection d'objets à travers les murs [9].

Depuis 1994, la DGA juge la technologie des radars Ultra Large Bande impulsionnels très prometteuse et a donc décidé, en 2002, de lancer un programme d'étude amont (PEA) nommé RUGBI (Radar Ultra Grande Bande Instantanée) dont le but est d'améliorer les performances des radars ULB impulsionnels en associant un système de génération optoélectronique à un réseau d'antennes.

Les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés à la conception, à la réalisation et aux différents tests de validation de ce radar.

Le premier chapitre indique le contexte de l'étude puis présente l'intérêt de l'ULB pour les radars. Il compare les différentes techniques ULB et met notamment en évidence les atouts de l'impulsionnel. Ensuite, les apports de l'optoélectronique sont détaillés. Enfin, la démarche adoptée pour cette étude est énoncée.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des différents éléments (générateur, antennes, échantillonneur,...) qui constituent ce radar. Leur conception, les choix effectués et leur caractérisation sont présentés.

Le troisième chapitre traite de la mise en place du démonstrateur. Plusieurs points sont décrits comme :

- Son intégration au sein du local de mesure.
- L'assemblage du réseau d'antennes.
- La mise au point des outils de mesure et des traitements.
- La mise en route du système complet.

Le dernier chapitre rassemble les résultats concernant la validation et l'exploitation du moyen RUGBI. Différents essais sont présentés tels que l'étude du rayonnement, la validation du fonctionnement radar ou l'utilisation d'impulsions de type monocycle.

Chapitre 1 : Présentation de l'étude

1 Contexte de l'étude

1.1 Les nouvelles menaces

1.1.1 Sur le plan militaire

Pendant la guerre froide, deux camps clairement identifiés, le bloc de l'Ouest et le bloc de l'Est, s'opposaient. Tous les moyens étaient orientés pour surveiller le camp adverse et livrer des combats ouverts de grande envergure. Les équipements développés alors étaient des armes lourdes et très puissantes. L'équilibre mondial était maintenu par la dissuasion nucléaire (Figure 1). Depuis son utilisation pendant la seconde guerre mondiale, cette arme inspire la crainte pour le camp adverse. Son utilisation massive ne conduirait pas à une victoire d'un belligérant sur l'autre mais à une destruction totale des deux opposants.

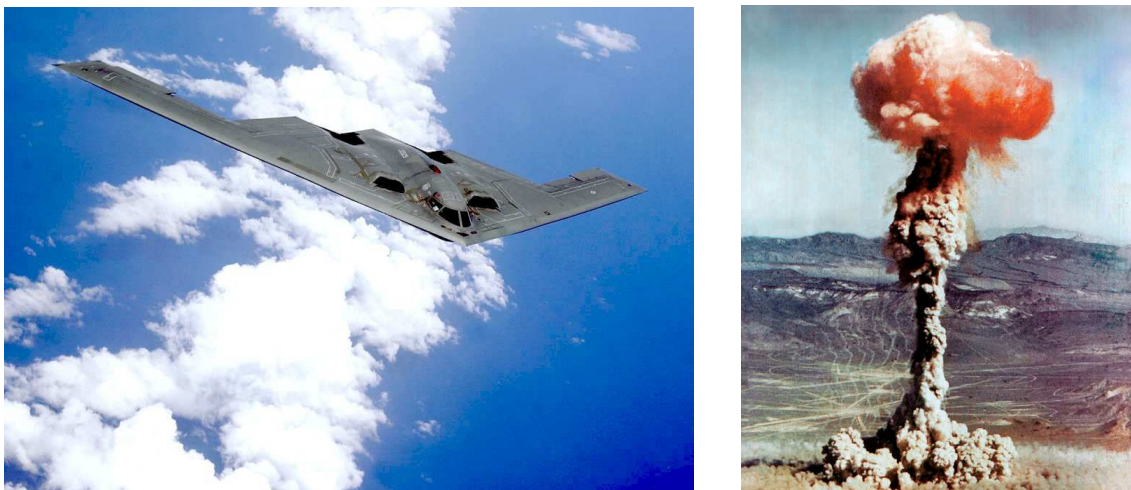


Figure 1 : Les armes stratégiques de dissuasion

Après la chute du mur de Berlin en 1989 qui a provoqué l'effondrement du bloc soviétique, l'ennemi « rouge » ne constituait plus une menace. A cette époque, de nouveaux ennemis ont été identifiés au Moyen Orient. Des pays comme l'Irak, l'Iran ou la Libye, servant autrefois d'appuis aux grandes puissances pendant la guerre froide, se sont rebellés contre leurs anciens protecteurs. Dans ce contexte motivé par la conquête du pétrole, le conflit avec l'Irak éclata en 1990. L'ennemi restait clairement identifié et la méthode de combat nécessitait toujours des armes très puissantes (supériorité aérienne, frappes chirurgicales, missiles,...) tout en évitant au maximum les pertes au niveau des « alliés » (Figure 2).



Figure 2 : Supériorité aérienne lors de la guerre du Koweït (1990-1991)

Suite à ce conflit, de nombreux mouvements hostiles sont apparus. Devant la supériorité technologique des grandes puissances, ces derniers ont développé de nouvelles techniques de combat : le terrorisme et la guérilla. Les attaques terroristes perpétrées le 11 septembre 2001 (Figure 3) contre les Etats-Unis (la première puissance mondiale et la mieux équipée en moyens de surveillance), dans lesquelles des avions civils transportant des passagers ont été utilisés comme armes de destruction massive, ont mis en lumière le bouleversement du contexte de sécurité depuis la fin de la Guerre froide et la vulnérabilité de la société moderne.



Figure 3 : Attentats du 11 septembre 2001 à New York, Ben Laden.

Depuis cet évènement, le grand nombre d'attentats et de crises qui a suivi n'a cessé de révéler le manque d'efficacité des moyens actuels. L'ennemi n'est plus localisé en un endroit donné, il peut se dissimuler n'importe où et frapper à tout moment grâce à la mondialisation des échanges et aux moyens de communication et de transport de la société moderne. Les conflits peuvent avoir lieu dans des endroits difficiles d'accès (Figure 4) comme les milieux urbains (Irak, Palestine, Afghanistan), la montagne (Afghanistan) ou encore la forêt (Corée, Colombie). Les combats se présentent de plus en plus sous la forme d'attaques commandos.

Les armes utilisées sont très diverses et peuvent aller de l'arme blanche aux armes nucléaires et biologiques en passant par les explosifs artisanaux. Actuellement, le danger que représente le terrorisme constitue assurément la principale menace.



Figure 4 : Opérations en Afghanistan

Dans ce contexte, de nouveaux moyens doivent être développés ; en particulier pour la surveillance et la détection. Du temps de la guerre froide, il s'agissait de surveiller et de contrôler des territoires bien définis situés à grande distance. Actuellement, c'est l'ensemble de la planète et l'intérieur même du pays qui nécessitent une surveillance accrue. L'ennemi étant mobile, discret, et utilisant de plus en plus de ruses pour déguiser son identité, l'identification des cibles devient une obligation. En effet, l'ennemi se confondant parfois au milieu des alliés, les derniers conflits ont enregistré un nombre record de pertes collatérales.

Dans ce contexte, la France, comme l'ensemble de ses partenaires européens, fait face à ces menaces particulièrement complexes et diffuses. La Délégation Générale pour l'Armement (DGA) cherche à développer de nouveaux dispositifs adaptés à répondre à ces périls parmi lesquels figurent les systèmes de détection, de localisation et d'identification. Ceux-ci doivent être aptes à scanner, avec une résolution proche de 10 cm, une ville, une forêt ou une zone prédéfinie (aéroport, champ de bataille, un bâtiment,...) à l'insu de tous les ennemis potentiels. Leur encombrement doit être limité pour qu'ils puissent être aéroportés (drone, hélicoptère, avion furtif) ou transportés par un fantassin.

1.1.2 Sur le plan civil

Les récents événements comme le Tsunami en Asie, les tremblements de terre en Turquie ou le passage de cyclones aux Etats-Unis ont montré des carences en terme d'intervention et de sauvetage. Il est apparu essentiel de concevoir des outils capables

d'améliorer la rapidité des recherches et la localisation des victimes lors de ces grandes catastrophes humanitaires.



Figure 5 : Recherche de victimes lors d'un tremblement de terre

Egalement, plus de 120 millions de mines antipersonnel et antichar sont déployées à travers le monde dans près de 70 pays. Il existe environ 675 différents types de mines (Figure 6). Quel que soit leur type, elles continuent de tuer ou de blesser gravement des civils, des décennies après la fin des conflits. Elles handicapent considérablement le développement économique et social des régions qu'elles touchent. La difficulté principale pour le déminage est la localisation de ces mines qui sont constituées de matériaux divers, qui peuvent avoir des formes très différentes et être dissimulées dans des milieux très disparates (sols, végétation,...). Les systèmes de détection doivent être rapides en raison des grandes étendues à couvrir, précis en terme de localisation et fiables en terme de détection.



Figure 6 : Quelques exemples de mines

1.2 Les réponses aux nouvelles menaces

Les dispositifs à concevoir doivent permettre :

- **La détection de cibles enterrées comme les mines antipersonnel et antichar (Figure 6), les caches secrètes, ou encore les bases enterrées.** En plus d'être détectées, ces dernières doivent être localisées précisément et identifiées (par exemple : ne pas confondre une mine avec une canette métallique). Les techniques d'imagerie sont parfaitement adaptées à cette problématique car elles permettent de situer rapidement les cibles. La vitesse de détection doit être rapide car cette application est montée sur des systèmes mobiles (véhicule, avion, drone,...). La méthode de détection utilisée doit être apte à pénétrer le sol. La portée est de quelques dizaines de mètres dans le cas des mines et de plusieurs dizaines de kilomètres dans le cas des bases enterrées.
- **La détection de cibles cachées dans la végétation (Figure 7)** comme par exemple un char dissimulé dans une forêt, des soldats embusqués, ou encore un camp d'entraînement camouflé. La localisation et l'identification pour déterminer la nature alliée ou ennemie de la cible sont nécessaires. La vitesse de détection doit être très rapide car la cible ne doit pas avoir le temps de riposter. La détection des mouvements est également souhaitée. La portée peut varier d'une centaine de mètres à plusieurs dizaines de kilomètres. La méthode de détection utilisée doit être apte à pénétrer les couverts végétaux. La discrétion est impérative.



Figure 7 : Cible embusquée dans la végétation

- **Le combat urbain (Figure 8).** Le but est de détecter à travers les murs et les bâtiments des cibles diverses qui peuvent être des humains, des véhicules, des armes, des pièces secrètes,... En plus de la localisation, l'identification est indispensable pour pouvoir

discriminer par exemple les forces d'intervention, les terroristes et les otages. La détection doit s'effectuer en temps réel pour les interventions de type assauts. Dans ce cas, l'imagerie est primordiale car elle autorise une vision instantanée du théâtre d'opérations. La détection des mouvements et des micro mouvements (respiration, fréquence cardiaque) peut être envisagée. La méthode de détection utilisée doit être apte à pénétrer les bâtiments et les murs. La portée varie de quelques mètres pour la prise d'assaut de bâtiments à plusieurs centaines de mètres pour la détermination de présence ennemie dans des zones urbaines. La discrétion est impérative.



Figure 8 : Combat en zone urbaine

- **La sécurité globale** (Figure 9). Plusieurs thèmes sont concernés comme la détection d'intrus, la sécurisation d'un périmètre ou d'un camp de base, la protection d'un site ou d'un bâtiment, l'analyse du contenu d'un objet, la surveillance du transit ou des mouvements de foule, la localisation et le suivi d'un individu ou d'un véhicule mais aussi la détection de matières dangereuses. Ce domaine d'application nécessite des moyens adaptés à la localisation, à l'identification, à l'imagerie et à la détection de mouvements. La vitesse de détection doit être rapide dans le cas de cibles mobiles. La portée varie de quelques mètres pour la détection d'intrus et l'analyse de contenu à quelques centaines de mètres pour la protection de bâtiments ou la sécurisation d'un périmètre.



Figure 9 : Sécurité d'un aéroport

- **La surveillance du champ de bataille** (Figure 10). L'objectif est de localiser et d'identifier les cibles présentes, leurs mouvements dans le but de définir la stratégie et les actions à mener. La portée est inférieure à 50 km. Les milieux d'actions sont très différents (forêt, plaine, montagne, désert,...). Les cibles peuvent être dissimulées. L'imagerie est nécessaire pour avoir une vision d'ensemble des événements. La détection doit être rapide pour anticiper la réaction du camp adverse. La discrétion est requise.



Figure 10 : Champ de bataille

- **L'identification des cibles à longue portée.** Même si ce thème est moins d'actualité, la menace nucléaire est toujours présente. Ces armes stratégiques utilisent des vecteurs (avions, missiles, torpilles) furtifs (Figure 11). De nouveaux moyens de détection et d'identification de ces cibles discrètes sont nécessaires.



Figure 11 : Avion furtif F117

- **Le sauvetage des personnes** (Avalanches, tremblements de terre, incendies,...) (Figure 12). La détection, la localisation et l'identification d'un humain et de ses signes vitaux sont fondamentaux. La portée est comprise entre 100 m et 1 km. La vitesse de détection doit être rapide pour répondre à des situations d'urgence (la probabilité de survie à une avalanche après 45 minutes d'ensevelissement n'est que de 25 %). La méthode de détection utilisée doit être apte à pénétrer le sol, les murs, la neige et la végétation.



Figure 12 : Avalanche sur une route

L'ensemble de ces applications impose des besoins qui sont résumés dans le Tableau 1 [14].

Applications Besoins	Détection dans le sol	Détection dans la végétation	Combat urbain	Sécurité globale	Surveillance du champ de bataille	Identification des cibles longue portée	Sauvetage
Détection	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
Localisation	OUI	OUI	OUI	OUI / NON	OUI	OUI	OUI
Identification	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	NON
Mouvement	NON	OUI	OUI	OUI / NON	OUI	NON	OUI
Vitesse / direction	NON	OUI / NON	OUI / NON	NON	OUI	OUI	NON
Imagerie	OUI	OUI	OUI	OUI / NON	OUI	NON	OUI / NON
Portée	Très Courte à Moyenne	Moyenne	Très courte / Courte	Courte	Moyenne	Moyenne / Grande	Courte
Propriétés de pénétration des milieux	OUI pour pénétrer le sol	OUI pour pénétrer la végétation	OUI pour pénétrer les bâtiments et les murs	OUI pour l'analyse du contenu d'un objet	NON	NON	OUI pour pénétrer les obstacles
Vitesse de détection	Rapide	Très rapide	Très rapide	Rapide	Rapide	Moyenne	Rapide
Discretion	NON	OUI	OUI	NON	OUI	OUI	NON
Consommation	Pas de contrainte	Faible	Faible	Pas de contrainte	Pas de contrainte	Pas de contrainte	Faible

Tableau 1 : Nouveaux besoins

1.3 Les radars

Parmi les moyens de détection les plus répandus figurent les radars qui permettent d'observer une cible à distance. Un radar émet une onde électromagnétique et reçoit les échos réfléchis par la cible.

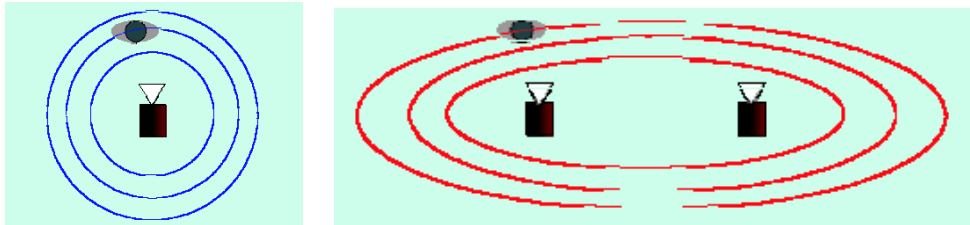
1.3.1 Les informations recueillies par un radar

Les différents points de ce paragraphe sont illustrés par l'exemple d'un radar de surveillance du territoire nécessitant une grande rapidité de réaction en cas d'intrusion ennemie.

Plusieurs types d'informations peuvent être recueillis par un radar :

- **La présence de la cible.** Celle-ci est indiquée par le changement d'une caractéristique du radar. Par exemple, une observation de l'évolution de l'impédance d'entrée des premiers radars permettait de définir la présence d'un avion. Dans le cas de la problématique de la surveillance du territoire, cette information essentielle donne l'alerte et permet la préparation de la riposte. Cependant elle n'est pas suffisante car pour réagir efficacement, il est nécessaire de savoir d'où vient la menace.
- **La distance radar – cible.** Cette distance est obtenue en calculant le temps aller retour de l'onde dont la vitesse est celle de la lumière entre le radar et la cible. Le renseignement

fourni indique la proximité de la menace mais pas sa localisation. En effet, la position de la cible est localisée sur un cercle dans le cas d'un radar fonctionnant en mode monostatique (une seule antenne sert à la fois en émission et en réception) ou quasi monostatique (une antenne d'émission est placée à côté d'une antenne de réception) et sur une ellipse dans le cas d'un radar fonctionnant en mode bistatique (l'antenne d'émission est à une position différente de celle de l'antenne de réception) (Figure 13).



**Figure 13 : Localisation de la cible avec un radar unique. Cas monostatique à gauche.
Cas bistatique à droite.**

- **La localisation de la cible** qui peut être réalisée par deux méthodes :
 - Radar panoramique (Figure 14). Dans ce cas, un faisceau très étroit est rayonné par une antenne très directive. Connaissant l'angle vers lequel pointe le radar et la distance à laquelle se trouve la cible, la position de celle-ci est alors parfaitement connue.

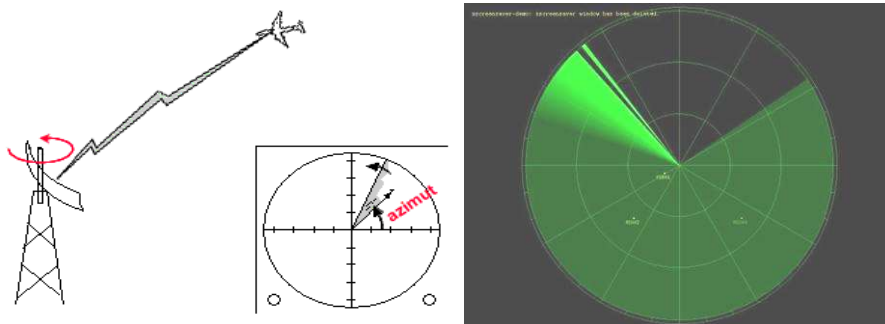


Figure 14 : Radar panoramique

- La localisation d'une cible peut également être déterminée en croisant les données de plusieurs mesures réalisées à différents points de l'espace. L'objet à détecter se trouve alors au point d'intersection des différents cercles ou ellipses correspondant aux relevés de distance effectués à chaque position du ou des radars (Figure 15).

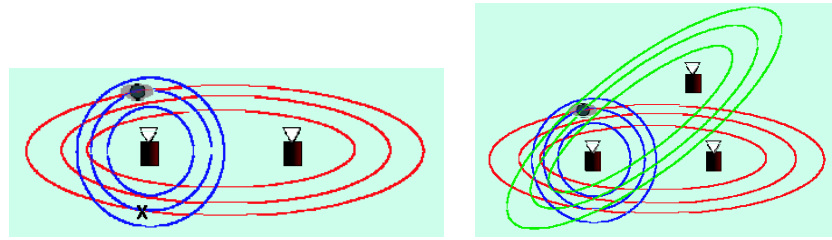


Figure 15 : Localisation de la cible à partir de plusieurs mesures radar.

Cette information permet aux moyens d'intervention de se diriger vers le lieu d'interception.

- **La direction et la vitesse de la cible.** Une cible mobile induit une variation de la fréquence du signal incident (effet Doppler). La mesure de cette variation, permet de déterminer la vitesse de l'objet à détecter. Cette donnée donne un renseignement sur l'urgence de la situation et sur la stratégie à mettre en œuvre pour contrer la menace.
- **L'identification de la menace.** Celle-ci est réalisée par comparaison et/ou corrélation de la réponse reçue avec celle de cibles connues. Pour riposter efficacement, les objectifs à remplir sont de déterminer la nature de la cible (alliée ou ennemie), le danger (avion espion, bombardier nucléaire, missile,...), et le nombre d'ennemis.
- **L'imagerie radar.** Dans le cas de cibles dont la réponse est inconnue ou mélangée à celles d'autres objets ou de l'environnement, la solution est la réalisation d'une image radar. Trois techniques sont utilisables :
 - Radar multistatique : Plusieurs radars sont disposés à des positions différentes (Figure 16). Cette méthode est rarement utilisée à cause de la difficulté de synchroniser les différents systèmes.

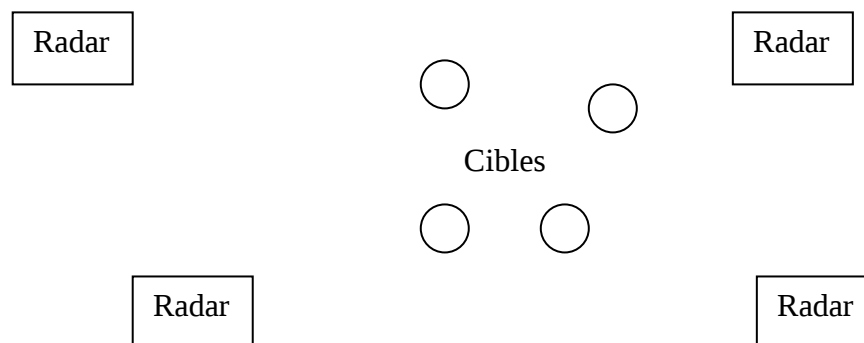


Figure 16 : Système multistatique

- Radar panoramique : Un faisceau radar étroit balaye la zone à analyser (Figure 17).

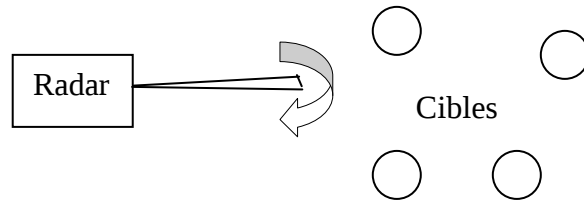


Figure 17 : Détection par balayage radar

- Système SAR (Synthetic Aperture Radar). Le radar se déplace le long de la zone à analyser et effectue des mesures suivant un intervalle choisi (Figure 18). Des variantes existent, parmi lesquelles se trouvent le arcSAR (le système tourne autour de la cible) et l'iSAR (la cible se déplace ou tourne sur elle-même devant le radar).



Figure 18 : Système radar SAR

1.3.2 Les radars classiques « bande étroite »

Jusqu'à présent les radars classiques (Figure 19) fonctionnent sur une bande de fréquence étroite tout en émettant un signal sinusoïdal. Pour certaines applications, ce signal peut être modulé pour augmenter la bande passante et favoriser l'identification des cibles mais la bande de fréquence instantanée reste relativement étroite (10 %). La gamme de fréquence peut varier de quelques MHz pour l'observation transhorizon et la veille à grande distance, jusqu'à une centaine de GHz pour le guidage de missile. Les fréquences intermédiaires sont utilisées pour la détection à moyenne et courte distance, le contrôle du trafic, la météo ou la conduite de tir.



Figure 19 : Quelques exemples d'installations radar

La plupart de ces radars émet un signal durant une période allant de $0.5 \mu s$ à plusieurs μs et passe ensuite en phase d'écoute. Celle-ci est plus ou moins longue en fonction de la distance de détection. Par exemple, pour une distance de 100 km, l'écoute dure plus de 0.67 ms. Un des inconvénients de ces systèmes est l'impossibilité d'émettre et de recevoir simultanément étant donné que la réception, sensible pour percevoir les échos faibles, nécessite d'être protégée vis-à-vis des fortes puissances mises en jeu à l'émission. Par exemple, pour une durée d'émission de $0.5 \mu s$, la zone aveugle du radar (zone pour laquelle la détection est inopérante) est de 150 m.

Le signal reçu par le récepteur demeure un signal sinusoïdal de fréquence identique à celle du signal émis. Il est simplement déphasé et atténué. La fréquence peut toutefois être modifiée par effet doppler si la cible est mobile.

1.3.3 Les déficiences des radars classiques

Comme le montre le Tableau 1, les nouvelles applications imposent pour la plupart l'utilisation de l'imagerie, la traversée d'obstacles, l'identification des cibles et la discrétion.

Il faut une quantité importante d'informations récoltée par le radar pour identifier la cible et une grande précision pour la localiser et suivre ses mouvements.

Ceci impose au radar de fonctionner avec une bande de fréquence très large. En effet, plus cette dernière est étendue, meilleure est la résolution de l'image radar et plus le nombre d'informations se rapportant à la cible est important. La traversée d'obstacles est également favorisée :

- Un spectre empiétant sur les basses fréquences apporte au signal des capacités de pénétration

- Une grande variété de fréquences permet à l'onde de pénétrer dans des ouvertures de tailles diverses.

Les radars classiques ne respectent pas ces conditions en raison de leur bande de fréquence trop étroite, inférieure à 10 %.

Un autre défaut très important de ces radars concerne leur manque de discrétion par la forte puissance émise et par la grande taille des installations. L'élaboration de systèmes capables de détecter une cible sans être repérés pour ne pas être contrés est devenue une nécessité pour les techniques de détection modernes.

1.3.4 Les atouts d'un spectre très large

Un spectre très large autorise :

- **Une forte résolution d'image** lorsqu'il est associé à un radar SAR (Synthetic Aperture Radar) pour lequel la résolution en distance, capacité à distinguer deux points, dépend de la largeur de bande [32]. Cette notion de résolution est vitale pour la détection d'objets cachés dans le sol ou derrière un obstacle. En effet, lorsque l'objet à détecter est proche d'un obstacle, il faut pouvoir isoler son écho, d'où la nécessité d'une forte résolution spatiale et donc d'une grande bande passante. La formule $R=c/(2B)$ où R correspond à la résolution, c à la vitesse de propagation de l'onde et B à la largeur de bande permet d'approximer la largeur de spectre nécessaire. Par exemple, pour avoir une résolution de 10 cm, il faut une largeur de bande d'environ 1.5 GHz, soit une bande supérieure à 100% si celle-ci est centrée sur les basses fréquences. La Figure 20 présente les images SAR obtenues avec un radar ULB pour 2 bandes de fréquence différentes. La cible est une mine affleurante au sol. Le trait rouge horizontal correspond à l'écho dû à l'interface air/sol. A gauche, l'image est obtenue avec une bande de 2.5 GHz. L'écho dû à la cible est confondu avec l'écho du sol. A droite, l'image est obtenue avec une bande de 7.5 GHz. La séparation entre les 2 échos est très nette. La cible est bien visible.

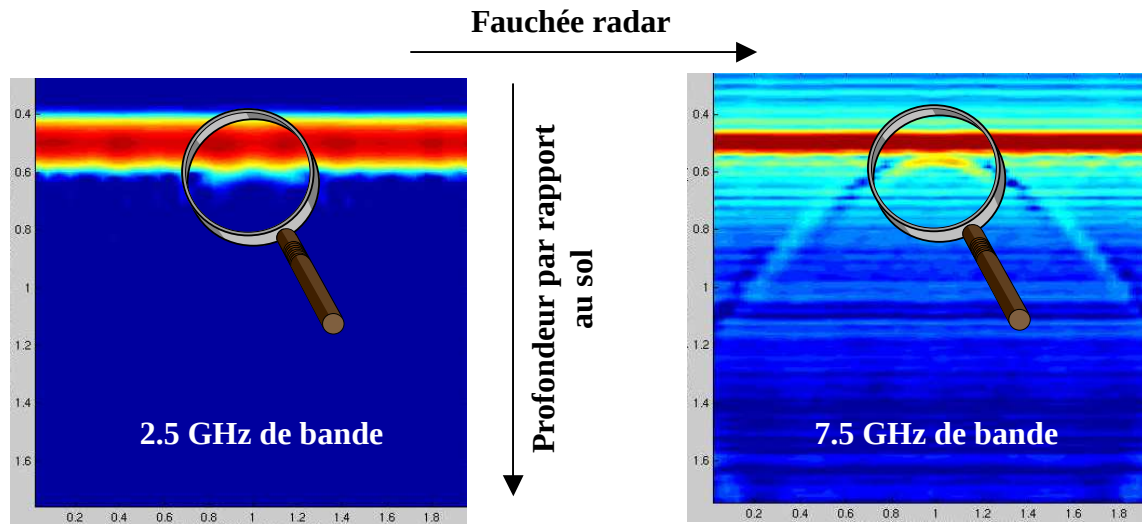


Figure 20 : Bande passante et résolution

- **Des capacités de pénétration des matériaux, sols, murs, végétation,...** grâce au contenu basse fréquence mais également à la grande variété de longueurs d'ondes facilitant le passage dans des ouvertures de toutes tailles ou à travers des matériaux divers laissant passer plus ou moins l'onde en fonction de sa fréquence.

- **L'identification des cibles.**

Le comportement d'une cible est différent en basses fréquences et en hautes fréquences. La Surface Equivalente Radar de la cible (SER) qui permet de quantifier sa capacité à réfléchir l'énergie vers le radar varie en fonction de la fréquence d'illumination. Trois zones sont physiquement mises en évidence :

- La *zone optique* pour laquelle la longueur d'onde est très inférieure à la dimension L de l'objet ($\pi L / 5 > \lambda$). Elle fournit une information sur les *détails géométriques* de la cible.
- Dans la *zone de résonance* ($\pi L / 5 < \lambda < 2\pi L$) pour laquelle la SER oscille autour de la SER définie dans la zone optique. Elle fournit une information sur *la taille* de la cible.
- Enfin, la *zone de Rayleigh* pour laquelle la longueur d'onde est supérieure aux dimensions de la cible ($2\pi L < \lambda$). La SER donne une information sur *sa forme*.

Ainsi, la connaissance de l'évolution de la SER d'une cible sur toute la bande de fréquence permet de l'identifier parfaitement.

- **Un fort pouvoir anti-discrétion.** Cette propriété découle de la précédente. La furtivité des cibles est réalisée généralement selon deux méthodes :
 - Soit à partir de matériaux absorbant les ondes électromagnétiques. Ceux-ci ne sont fonctionnels que sur des largeurs de bande faibles et sont totalement inefficaces à basse fréquence.
 - Soit leur forme (facettes sur les avions furtifs) et/ou leur revêtement de surface (peintures spéciales) sont imaginés pour détourner l'onde incidente qui n'est alors plus réfléchi vers le radar. Ces méthodes ne sont pas efficaces sur une grande bande de fréquence tout particulièrement aux basses fréquences.
- **Une certaine robustesse face aux perturbations** qu'elles soient d'origines électromagnétiques (FM, GSM, bruit,...) ou passives (nuages, pluie) grâce à sa large bande de fréquence qui n'est perturbée que ponctuellement. Ceci offre également des aptitudes pour la lutte contre la furtivité active (brouillage électromagnétique).

2 Vers le choix d'un système radar impulsif

Ultra Large Bande optoélectronique

2.1 Introduction

Depuis une dizaine d'années, grâce aux progrès technologiques, une catégorie de radars commence à émerger : les radars Ultra Large Bande (ULB) [10] [11] [12] [13]. Comme leur nom l'indique, ce sont des radars dont la largeur de bande très importante constitue leur atout majeur.

Ces systèmes semblent répondre à l'ensemble des nouvelles contraintes imposées aux radars. Ils pourraient en conséquence être très prometteurs pour répondre aux besoins d'évolution des radars actuels qui apparaissent dépassés dans bien des domaines. Les nouvelles capacités apportées par l'ULB ont suscité la réalisation de nombreux démonstrateurs :

- Des radars GPR (Ground Penetrating Radar) pour la détection d'objets enfouis dans le sol. Les applications réalisées concernent principalement la détection de mines et le génie civil avec l'étude du sol [43] [18] [17].
- Des radars FOPEN (Foliage Penetration Radar) pour la détection de cibles diverses cachées dans la végétation [16] [20].

- Des radars TRU WALL pour la détection de cibles et principalement d'humains (détection des constantes vitales) à travers les murs [19][26].
- Des radars dans le domaine médical (surveillance des constantes vitales ou imagerie).
- Des radars pour la sécurité des bâtiments et la détection d'objets dangereux.
- Des radars pour le sauvetage lors de catastrophes naturelles [25][27].

2.2 Définition d'un système ULB.

La définition communément admise par la communauté scientifique d'un système Ultra Large Bande (ULB) est un système couvrant un spectre tel que le rapport entre la largeur de bande et la fréquence centrale (ou Fractional Bandwidth FB) est supérieur à 0,25 (Figure 21 et

Tableau 2). Au laboratoire XLIM, par principe, un signal est dit ULB lorsque sa bande de fréquence est répartie sur au moins une décade (par exemple 100MHz – 1GHz).

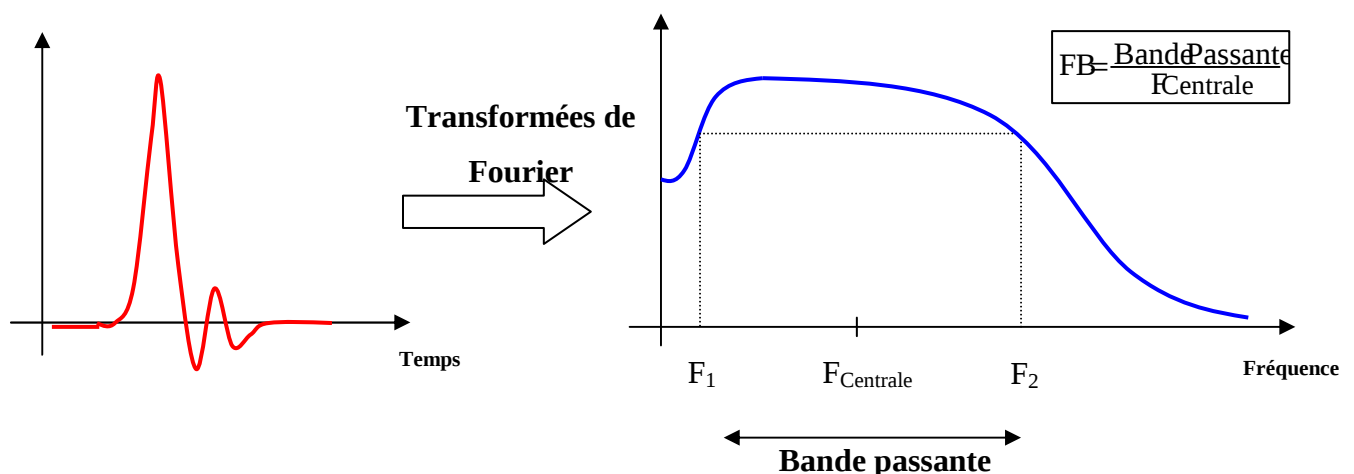


Figure 21 : Exemple d'un signal ULB impulsionnel

Critère FB : $FB = \frac{\text{Bande Passante}}{F_{\text{Centrale}}}$ $BP = F_2 - F_1$ $F_c = \frac{F_1 + F_2}{2}$	FB	Système
	$0 \leq FB < 0.01$	Bande étroite
	$0.01 \leq FB < 0.25$	Bande Large
	$0.25 \leq FB$	Ultra-Large Bande

Tableau 2 : Classement des signaux suivant le critère FB

La terminologie ULB désigne généralement des formes d'ondes sans porteuse telles que des impulsions très courtes mais d'autres signaux (harmoniques, bruit) sont considérés ULB.

2.3 Les techniques ULB

Il existe plusieurs formes d'ondes permettant d'obtenir un spectre ULB (Figure 22). Deux techniques peuvent être distinguées :

- La technique temporelle. Les signaux émis sont des impulsions, du bruit aléatoire ou des signaux dont la fréquence est modulée. La mesure est réalisée dans le domaine temporel.
- La technique harmonique qui utilise des signaux sinusoïdaux dont la fréquence est modulée comme le Step frequency ou le Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW). La mesure est réalisée dans le domaine fréquentiel.

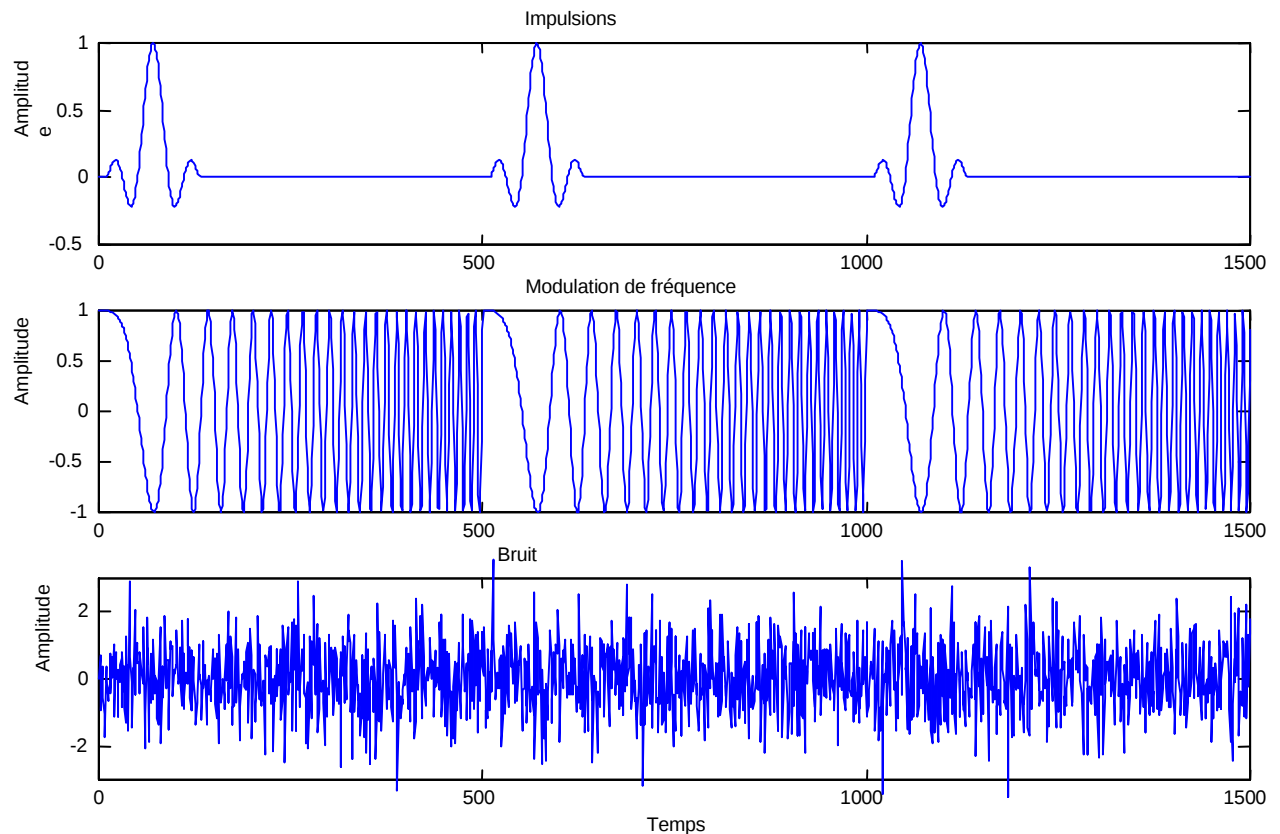


Figure 22 : Exemples de formes d'ondes ULB

2.3.1 Radar ULB impulsionnel

Le principe d'un radar ULB impulsionnel (Figure 23) consiste en une commutation d'énergie de durée très brève dans une chaîne d'émission Ultra Large Bande. Le signal ULB émis (Figure 24) est une impulsion ultra courte, de l'ordre de la nanoseconde, sans porteuse. Son contenu spectral instantané est compris entre quelques MHz et quelques GHz.

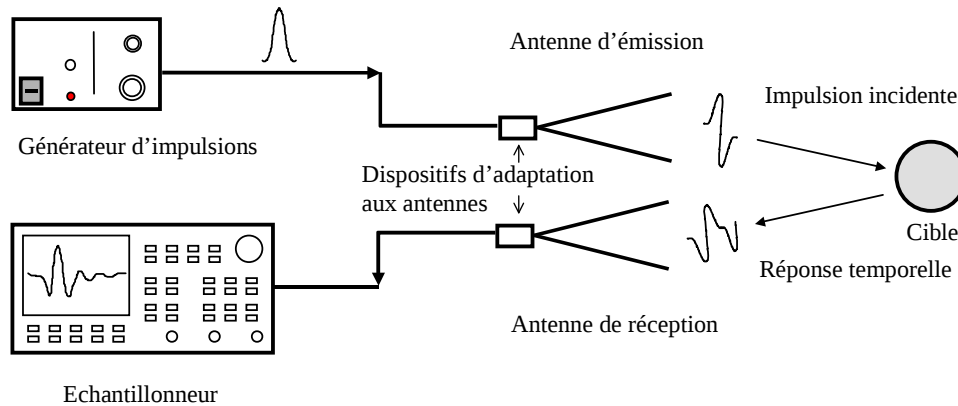


Figure 23 : Principe du radar ULB impulsionnel

Typiquement, le système est constitué d'un générateur associé à une antenne d'émission ULB. La réponse temporelle d'une cible est reçue par une antenne de réception ULB. L'acquisition est réalisée dans le domaine temporel par un échantillonneur rapide.

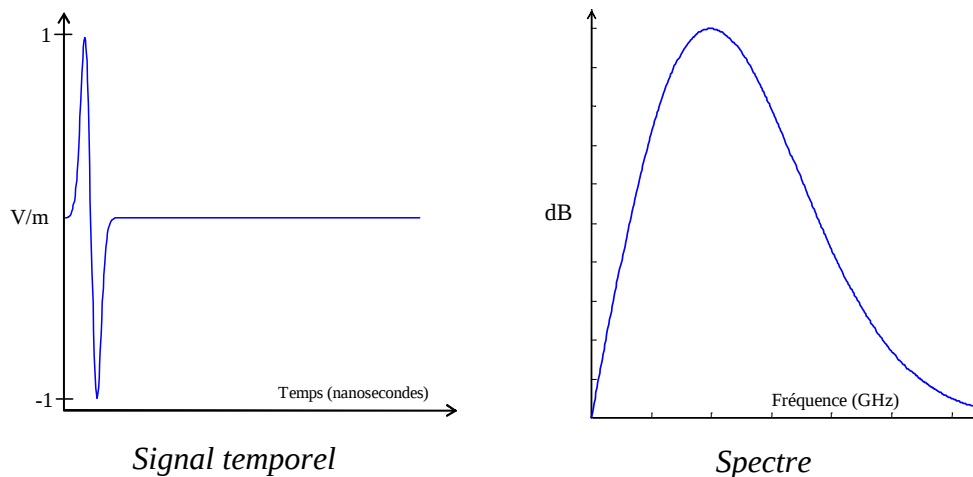


Figure 24 : Signal émis par un radar ULB

La réponse transitoire d'une cible illuminée par un signal impulsionnel est très riche (Figure 25). Cette réponse permet à la fois de localiser la cible en calculant le temps de parcours de l'impulsion.

La forme du signal reçu peut différer de celle du signal émis. Elle est composée de différentes contributions :

- La diffusion directe de la cible, appelée réflexion spéculaire (du latin speculum = miroir).
- Le régime entretenu, comportement de la cible en présence de l'illumination.
- La réponse libre lorsque l'impulsion est passée. Elle est à l'origine de l'analyse des pôles de résonances propres visant à l'identification.

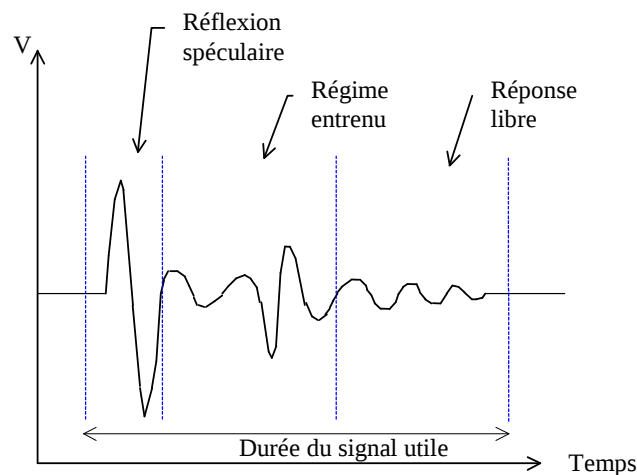


Figure 25 : Allure de la réponse transitoire d'une cible

La Figure 26 présente l'exemple du cas où la cible est un cylindre. Le signal émis est présenté sur la Figure 24. Les premiers instants correspondent à la réflexion sur la face avant du cylindre (spéculaire), les échos proviennent des autres parties de la cible et des courants induits sur sa surface (régime entretenu et réponse libre). Les modifications de l'allure de l'impulsion réfléchi par rapport à celle émise apparaissent sur le spectre.

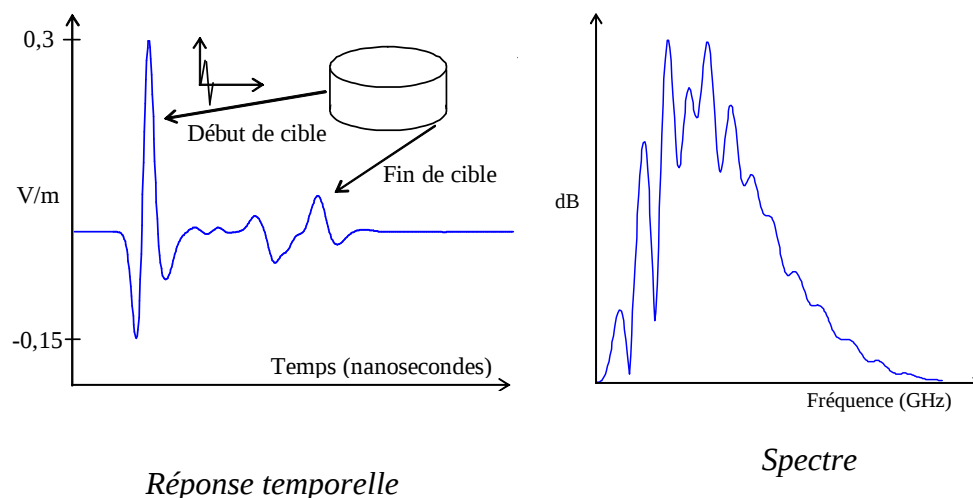


Figure 26 : Signal reçu par un radar ULB

Deux exemples de radars ULB impulsionnels sont présentés ci-dessous :

- **Le moyen probatoire PULSAR**

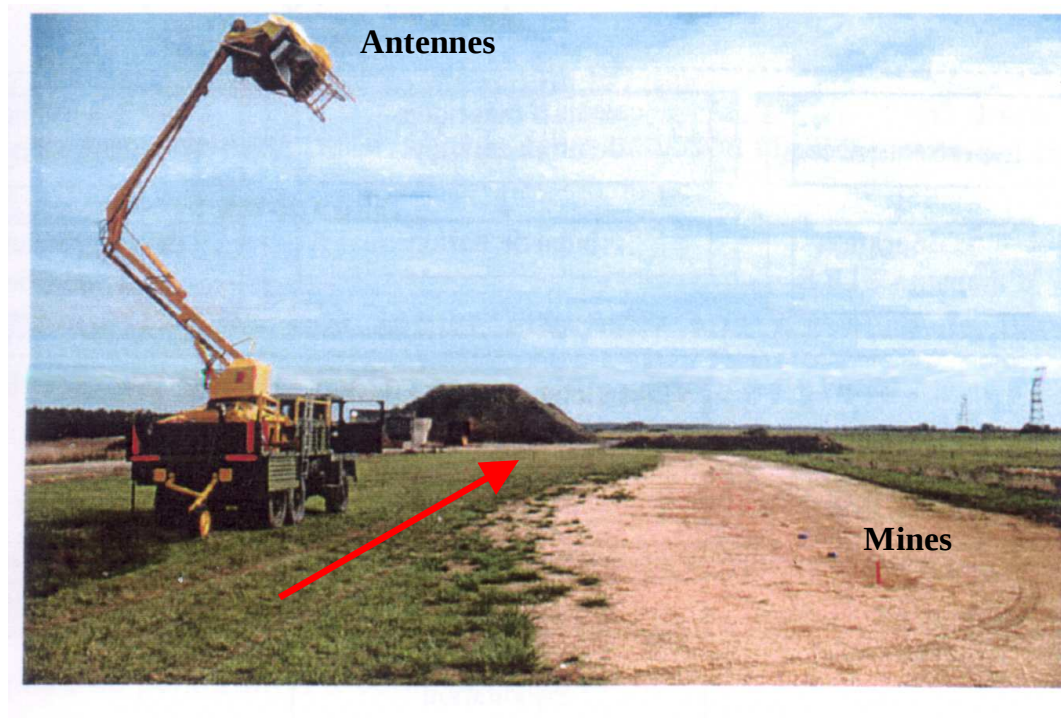


Figure 27 : Radar PULSAR

Un radar SAR ULB impulsionnel dénommé PULSAR (Figure 27) a été conçu et réalisé par le centre de l'armement (CELAR) en collaboration avec le laboratoire XLIM [2][3][4].

Ce moyen à visée latérale a pour but de détecter des cibles enfouies dans le fouillis de sol. L'application directe est la détection de mines antichar de 20 cm de diamètre et 10 cm de haut. Les cibles sont posées sur le sol, affleurantes ou bien enterrées à une profondeur maximale de 50 cm.

Le radar est disposé sur une nacelle élévatrice à bord d'un camion. Les systèmes d'émission et de réception sont installés directement dans la nacelle afin de limiter les effets des câbles dégradant le signal. Les dispositifs de commande et l'oscilloscope réalisant l'acquisition du signal sont placés dans la cabine du camion afin de pouvoir visualiser à tout moment les signaux et de permettre de régler l'instrumentation.

Les caractéristiques de ce radar sont :

- Une bande de fréquence de 200 MHz à 4 GHz

L'utilisation de deux générateurs différents dont les caractéristiques sont résumées dans le

- Tableau 3 : un générateur à base d'éclateurs à gaz développé par le laboratoire LGE de l'université de PAU [33] et un générateur à base de diodes DRD réalisé par la société Europulse basée à Cressenssac dans le Lot (technologie issue de la société FID).
- Une antenne ULB de type Libellule à l'émission (Conception XLIM et réalisation Europulse).
- Un cornet ridgé à la réception.
- Un oscilloscope Tektronix monocoup de bande passante 4 GHz.
- Une hauteur de nacelle de 8 m.
- Une portée radar de plusieurs dizaines de mètres pour des sites peu élevés.
- Une vitesse de déplacement du porteur de 4 km/h.
- Une longueur de fauchée de 90 m.
- Une mesure réalisée tous les 4 cm.

Générateur	Technologie	Niveau crête	Temps de montée	Largeur à mi hauteur de l'impulsion	Taux de répétition
LGE (Université de Pau)	Eclateurs à gaz	25 kV	60 ps	580 ps	1 kHz
EP1504 (Europulse)	Diodes DRD	13 kV	90 ps	400 ps	1 kHz

Tableau 3 : Générateurs utilisés avec le système PULSAR

Pour chaque position du porteur, les réponses des cibles sont enregistrées. En superposant toutes ces mesures, une carte de réponse impulsionnelle est obtenue (Figure 28). Sur celle-ci, des hyperboles correspondant à la présence d'une cible apparaissent. Un traitement par sommation cohérente permet ensuite de réaliser une image (Figure 28).

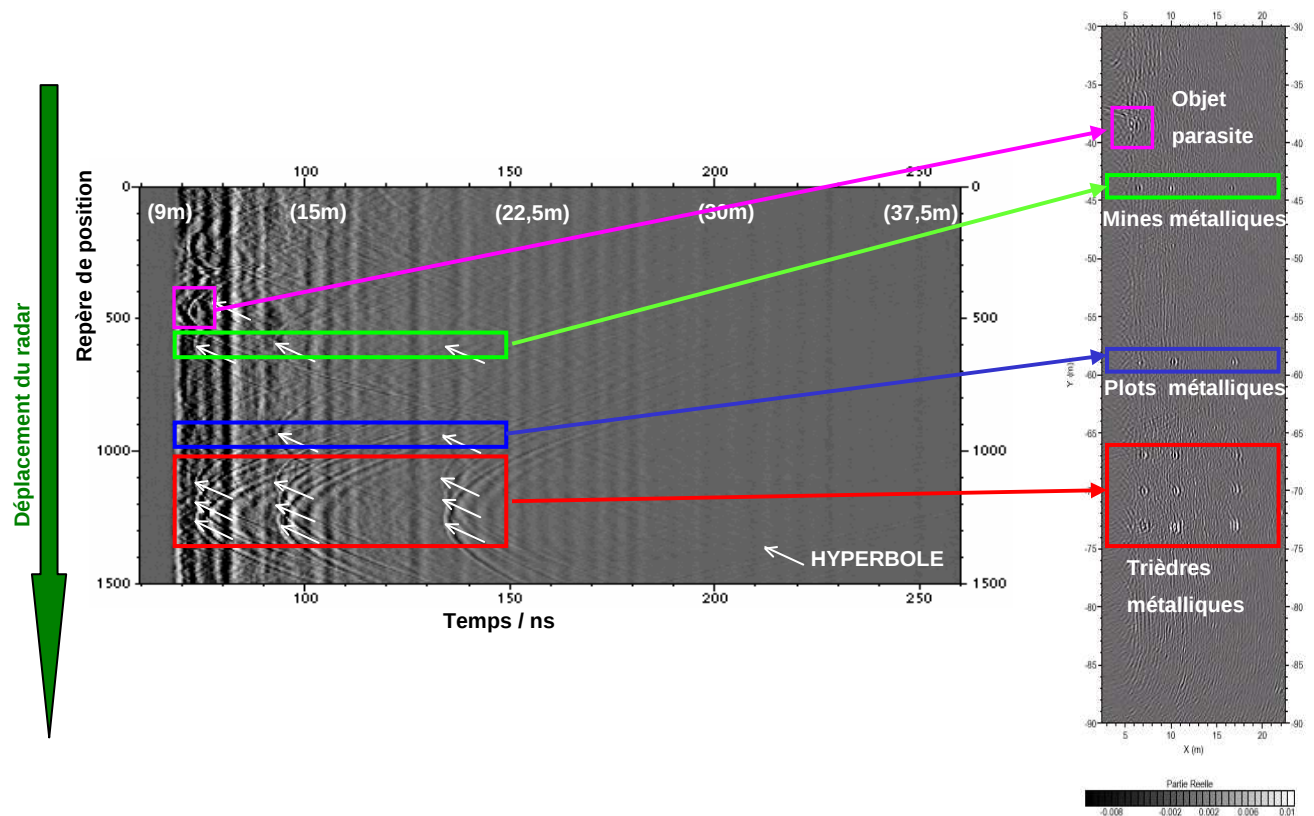


Figure 28 : Réalisation d'une image SAR (Carte des réponses impulsionnelles à gauche et image obtenue par sommation cohérente à droite)

- **Radar Vision (USA)**

Ce radar impulsionnel fonctionne dans la bande 1 GHz - 3.5 GHz. Posé contre un mur, il permet de détecter les mouvements et micromouvements (exemple : la respiration) d'une cible jusqu'à 20 m.

Aucune information n'est disponible sur le générateur électronique utilisé et sur le type d'antenne. Tout laisse à penser qu'un réseau d'antennes permet de localiser la cible puisque le radar est placé contre un mur et reste fixe le temps de la mesure.

Ce système est le plus abouti actuellement (Figure 29). Il a été développé par la société Time Domain Corporation qui développe des produits ULB impulsionnels aussi bien dans le domaine du radar que dans celui des communications (Produits et Chipset PULSE ON). Cette société travaille également sur des systèmes optoélectroniques et TéraHertz. D'autres applications sont en cours de développement : amélioration du système de détection à travers les murs, recherche et sauvetage, surveillance de zone, localisation (GPS indoor),...

[23][24]

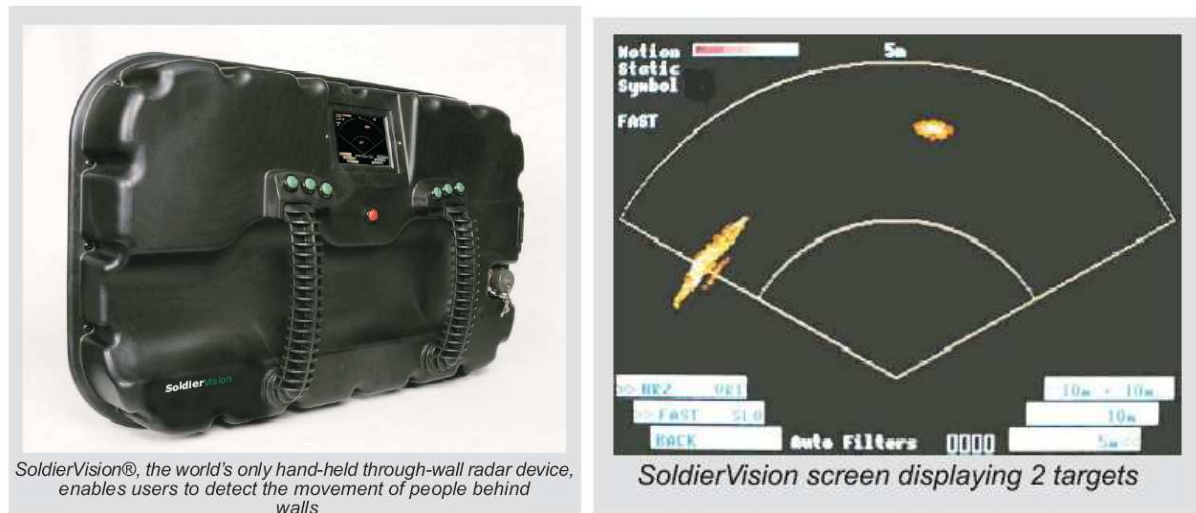


Figure 29 : Système Radar Vision

2.3.2 Radar à Bruit

L'université du Nebraska aux Etats-Unis est spécialisée dans ce type de radar [21][22].

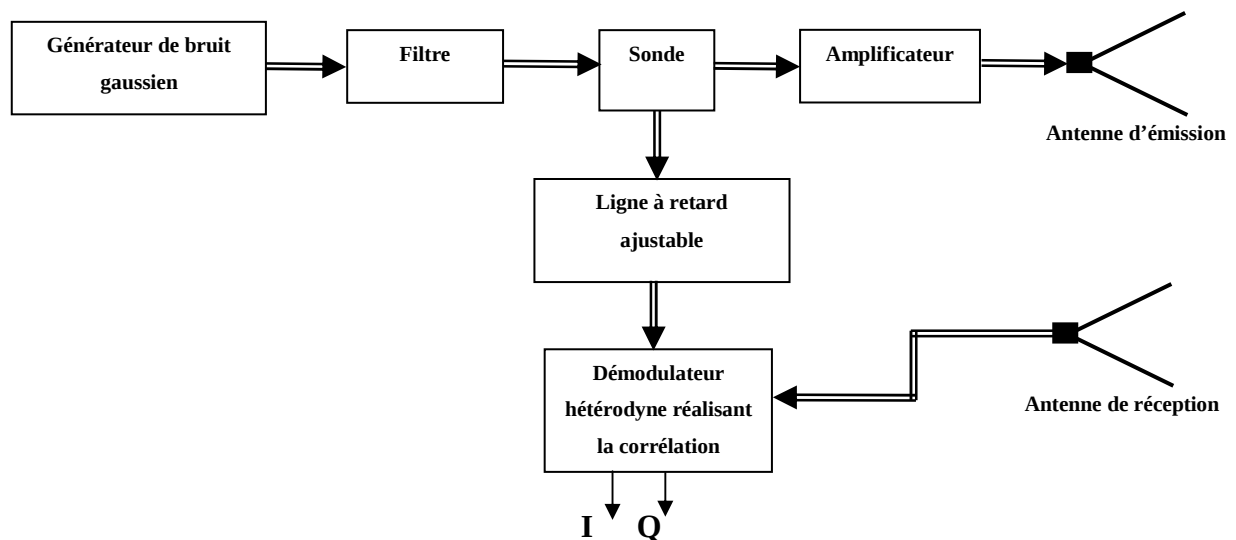


Figure 30 : Radar à bruit

Une source de bruit aléatoire gaussien associée à un filtre passe bande et à un amplificateur alimente une antenne d'émission ULB (par exemple un cornet) (Figure 30). Une antenne de réception reçoit le signal réfléchi par la cible. Une corrélation est effectuée entre le signal reçu et le signal émis décalé dans le temps grâce à une ligne à retard ajustable. L'ajustement du retard permet de réaliser la corrélation et de scanner la zone en terme de distance afin de déterminer la présence ou non d'une cible ainsi que d'en déduire sa distance

par rapport au radar. Pour chaque position de la ligne, une paire d'échantillons complexes I et Q délivrés par un démodulateur hétérodyne est obtenue et permet de connaître l'amplitude et la phase du signal.

Le principe de fonctionnement de ce radar repose sur le principe de la compression d'impulsion décrit ci-dessous.

Pour avoir une portée importante, un radar doit émettre une énergie suffisante et donc émettre des signaux longs d'amplitudes élevées. Un signal long offre une résolution de détection réduite (sa bande de fréquence est inversement proportionnelle à sa largeur temporelle).

La méthode dite de compression de pulse permet d'obtenir une résolution fine tout en utilisant des signaux longs et d'avoir une portée équivalente à celle d'un système bande étroite [44].

Le signal émis est un pulse long qui peut être du bruit, un chirp sinusoïdal (pulse contenant un signal sinusoïdal dont la fréquence est modulée linéairement), un signal binaire codé ou divers signaux large bande.

Le principe de fonctionnement est présenté sur la Figure 31. Un générateur alimente une antenne d'émission. Une antenne de réception capte le signal réfléchi par la cible. Une corrélation est effectuée entre le signal reçu et le signal émis.

Le signal résultant est un pulse étroit.

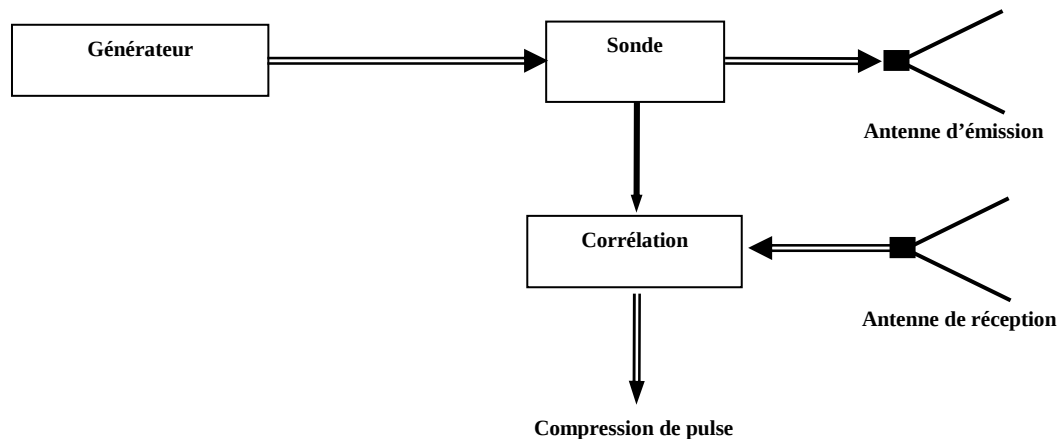


Figure 31 : Principe de fonctionnement

La Figure 32 montre un exemple de mesure radar dans le cas où le signal émis est un pulse long de bruit gaussien filtré (une émission continue est également possible). Son spectre est compris entre 2 et 4 GHz. Le signal reçu comporte les réponses de deux cibles placées à deux distances différentes du radar auxquelles est superposé un signal de bruit simulant l'effet

de perturbations électromagnétiques. Il est impossible de déterminer la présence de la cible sans traitements. Après corrélation de ce signal reçu avec celui émis, deux impulsions correspondant à la présence des deux cibles apparaissent et permettent de déterminer leur position par rapport au radar.

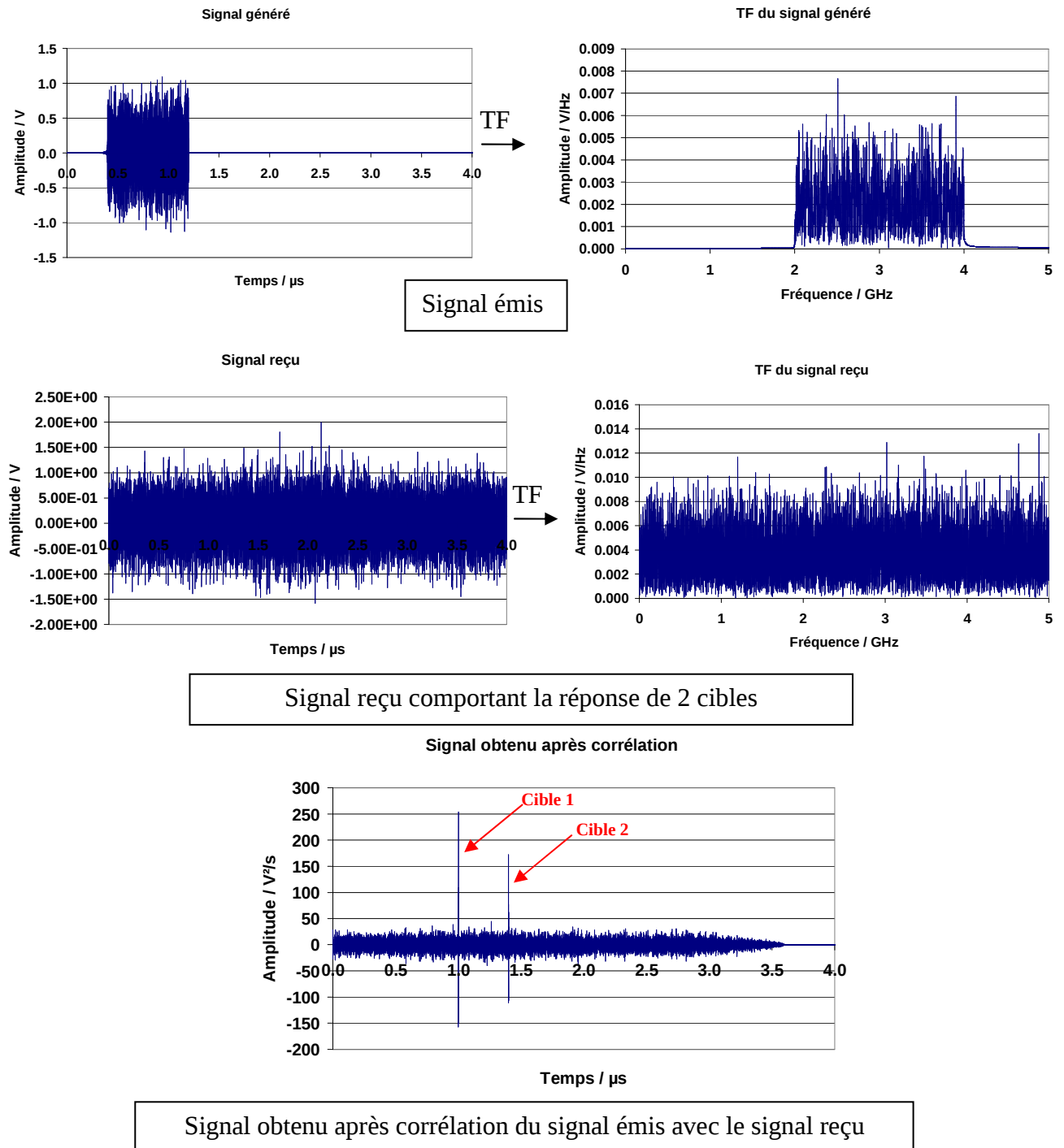


Figure 32 : Exemple de corrélation dans le cas d'un radar à bruit de type gaussien

Plusieurs prototypes de radars à bruit [21][22] fonctionnant sur le principe SAR pour des applications de détection à travers le sol, la végétation et les murs ont été développés. Des études théoriques ont été conduites sur des radars à bruit de type SAR et arcSAR travaillant dans la bande 1-2 GHz. Des comparaisons ont été effectuées avec des radars Step Frequency et FMCW fonctionnant dans la même bande de fréquence. Les simulations réalisées ont montré des performances identiques au niveau des images obtenues et un avantage pour le radar à bruit en terme d'immunité aux interférences.

Un premier prototype travaillant dans la bande de fréquence 1-2 GHz a été conçu pour détecter des cibles enterrées. Il est constitué d'un système de génération et de réception identique à celui décrit sur la Figure 30. Les antennes utilisées sont des Log périodiques. La résolution des images obtenues est de 15 cm.

Un second prototype a été réalisé dans la bande 250-500 MHz. L'objectif est de détecter des cibles cachées dans la végétation ou derrière les murs en utilisant le principe SAR. La résolution des images obtenue est d'environ 60 cm.

Remarques : Des recherches s'intéressent à des radars à bruit passifs qui utilisent le bruit ambiant pour détecter des cibles. La société C&T basée en région Parisienne réalise un système permettant de détecter des avions en utilisant les relais de radio FM, GSM et de télévision.

2.3.3 Radar à modulation de fréquence Step Frequency

La forme d'onde est un signal sinusoïdal dont la fréquence est modulée en fonction du temps. La Figure 33 présente l'évolution de la fréquence en fonction du temps. Celle-ci reste constante suivant un intervalle de temps.

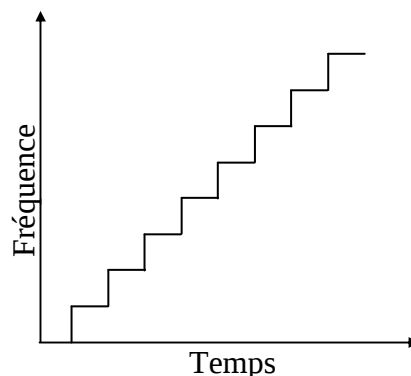


Figure 33 : Evolution de la fréquence en fonction du temps

La Figure 34 présente le principe de fonctionnement général d'un radar Step Frequency. [44]

A l'émission, un signal sinusoïdal de fréquence f_i issu d'un oscillateur est mélangé au signal sinusoïdal de fréquence $f_0 + df$ généré par un synthétiseur de fréquence. Le signal obtenu, de fréquence $f_i + f_0 + df$, est transmis dans un amplificateur avant d'être rayonné par l'antenne d'émission. Le synthétiseur balaye toute la bande de fréquence en variant de df à chaque intervalle de temps. Chaque signal émis dure un temps t_0 . Entre l'émission de deux fréquences, une phase d'écoute de durée t_1 permet au système de réception d'enregistrer la réponse de la cible. Plus la portée à atteindre est importante, plus ce temps est grand. Lors d'une mesure, N signaux sinusoïdaux de durée t_0 de fréquence variant de $f_i + f_0$ à $f_i + f_0 + Ndf$ sont émis.

A la réception, le signal est à nouveau amplifié. Il est ensuite mélangé à celui émis par le synthétiseur de fréquence. Le résultat de fréquence f_i est amplifié par un amplificateur bande étroite. Un démodulateur synchrone permet ensuite de générer 2 composantes une en phase (I) et une en quadrature (Q) en mixant ce signal avec 2 autres déphasés de 90° issus de l'oscillateur travaillant à la fréquence f_i . A chaque fréquence générée par le système correspond un échantillon complexe (amplitude complexe) qui permet de reconstituer un spectre ULB en connaissant le module et la phase. Le même principe de fonctionnement est employé avec les analyseurs vectoriels.

A partir du spectre ULB obtenu correspondant à la réponse en fréquence des échos réfléchis vers le radar, il est possible de reconstituer par transformée de Fourier inverse une réponse impulsionnelle. Sur celle-ci, les échos provenant de différentes cibles ou obstacles peuvent alors être dissociés.

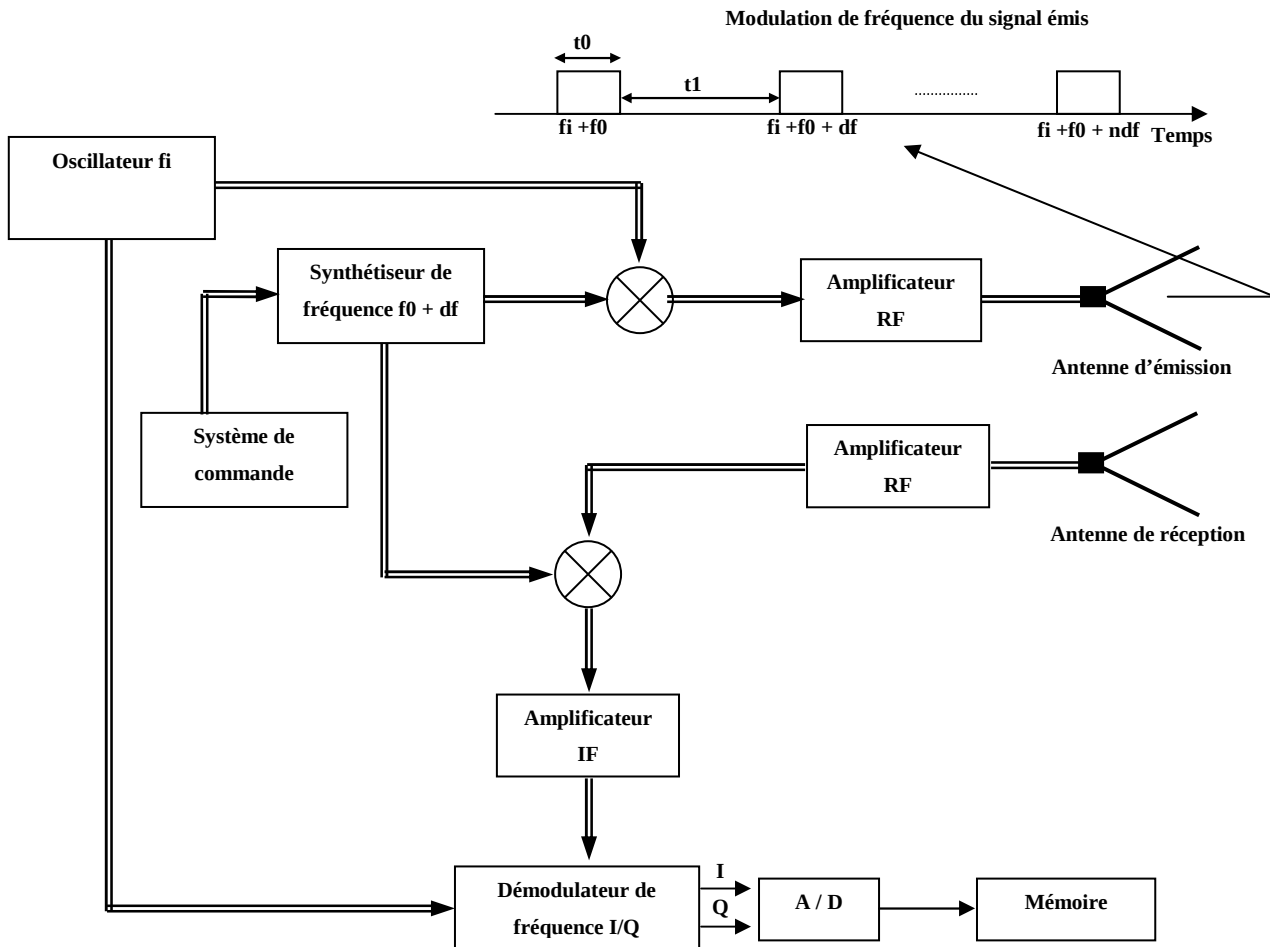


Figure 34 : Principe de fonctionnement

Plusieurs prototypes de radars Step Frequency ont été développés comme celui de la société Planning Systems Incorporated (USA) dont l'application majeure demeure la détection de mines Erreur ! Source du renvoi introuvable..

Ce système comporte un radar GPR monté à l'avant d'une Jeep (Figure 35). Il est composé de 2 réseaux d'antennes de type Spirale. Dans chaque réseau, une rangée d'antennes est utilisée en émission et une autre en réception. Pour chaque mesure, un couple d'antenne d'émission – réception est sélectionné et pour chacun d'entre eux, un balayage en fréquence est effectué. 32 couples d'antennes soient 32 positions du radar peuvent être sélectionnés. Le balayage de fréquence est réalisé entre 500 MHz et 4 GHz avec un pas de 10.7 MHz. Pour chaque fréquence, un échantillon complexe est reçu à la sortie du démodulateur. A une mesure, correspondent un spectre ULB et une réponse impulsionnelle.

Lorsque le véhicule se déplace, un balayage est effectué en changeant les couples d'antennes d'émission – réception. 32 mesures sont obtenues pour chaque position de la Jeep.

En rassemblant l'ensemble de ces mesures, une image de type SAR est réalisée. Elle permet de localiser la cible et de l'identifier. La résolution obtenue est d'environ 4 cm.



Figure 35 : Système réalisé par la société Planning Systems incorporated

2.3.4 Radar à modulation de fréquence (FMCW)

La forme d'onde est un signal sinusoïdal dont la fréquence varie linéairement dans le temps.

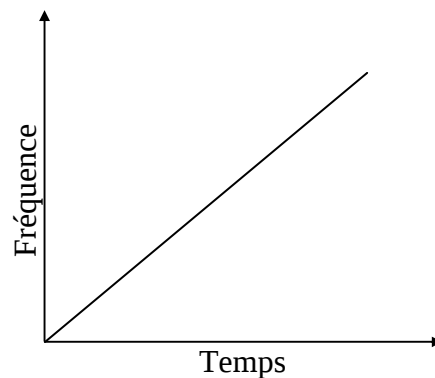


Figure 36 : Evolution de la fréquence en fonction du temps

La Figure 37 présente le principe de fonctionnement d'un radar FMCW [43]. Le système d'émission est constitué d'un oscillateur commandé en tension (VCO) piloté par un système chargé d'asservir la variation de la fréquence et de la rendre linéaire en fonction du temps. Pour cela ce système de commande prélève une infime partie du signal émis.

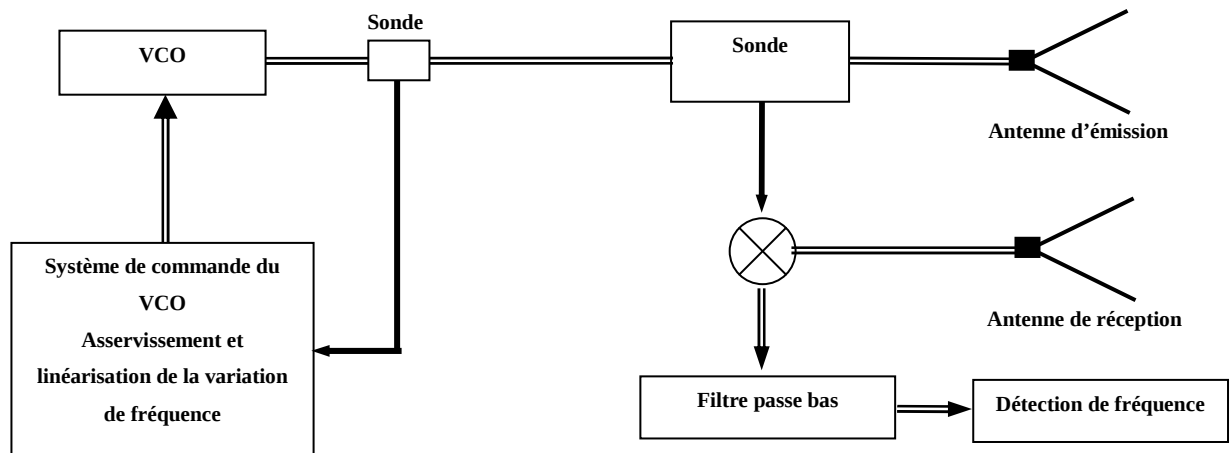


Figure 37 : Principe de fonctionnement

Le signal est ensuite transmis à une antenne d'émission. Une antenne de réception reçoit la réponse de la cible. Le signal reçu est mélangé avec une partie de celui émis qui est prélevée à l'aide d'une sonde.

La Figure 38 présente l'évolution de la fréquence en fonction du temps des réponses de deux cibles différentes et les compare à celle du signal émis. Le signal reçu est retardé dans le temps. A un instant donné, sa fréquence est différente de celle de celui émis. La différence de fréquence mesurée donne un renseignement sur le retard du signal reçu et permet par conséquent de connaître le temps de parcours aller retour de l'onde entre le radar et la cible et d'en déduire la distance de la cible par rapport au radar. Par exemple, la cible 2 est plus éloignée du radar que la cible 1. La différence de fréquence Df_1 mesurée avec la cible 1 est plus faible que la différence Df_2 mesurée avec la cible 2.

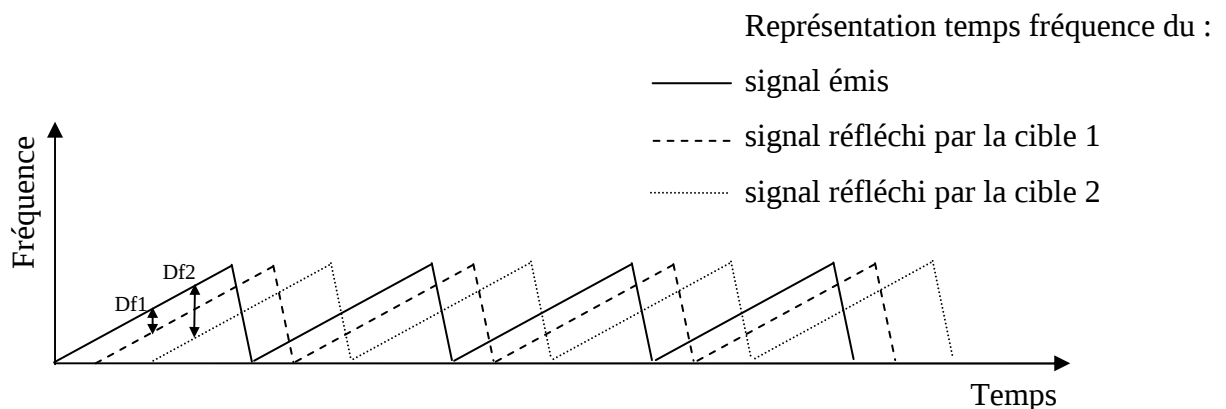


Figure 38 : Principe de détection de la position d'une cible

Ce type de radar est souvent utilisé pour effectuer des mesures de distance (altimètre, mesure du niveau de fluide, étude des couches de neiges,...).

Par exemple, la société Thalès développe un radar de ce type fonctionnant dans la bande 800 MHz – 1 GHz dont l'objectif est de détecter des cibles dans des bâtiments. Ce système est composé de 3 modules radars permettant de détecter les cibles et de faire une triangularisation pour les localiser [15].

2.3.5 Comparaison entre l'ULB impulsionnel et les autres techniques ULB

La Figure 39 résume les différentes techniques ULB décrites précédemment.

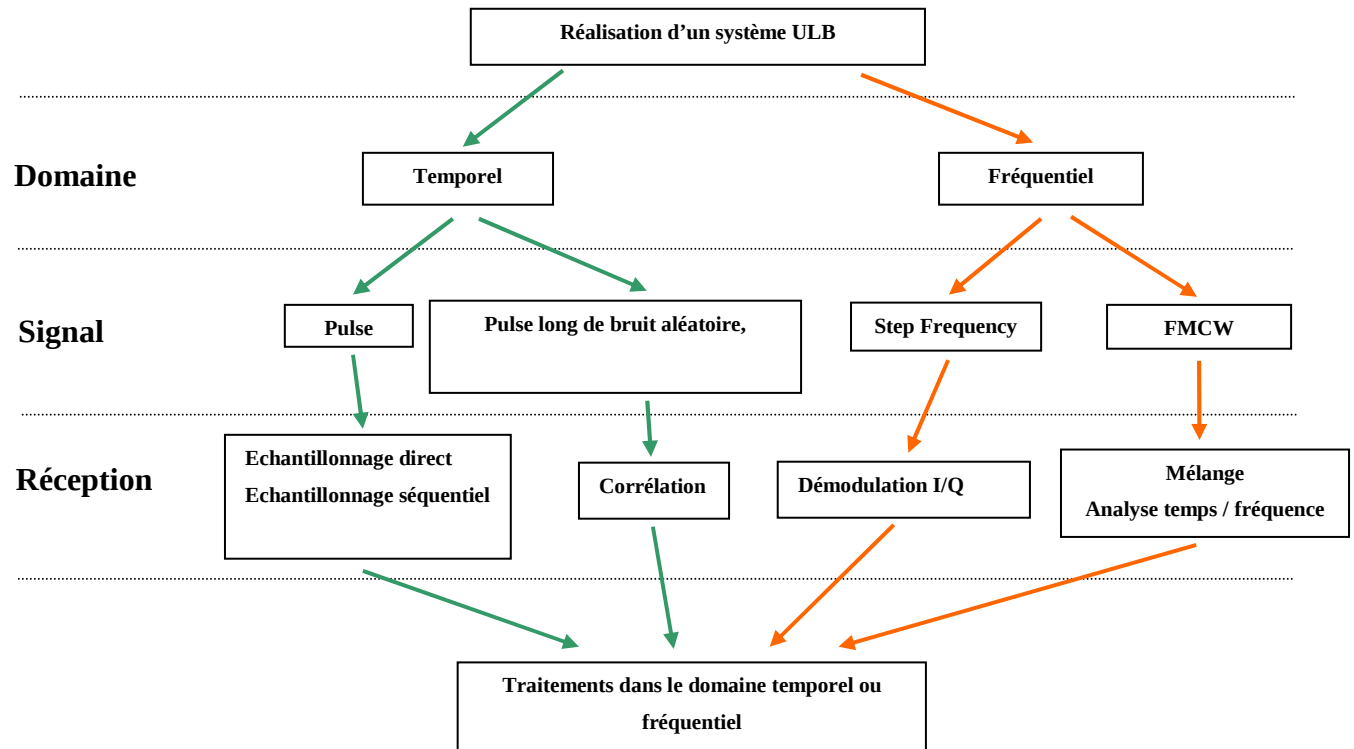


Figure 39 : Les différentes techniques ULB

Différents points de comparaison de ces techniques sont abordés ci-dessous :

- **Discrétion**

L'ULB impulsionnel est très discret car les signaux très brefs mis en oeuvre sont très difficiles à détecter. S'ils sont émis à des instants aléatoires, la discrétion est encore renforcée.

Un radar à bruit est également assez performant au niveau de la discrétion. Il est difficile de le détecter au milieu du bruit ambiant vu que la forme d'onde émise change à chaque mesure.

Les techniques utilisant des signaux sinusoïdaux ne sont pas discrètes.

- **Système de génération**

La technique impulsionnelle a sans conteste le générateur le plus simple en terme d'architecture. Néanmoins, il est difficile de concentrer l'énergie sur un temps très court tout

en gardant un contrôle précis du déclenchement de l'impulsion. De plus, dans le cadre des applications radars ou de la métrologie, les générateurs doivent émettre des impulsions reproductibles sans oscillations ou rebonds.

Les caractéristiques actuelles des générateurs impulsions pour la métrologie et les applications radars sont résumées dans le Tableau 4. De nets progrès sont enregistrés dans ce domaine depuis quelques années. L'amplitude des impulsions générées atteint désormais les 200 kV. Remarque : d'autres générateurs utilisés dans les MFP (Micro-ondes de Forte Puissance) émettent des tensions supérieures (MV), mais leurs impulsions s'accompagnent de rebonds et d'oscillations qui rendent difficile leur utilisation en métrologie ou en radar.

Les temps de montée les plus faibles sont inférieurs à 100 ps et peuvent avoisiner les 50 ps dans le cas de générateurs de métrologie basse tension (< 100 V). Les largeurs d'impulsions varient de 100 ps à 2 ns.

Impulsion	Tension max de sortie	Temps de montée	Largeur d'impulsion	Gigue de déclenchement	Reproductibilité	Fréquence de répétition
Biexponentielle	10 kV	< 100 ps	0.2 ns – 3 ns	< 30 ps	+/- 5 %	100 kHz
Biexponentielle	20 kV	< 150 ps	1 ns – 2 ns	< 30 ps	+/- 5 %	10 kHz
Biexponentielle	100 kV	< 200 ps	1 ns – 2 ns	NC	NC	1 kHz
Biexponentielle	200 kV	< 300 ps	1 ns – 2 ns	NC	NC	1 kHz
Monocycle	+/- 3 kV	100 ps	2 ns	< 30 ps	5 %	1 kHz

Tableau 4 : Caractéristiques typiques des générateurs électroniques impulsions distribués par la société FID pour les applications radar et la métrologie sur le marché en 2006.

Les autres techniques, quant à elles, peuvent utiliser des amplificateurs pour augmenter la puissance générée. Deux possibilités peuvent être envisagées :

- L'utilisation d'un unique ou de plusieurs amplificateurs large bande mis en cascade pour cumuler les puissances.
- L'utilisation de plusieurs amplificateurs bande étroite montés en parallèle. Cette dernière méthode est peu utilisée car complexe et difficile à mettre en place.

Les inconvénients sont la complexification des systèmes, l'encombrement (l'utilisation d'amplificateurs volumineux pose des difficultés pour réaliser des systèmes embarqués) et leur coût très élevé. Dans la littérature, les puissances générées avec ces techniques varient

en fonction des systèmes utilisés de 1 W pour le radar à bruit jusqu'à 1 kW pour les techniques harmoniques.

Le radar Step frequency nécessite un synthétiseur de fréquence qui doit avoir une vitesse de commutation rapide et une bonne stabilité en cohérence de phase

Pour le radar FMCW, la difficulté est le contrôle du VCO qui nécessite une variation de fréquence la plus linéaire possible.

- **Système de réception et dynamique de mesure**

Dans le cas de l'impulsionnel, la mesure est le plus souvent réalisée à l'aide d'un oscilloscope. Soit l'acquisition est réalisée en une seule passe avec un oscilloscope monocoup, soit de manière séquentielle, technique qui nécessite l'émission de plusieurs impulsions parfaitement identiques.

Actuellement, les oscilloscopes monocoups ont une bande passante de 15 GHz, un taux d'échantillonnage de 40 Géchantillons/s soit 25 ps entre deux échantillons. Lorsque les impulsions ont un temps de montée de 100 ps, quatre échantillons mesurés représentent le front de montée de l'impulsion. Prévus à la base pour les télécoms, ils offrent une quantification de seulement 8 bits soit une dynamique de 48 dB [4].

Quand aux séquentiels, leur bande passante est de 70 GHz, leur pas équivalent d'échantillonnage est inférieur à 1 ps et leur quantification est réalisée sur 14 bits soit une dynamique de 84 dB.

Le système monocoup, grâce à sa rapidité d'acquisition, est utilisé pour les applications radars. Le séquentiel avec sa dynamique supérieure est plutôt réservé à la métrologie.

Il existe toutefois plusieurs méthodes pour améliorer la dynamique. Par exemple, il est possible de mettre en cascade plusieurs oscilloscopes, chacun d'entre eux mesurant une partie du signal suivant l'axe des amplitudes (Figure 40).

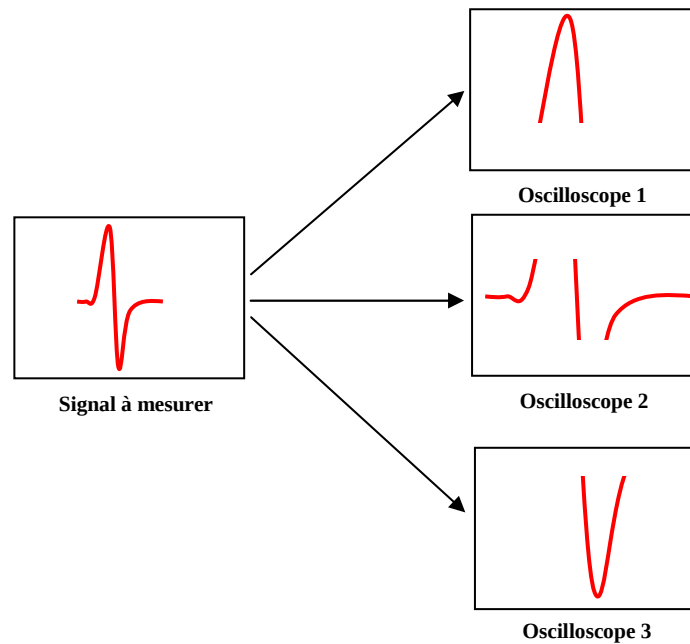


Figure 40 : Amélioration de la dynamique à l'aide de plusieurs oscilloscopes

Les techniques harmoniques nécessitent des systèmes plus complexes (filtres, mélangeurs, sources de référence,...). Le radar à bruit requiert une ligne à retard pilotée qui pose des difficultés de réalisation pour réaliser la corrélation.

A titre de comparaison, les analyseurs vectoriels utilisés avec les techniques harmoniques permettent d'avoir 120 dB de dynamique. Le système de détection utilisé avec le radar à bruit offre quand à lui 70 dB.

- **Vitesse de mesure et débit d'informations**

Même si les autres techniques offrent une quantité d'informations similaire, l'avantage de l'impulsionnel est d'obtenir instantanément la réponse de la cible et son spectre sur l'ensemble de la bande d'utilisation. En quelques nanosecondes, l'ensemble des informations contenues dans le spectre est acquis. Avec les autres techniques, il faut quelques microsecondes voir quelques millisecondes pour reconstituer la réponse complète.

- **Complexité du système**

Dans le cas de l'ULB impulsionnel, le système radar et sa gestion sont simplifiés. Le système est uniquement composé d'un générateur, d'un échantillonneur et des antennes. Il n'y a pas de démodulateur, de corrélateur,...

- **Bande de fréquence et résolution**

La largeur de bande de fréquence et de ce fait la résolution que les différentes techniques ULB permettent d'atteindre est similaire. Typiquement, une bande de 100 MHz à 5 GHz semble réalisable avec toutes ces techniques. La résolution correspondante est de 3 cm.

- **Immunité**

L'ULB impulsionnel est très robuste face aux perturbations qu'elles soient d'origine électromagnétiques (RFI : FM, GSM, Télévision,...) ou passives (nuages, pluie). Il peut s'avérer efficace pour lutter contre la furtivité active (brouillage). En effet, à cause de la fenêtre d'acquisition très étroite (quelques nanosecondes), peu d'énergie due au bruit accompagne la mesure. La sensibilité au bruit et au brouillage est donc faible.

La robustesse peut être renforcée par l'émission de plusieurs pulses associée au moyennage de plusieurs mesures ou par l'utilisation de systèmes de codage comme par exemple le codage orthogonal utilisé dans les communications [7].

Le radar à bruit possède également une faible sensibilité aux interférences.

Les signaux sinusoïdaux sont les plus sensibles. En effet, comme ils émettent longtemps, il est possible de les repérer, de les brouiller et de les détruire.

- **Perturbation des autres systèmes**

Les signaux de durée inférieure à 10 ns ne perturbent pas les systèmes électroniques et les systèmes de télécommunication bande étroite qui sont souvent trop lents pour détecter les fronts très raides des impulsions utilisées, mais des études restent à mener notamment dans le cadre d'une montée en puissance. Par mesure de précaution, la FCC a limité aux Etats-Unis l'utilisation de la bande de travail du GPS entre 0.9 et 1.6 GHz. Pour une application radar de type détection à travers les murs (TRU WALL), le spectre du signal ULB doit être inférieur à -53 dBm/MHz dans la bande du GPS.

- **Dissociation des réponses des cibles et des signaux parasites**

Les signaux ULB impulsionnels permettent de dissocier les réponses de plusieurs cibles directement dans le domaine temporel. Ils permettent également de dissocier les signaux de réception des différents échos provenant de trajets multiples, de réflexions du signal incident ou du signal réfléchi par la cible sur des obstacles (Figure 41). En utilisant un fenêtrage temporel adapté, seule la réponse utile est conservée. Cette propriété offre à cette technique un gros potentiel pour les mesures hors chambre anéchoïque.

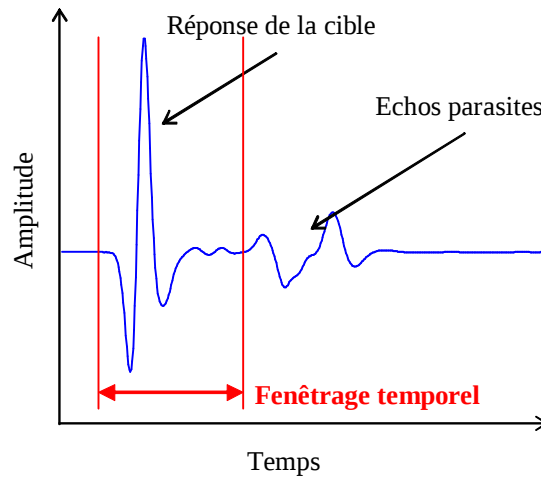


Figure 41 : Réjection des échos parasites par fenêtrage temporel pour conserver uniquement la réponse impulsionnelle de la cible

Avec les autres techniques, un traitement (transformée de Fourier inverse ou corrélation) est nécessaire afin de pouvoir isoler la réponse des différentes cibles dans le domaine temporel, ce qui engendre du bruit supplémentaire sur la mesure.

- **Zone aveugle**

L'utilisation de signaux courts de type impulsionnels permet de réduire la zone aveugle du radar. La réception est souvent saturée par couplage avec l'émetteur pendant le temps d'émission du signal radar. Le fait d'avoir un signal très court permet de réduire la taille de cette zone. Cette propriété est essentielle pour les mesures à courte portée.

- **Traitements**

Avec la technique impulsionnelle, le post traitement des données est réduit et rapide (pas de corrélation, pas de reconstitution du signal temporel,...). Les traitements utilisés sont le plus souvent de simples fenêtrages temporels et des transformées de Fourier.

- **Portée**

Habituellement, la portée d'un radar est estimée à l'aide de l'équation du radar :

$$P_r = \underbrace{\frac{P_e G_e}{L_e}}_{\text{Système d'émission}} \underbrace{\frac{1}{4\pi r_e^2 L_{me}^2}}_{\text{Milieu de propagation}} \underbrace{\sigma}_{\text{Cible}} \underbrace{\frac{1}{4\pi r_r^2 L_{mr}^2}}_{\text{Milieu de propagation}} \underbrace{\frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi L_r}}_{\text{Système de réception}} \underbrace{\frac{1}{L_p}}_{\text{Effet de la polarisation}} \quad \text{Équation 1}$$

P_e : puissance fournie (en Watts) par l'émetteur,

G_e : gain de l'antenne d'émission dans la direction de l'objet,

L_e : constante prenant en compte les pertes dans le système d'émission,

L_r : constante prenant en compte les pertes dans le système de réception,

r_e : distance entre l'antenne d'émission et l'objet,
 σ : surface équivalente radar de l'objet,
 L_{me}, L_{mr} : constantes prenant en compte les pertes dues au milieu de propagation,
 r_r : distance entre l'objet et le système de réception,
 G_r : gain de l'antenne de réception dans la direction de l'objet,
 L_p : constante prenant en compte les pertes de polarisation,
 λ_0 : longueur d'onde du signal.

La portée peut alors s'exprimer par la relation suivante :

$$R_{\max}^4 = \frac{P_e G_e G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^3 A_{tt} S_{\min}} \sigma \quad \text{Équation 2}$$

où A_{tt} représente le coefficient de pertes globales du radar et $S_{\min}$ le plus petit signal détectable par le récepteur.

Le Tableau 5 donne un ordre de grandeur des caractéristiques de deux radars bande étroite utilisés pour la surveillance aérienne. Il est possible de s'inspirer de cet exemple pour tenter d'évaluer la portée des systèmes ULB Step frequency et FMCW. Ceux-ci semblent pouvoir rayonner au maximum une puissance moyenne de 1 kW. De part la large bande nécessaire, le gain des antennes peut difficilement dépasser les 20 dB. En croisant ces données avec celles contenues dans le Tableau 5 et en utilisant l'équation du radar, il est possible de chiffrer la portée à :

- 17 km pour 1.5 GHz.
- 5 km pour 3 GHz

Une portée comprise autour de 10 km semble donc envisageable avec les radars Step Frequency et FMCW.

Radar	Fréquence centrale de la bande d'émission	Puissance moyenne	Surface de l'antenne	Gain de l'antenne	Portée max
Veille rapprochée	1.5 GHz	1 MW	300 m ²	50 dB	3000 km
Panoramique de défense aérienne	3 GHz	30 kW	100 m ²	51 dB	400 km

Tableau 5 : Caractéristiques de deux radars bande étroite

Avec le radar à bruit émettant une puissance moyenne de 1 W, en considérant son comportement identique à celui des techniques précédentes, la portée est estimée autour de 3 km.

Dans le cas des radars ULB impulsionnels, les essais réalisés au laboratoire XLIM fournissent un élément de réponse pour déterminer leur portée potentielle.

Le dispositif de mesure est présenté sur la Figure 42. Une cible de type trièdre est placée à une distance R d'un radar. La tension V_i est injectée à l'entrée de l'antenne d'émission. La tension V_r est reçue au pied de l'antenne de réception.

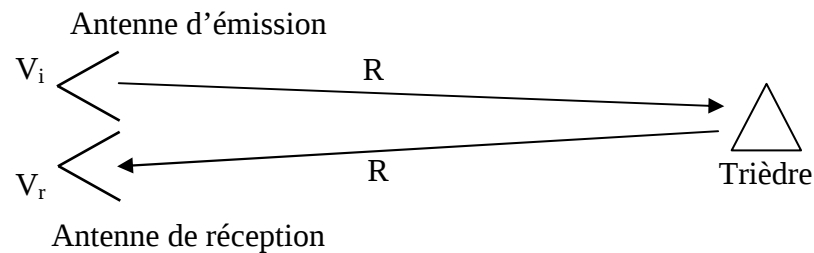


Figure 42 : Dispositif de mesure

Des ordres de grandeur mesurés lors de différentes campagnes de mesures radar réalisées avec le matériel de métrologie impulsif du laboratoire XLIM sont résumés dans le Tableau 6.

Amplitude de l'impulsion générée (V_i) / V	1000
Gain moyen de l'antenne d'émission / dB	10
Gain moyen de l'antenne de réception / dB	10
Cible utilisée	Trièdre de 45 cm d'arête
Distance radar - cible R / m	10
Niveau de signal reçu (V_r) / V	1
Niveau de bruit reçu / V	0,01
Rapport signal à bruit nécessaire pour détecter la cible	2

Tableau 6 : Paramètres de la mesure

A partir de ces données, il est possible de calculer la portée maximale du radar pour différentes valeurs de niveau de l'impulsion générée.

Le niveau de la tension reçue V_r est relié au niveau de l'impulsion générée V_i par la formule suivante :

$$V_r = K \times V_i \times \frac{1}{R^2} \quad \text{Équation 3}$$

Avec K constante regroupant entre autre la fonction de transfert des antennes et la SER de la cible et R la distance entre le radar et la cible. Cette constante K est calculée à partir des données de mesure, c'est-à-dire pour une tension V_i de 1 kV, une distance R de 10 m.

Pour un niveau de signal minimum requis pour détecter la cible de 0.02 V (il est égal au produit entre le niveau de bruit et le rapport signal à bruit nécessaire pour détecter la cible), la portée maximale $R_{\max}$ est donnée par :

$$R_{\max} = 10 \times \sqrt{\frac{1}{0.02}} = 71 \quad \text{Équation 4}$$

La portée maximale de détection d'un trièdre de 35 cm d'arête avec ce système pour une tension d'alimentation de 1 kV, est donc de 71 m.

La formule suivante permet d'obtenir cette portée maximale pour différentes tensions d'excitation :

$$R_{\max} = 71 \times \sqrt{\frac{V_i}{1000}} \quad \text{Équation 5}$$

Le Tableau 7 indique la portée maximale fournie par ce système pour différents niveaux d'impulsions.

Niveau de l'impulsion générée / kV	Portée maximale pour respecter le rapport signal à bruit / m
1 kV	71
25 kV	354
40 kV	447
100 kV	707
200 kV	1000
1 MV	2236

Tableau 7 : Portée maximale pour différentes amplitudes de l'impulsion émise par le générateur

La portée obtenue pour un générateur délivrant une impulsion d'amplitude 200 kV est de 1 km.

- **Maturité technologique**

Pour la technique impulsionnelle, plusieurs points peuvent être dissociés :

- La technologie des générateurs arrive à maturité même si des progrès restent à accomplir en terme de niveau. La progression dans ce domaine est rapide.
- Les oscilloscopes temps réels souffrent d'un manque de dynamique même si des avancées importantes ont été réalisées au niveau de la bande passante et de la fréquence d'échantillonnage. Les progrès sont très rapides.
- Les antennes constituent un point dur car, outre une large bande et un gain élevé, elles ne doivent pas étaler les impulsions tout en supportant des tensions crêtes élevées, d'où des conceptions et des réalisations délicates à mettre en œuvre.
- Les différents éléments de la chaîne (câbles, atténuateurs, sondes) doivent avoir une large bande, résister aux hautes tensions et ne doivent pas étaler les impulsions.
- Des difficultés existent pour trouver différents composants permettant à la fois de propager les impulsions ULB très courtes et supportant des tensions élevées comme les lignes à retard, les répartiteurs, les filtres, les circulateurs, les amplificateurs,...

Ces verrous technologiques limitent encore l'utilisation de l'ULB impulsionnel. Toutefois, devant l'intérêt actuel que cette technologie suscite, les industriels et les organismes de recherche développent de nouveaux produits. En une année, les performances des générateurs et des oscilloscopes présents sur le marché se sont considérablement accrues. L'évolution de ces moyens devraient dans les années à venir étendre davantage encore les capacités des systèmes impulsionnels.

La technologie des autres techniques est plus aboutie. Les éléments, existant depuis plus longtemps, sont bien maîtrisés et se trouvent plus facilement sur le marché.

Le Tableau 8 compare les différentes techniques ULB. Les démonstrateurs radars réalisés à l'aide des différentes techniques ULB offrent dans les différents articles publiés des performances analogues. La méthode impulsionnelle paraît être la plus prometteuse de part sa large bande, sa rapidité, sa discrétion, sa simplicité ou encore sa robustesse face aux perturbations. Même si elle est encore limitée à des applications faibles portées, les progrès technologiques effectués rendent cette technique de plus en plus performante. Son point faible reste la limitation en puissance des sources. Des recherches sont actuellement en cours pour résoudre cette limitation comme en témoigne le sujet de ce mémoire. L'autre point négatif concerne les échantillonneurs. Leur vitesse d'échantillonnage est encore limitée mais de nets progrès ont été enregistrés en 2 ans avec un passage de 10 Géch/s à 40 Géch/s. Leur manque de dynamique est toujours présent mais des solutions existent pour le compenser. De plus, si

l'intérêt des différents acteurs du marché pour l'ULB impulsional reste constant dans l'avenir, tout porte à croire que les fabricants d'échantillonneurs amélioreront la dynamique de leurs produits.

Propriétés	Impulsionnel	FMCW	Step frequency	Bruit
Rapidité de mesure	ns	μs	$\mu s - ms$	μs
Bande de fréquence facteur FB	> 160 %	> 160 %	> 160 %	> 160 %
Elimination des échos parasites avant traitement	Oui	Non	Non	Non
Portée estimée en espace libre	1 km (200kV)	10 km (1 kW)	10 km (1 kW)	3 km (1W)
Dynamique de mesure	48 dB et plus si utilisation d'oscilloscopes en cascade	120 dB	120 dB	70 dB
Discrétion	Oui	Non	Non	Oui
Immunité aux perturbations	Oui	Non	Non	Oui
Système et traitements complexes	Non	Oui	Oui	Oui
Maturité	En progression rapide	Oui	Oui	Oui

Tableau 8 : Comparaison des performances des différentes techniques ULB.

2.4 L'ULB optoélectronique et ses apports

Les principales carences de l'ULB impulsional sont :

- **Une portée réduite à cause du manque d'énergie rayonnée.**
- **Un lobe de rayonnement trop large** pour focaliser l'énergie sur une zone précise permettant la détection radar par balayage comme c'est le cas pour les radars classiques bande étroite. Actuellement, les antennes les plus directives, sont les antennes de Baum à base de réflecteur (**Chapitre 2 :3.4.1**). Leur gain maximum est de 24 dB et leur ouverture (à -3 dB du maximum) d'environ 25° à 2 GHz. Elles ne sont pas assez directives pour effectuer de la détection par balayage, les antennes classiques bande étroite ayant une ouverture de seulement quelques degrés.
- **Une faible dynamique de mesure** à cause des oscilloscopes mais également, dans le cas des radars, à cause des signaux de couplage entre les antennes d'émission et de réception.

Ces derniers sont souvent élevés devant la réponse de la cible, dégradant considérablement la dynamique.

Une solution pour répondre aux deux premiers points est de concevoir un réseau d'antennes ULB permettant à la fois de cumuler l'énergie de plusieurs sources et d'obtenir un lobe de rayonnement étroit.

Pour améliorer la dynamique une solution est de travailler avec des impulsions de type monocycle (Figure 43). Ce type d'impulsion est à valeur moyenne nulle. Son spectre ne contient pas la composante continue et la partie basse fréquence qui n'est pas rayonnée par l'antenne. Le signal est directement adapté à l'antenne et le rendement d'émission du système bien meilleur. Cela a également pour effet de limiter le couplage entre les antennes d'émission et de réception et de limiter l'émission de signaux parasites dus aux aller retours entre l'antenne et le générateur des composantes qui n'ont pas été rayonnées.

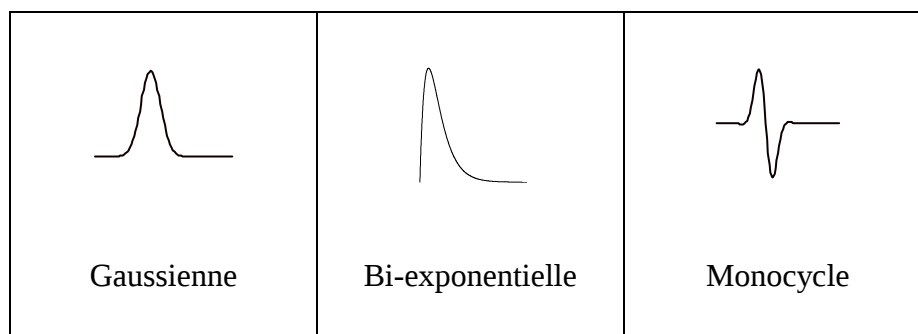


Figure 43 : Les différents types d'impulsions

La principale difficulté dans la réalisation d'un réseau d'antennes ULB fonctionnant en régime impulsionnel tient à la possibilité de déclencher sans gigue (incertitude sur l'instant de déclenchement) importante le générateur associé à chaque antenne. Les techniques de génération habituelles électroniques ou à éclateurs à gaz [33] souffrent d'une gigue trop importante pour effectuer un déclenchement assez précis (entre 30 et 50 ps).

Pour résoudre ce problème, une nouvelle idée consiste à utiliser des photoconducteurs éclairés par des lasers ultra rapides qui doivent permettre de générer des impulsions électromagnétiques sans gigue significative autorisant enfin ce concept multi-sources.

De plus, la maîtrise des retards des signaux issus de chaque source permettra d'effectuer du dépointage électronique et apportera ainsi de nouvelles perspectives aux systèmes radar ULB impulsionnels. Par exemple, il sera possible de scanner la zone à détecter et de réaliser son image. Les systèmes d'imagerie ULB actuels fonctionnent sur le principe SAR et nécessitent un déplacement du radar pour détecter les cibles fixes. Cette nouvelle

méthode permet d'avoir un radar fixe et de détecter aussi bien des cibles fixes que mobiles comme sur les radars traditionnels. De plus le balayage électronique permet de s'affranchir des contraintes mécaniques rendant difficile l'intégration du système dans le cas d'applications embarquées. Un grand nombre d'antennes permettra de scanner finement la zone à analyser.

Enfin, avec l'optoélectronique, il est également possible de générer des impulsions de type monocycle d'amplitude supérieure à 1 kV.

3 Démarche de l'étude

Le démonstrateur radar RUGBI présenté dans ce mémoire a pour but de mettre en évidence les apports engendrés par l'optoélectronique et le concept multi sources.

En émission, ce démonstrateur est constitué de plusieurs sources associées à plusieurs antennes ULB chacune devant rayonner une impulsion de courte durée dans la bande 300 MHz - 3 GHz. La difficulté est de contrôler parfaitement la synchronisation de ces sources afin de cumuler les puissances émises et ainsi de synthétiser une source unique.

Pour la réception, l'architecture retenue est constituée d'une antenne ULB adaptée à recevoir les signaux brefs rayonnés. Les signaux reçus sont enregistrés dans le domaine temporel à l'aide d'un échantillonneur.

La démarche de cette étude est décomposée en 3 étapes (Figure 44).

La première est le choix des différents éléments constituant le système RUGBI. Certains requièrent une conception. C'est le cas pour la source optoélectronique qui a été développée par l'équipe photonique du laboratoire XLIM ou pour les antennes ULB conçues au sein de l'équipe OSA. Les autres éléments (oscilloscope, câbles, sonde, atténuateurs,...) ont été acquis chez différents fournisseurs. Le chapitre 2 détaille ces différents éléments ainsi que leur caractérisation.

En parallèle, l'installation de la base de mesure est réalisée (mise en place du matériel et des essais dans le local de mesure). Elle s'accompagne du développement sous Labview de différents programmes pour assurer le pilotage des expérimentations, l'acquisition et le traitement des données. Ce thème est abordé lors du chapitre 3.

La seconde étape présentée également dans le chapitre 3 concerne l'assemblage du système RUGBI. Elle est composée des tests et mesures préliminaires autour du dispositif complet avec notamment la synchronisation des sources et la mise en oeuvre du réseau d'antennes.

La dernière étape correspond aux expérimentations probatoires afin de valider le fonctionnement du système RUGBI, d'évaluer ses performances et d'analyser les nouvelles possibilités offertes. Les expérimentations choisies sont de l'imagerie SAR, des tests d'agilité électronique ainsi que des tests de génération d'une impulsion de type monocycle. Le chapitre 4 présente les différents résultats obtenus avec ce démonstrateur. Ce dernier chapitre se conclut par une discussion sur les perspectives offertes par le démonstrateur.

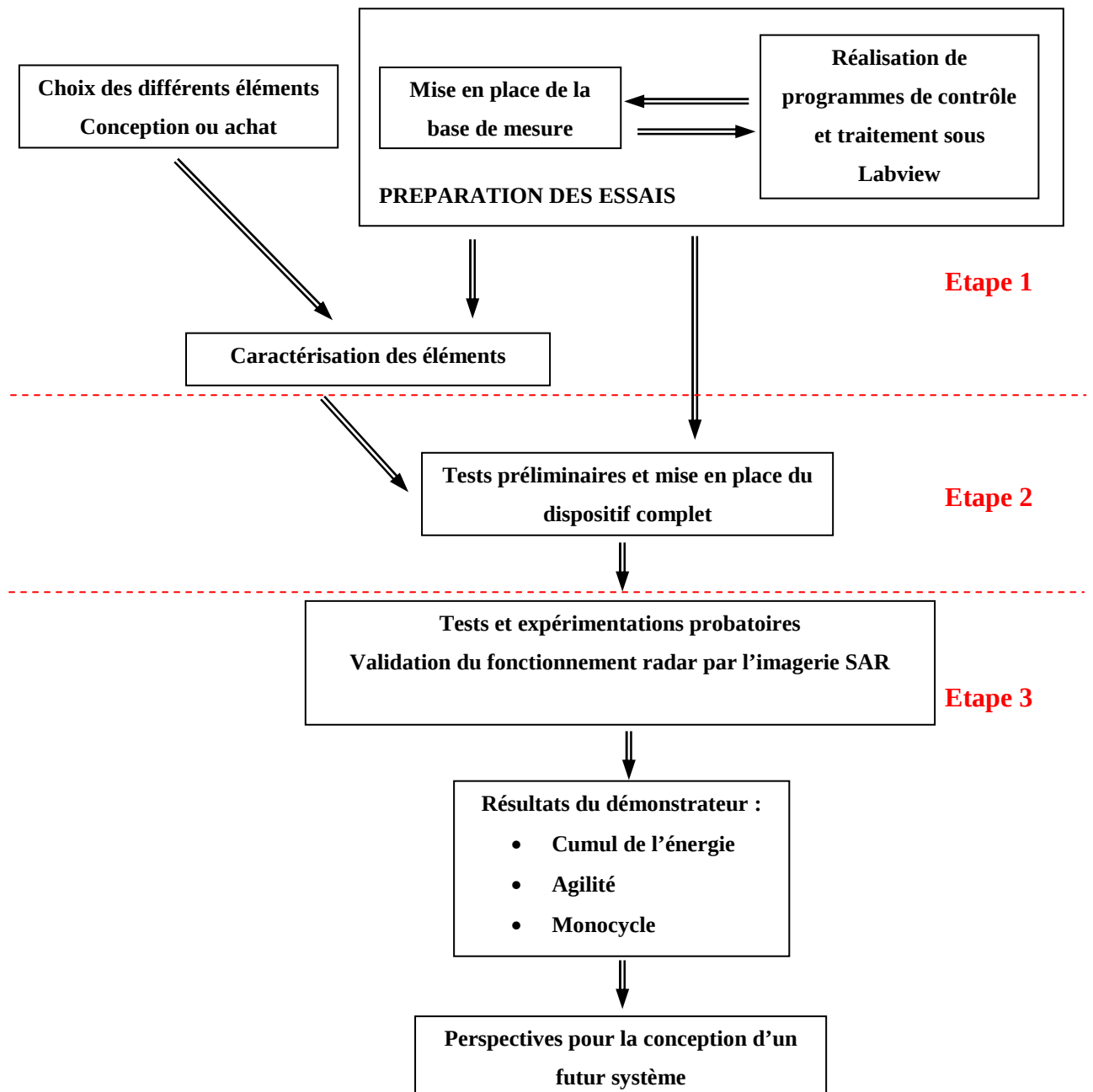


Figure 44 : Démarche de l'étude

Chapitre 2 : Conception du système radar optoélectronique

1 Performances attendues du système radar à concevoir

Une des limitations actuelles de l'ULB impulsionnel est la difficulté de générer une impulsion associant simultanément un fort niveau crête et une allure temporelle « propre » de durée limitée et sans rebonds et oscillations parasites.

Les générateurs utilisés dans le cadre des micro-ondes de forte puissance (MFP) permettent d'obtenir des impulsions de niveaux supérieurs à 1 MV mais celles-ci ne sont pas suffisamment reproductibles en forme et en niveau (avec une reproductibilité inférieure à +/- 10 %) et pas suffisamment brèves dans le temps (> 10 ns). Elles ne sont donc pas adaptées aux applications de métrologie impulsionnelle et de détection. Les générateurs délivrant des impulsions utilisables dont la durée est de l'ordre de la nanoseconde atteignent aujourd'hui un niveau maximum de 200 kV pour un temps de montée inférieur à 300 ps et une largeur d'impulsion inférieure à 1 ns (**Chapitre 1 :2.3.5**).

Un autre point dur concerne la fabrication délicate d'antennes ULB supportant de telles tensions et n'altérant pas la forme et le contenu spectral des impulsions.

L'association en réseau de plusieurs antennes ULB est la technique proposée dans ce mémoire afin de rayonner une impulsion de fort niveau, tout en limitant le niveau d'alimentation imposé isolément sur chaque élément. La mise en œuvre de cette technique impose une synchronisation parfaite de chaque impulsion excitatrice.

Les générateurs électroniques souffrent d'une incertitude au déclenchement trop importante (30 ps d'incertitude au regard d'un temps de montée de 100 ps) pour autoriser la synchronisation de plusieurs sources. Une autre solution, espérée plus prometteuse, consiste à utiliser l'optoélectronique permettant de réduire cette incertitude à des valeurs inférieures à 10 ps.

L'objectif du démonstrateur radar RUGBI est de valider l'apport de l'optoélectronique dans le cadre d'une émission multi-sources large bande. Pour répondre aux besoins des applications visées (**Chapitre 1 :1.2**), à savoir l'imagerie et la pénétration de milieux (sols, végétation, murs,...), le spectre du démonstrateur choisi s'étend sur une décade allant de 300 MHz à 3 GHz. Cette largeur de bande permet d'obtenir une résolution en distance radar de 6 cm (**Chapitre 1 :1.3.4**). L'impulsion générée par le système source correspondant à cette bande de fréquence doit donc posséder une largeur d'environ 1 ns (au pied de l'impulsion) pour un temps de montée d'environ 100 ps.

Le synoptique général du radar à concevoir est présenté à la Figure 45.

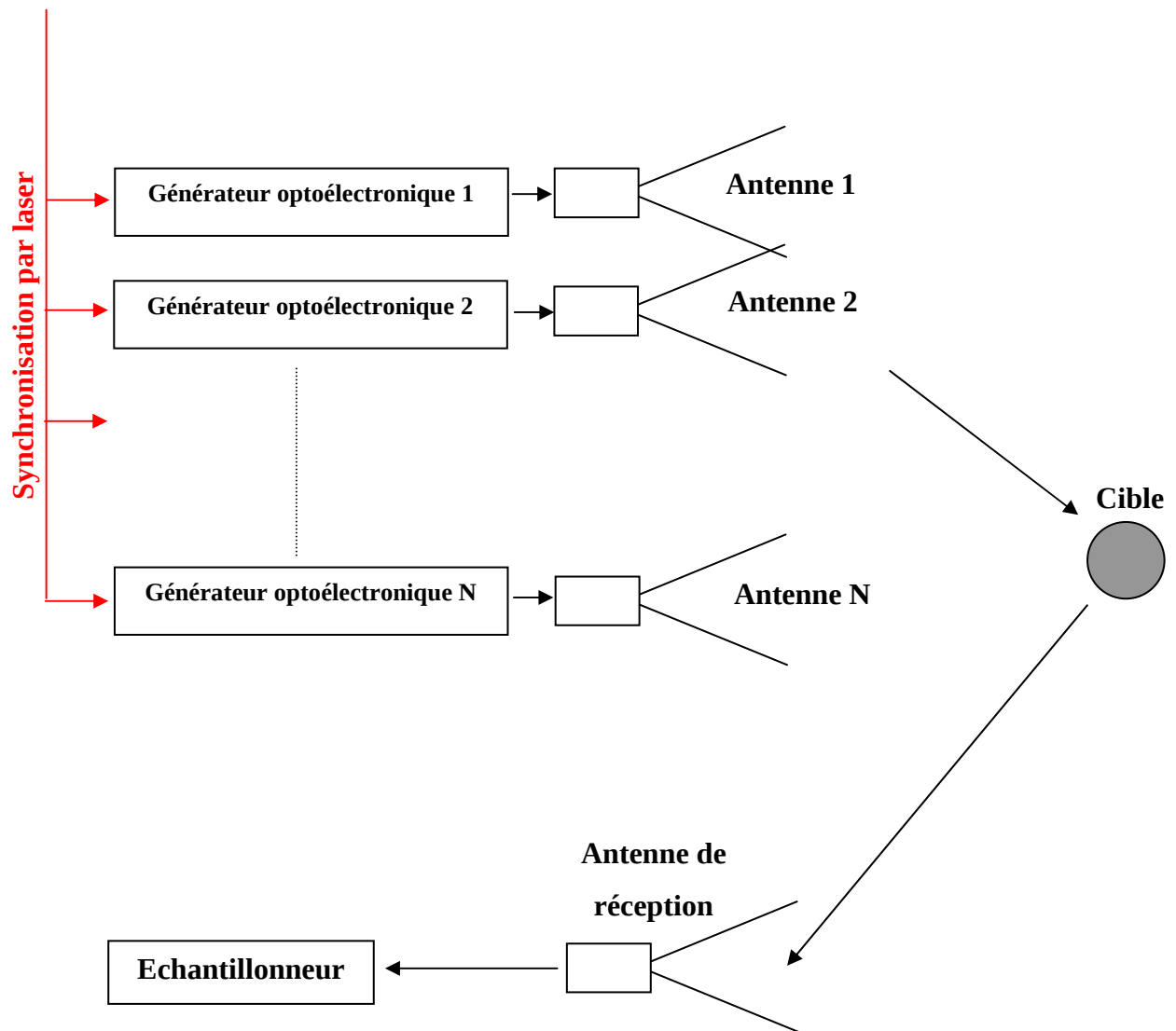


Figure 45 : Synoptique du radar RUGBI

La chaîne d'émission est constituée d'antennes Ultra Large Bande mises en réseaux. Chacune de ces antennes est associée à un générateur optoélectronique d'impulsions commandé par un faisceau laser. La difficulté est de contrôler parfaitement la synchronisation de ces sources afin de cumuler les énergies émises.

La conception de l'émetteur se décompose en deux parties :

- Le choix et la conception des sources optoélectroniques
- La conception d'une antenne ULB élémentaire adaptée au rayonnement d'impulsions de courte durée pouvant s'intégrer facilement dans un réseau d'antennes. Cette antenne doit être dimensionnée en tenant compte de l'encombrement total du système. Un

encombrement réduit du réseau d'antenne d'environ 1 m^3 (soit $L / l / H = 1 \text{ m} / 1 \text{ m} / 1 \text{ m}$) est imposé.

Pour la réception, l'architecture retenue est constituée d'une antenne ULB adaptée à recevoir les signaux brefs rayonnés. Les signaux reçus sont échantillonnés à l'aide d'un oscilloscope numérique temps réel. Une étude doit conduire au choix de ces différents éléments.

2 Générateur optoélectronique

2.1 Description du système d'émission

Le choix de quatre sources élémentaires de 10 kV chacune s'est tout naturellement fait pour démontrer l'avantage d'un tel système vis-à-vis du moyen pulsar doté d'un générateur limité à 25 kV. Trois sources n'auraient permis qu'une augmentation de 20 % du niveau de champ rayonné alors que quatre autorisent une augmentation de 60 %. Il est bien évident qu'il aurait été possible d'utiliser un nombre de sources plus important.

Les performances attendues de ce générateur sont :

- Une durée d'impulsion (mesurée au pied) d'environ 1 ns.
- Un temps de montée de l'ordre de 100 ps.
- Une précision de déclenchement des sources inférieur à 10 ps (soit 1/10 de la valeur du temps de montée).
- Une reproductibilité inférieure à +/- 10 % pour garantir l'efficacité du radar d'une mesure à l'autre.
- Une durée de vie du générateur maximale pour réduire les temps et les coûts de maintenance.

La Figure 46 illustre la constitution de ce générateur. Celui-ci est composé d'un photocommutateur alimenté par une source haute tension et commandé par un faisceau laser.

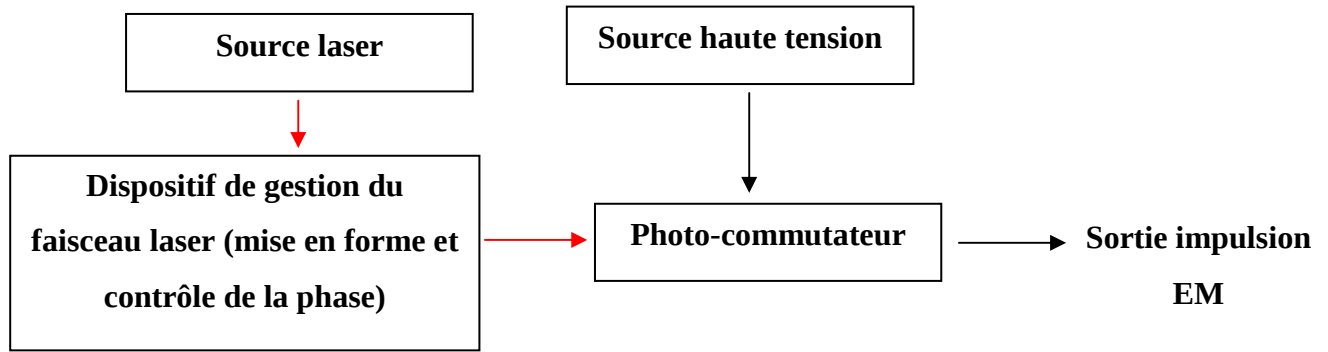


Figure 46 : Générateur optoélectronique élémentaire

2.2 Principe de base de la génération d'impulsions

Les générateurs d'impulsions courtes reposent tous sur le même principe. De l'énergie est stockée dans un condensateur (ou dans une ligne) alimenté par une source haute tension. Un dispositif de commutation rapide libère alors l'énergie emmagasinée dans la charge (Figure 47). C'est ce dispositif qui influe sur les caractéristiques du générateur global. Il doit à la fois être très rapide pour autoriser des temps de montée de 100 ps, résister aux hautes tensions (10 kV) et à l'échauffement dû à la libération des charges. Ses caractéristiques doivent également rester constantes dans le temps pour que les performances du générateur soient stables. Par exemple, certains générateurs sont sensibles à la température, ce qui entraîne des dérives de leurs performances et nécessite un arrêt du système pour un retour à l'état normal de fonctionnement. Ce phénomène est très pénalisant lors de l'utilisation du système, notamment lors de mesures en mode monocoup (une impulsion est enregistrée en une seule acquisition).

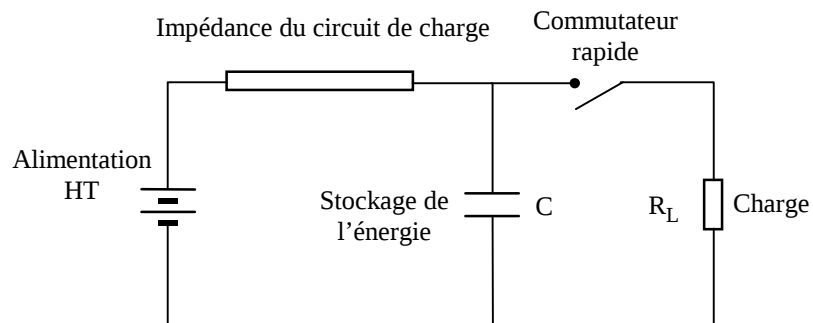


Figure 47 : Principe de la génération d'impulsions

Le commutateur idéal est capable de passer de l'état ouvert à l'état fermé de façon instantanée et vice versa, sur ordre d'un signal de commande. Sa résistance est nulle en position fermée et infinie dans le cas contraire. Dans le cas pratique, un commutateur est considéré parfait lorsque son temps de commutation est très petit devant le temps caractéristique de l'application qui correspond au temps de montée de l'impulsion à générer c'est-à-dire ici à une centaine de ps. Il doit également avoir une résistance très grande devant les impédances considérées en position ouverte et négligeable en position fermée. Ainsi, il ne provoque que peu de perturbations dans le circuit. Et surtout, il doit réagir avec un faible délai et une très faible gigue au signal de commande. La gigue au déclenchement correspond à l'incertitude de l'instant de déclenchement par rapport au signal de commande (Figure 48).

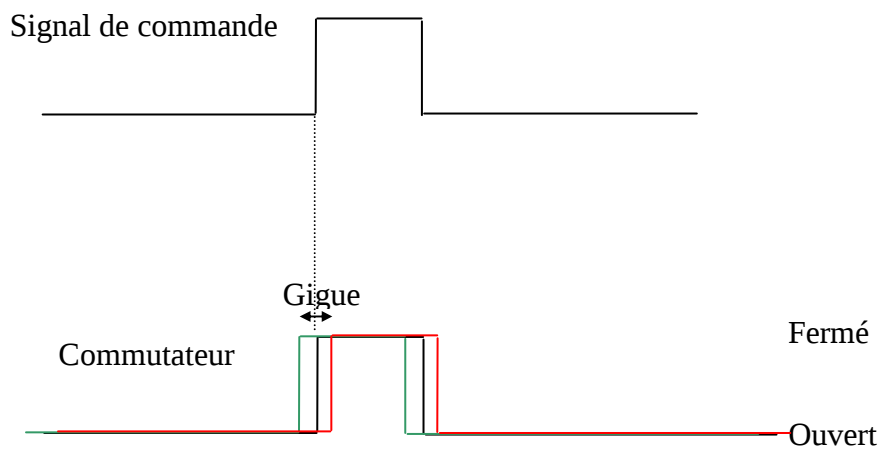


Figure 48 : Gigue de déclenchement

Les temps caractéristiques de la réponse d'un commutateur peuvent être définis de la manière suivante (Figure 49) :

- Le temps de montée est le temps mis par le signal pour passer de 10% à 90% de sa valeur maximale.
- Le temps de descente est le temps mis par le signal pour passer de 90% à 10% de sa valeur maximale.
- Le temps de retard à la fermeture est le temps moyen séparant le signal de commande et le signal généré.
- Le temps de retard à l'ouverture est le temps moyen séparant le signal de commande et l'arrêt du signal généré.

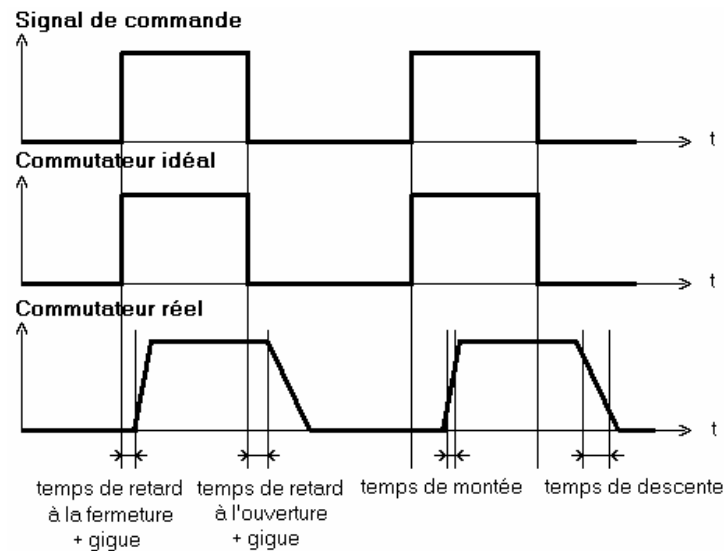


Figure 49 : Différences entre un commutateur idéal et réel

La commutation peut être réalisée par l'intermédiaire de différents dispositifs comme :

- Des dispositifs commandés électriquement à base de semi-conducteurs. Il peut s'agir de transistors FET, de transistors à avalanche ou encore de diodes SRD,... Les meilleures performances sont atteintes actuellement avec les diodes SRD et permettent de réaliser des générateurs délivrant des impulsions d'amplitudes supérieures à 200 kV. La gigue de déclenchement reste supérieure à 30 ps.
- Des dispositifs à base d'éclateurs à gaz [33] qui permettent d'atteindre des amplitudes supérieures à 200 kV. Une décharge entre 2 électrodes à travers un gaz génère une impulsion EM. L'utilisation de ce type de système est complexe. La gigue de déclenchement est généralement supérieure à 100 ps.
- Des photocommutateurs qui travaillent avec un matériau photoconducteur. Ils sont commandés par une source laser et permettent d'obtenir une gigue de déclenchement inférieure à 10 ps tout en conservant des tensions élevées de plusieurs kV. Ce sont donc eux qui ont été choisis pour l'application RUGBI.

La Figure 50 présente le principe de fonctionnement d'un photocommutateur. Celui-ci est constitué d'un élément photoconducteur qui assure la commutation, d'une alimentation électrique haute tension qui fournit l'énergie électrique nécessaire pour générer l'impulsion. Cette alimentation charge un condensateur ou une ligne placée à l'entrée du composant photoconducteur. Celui-ci est éclairé par une impulsion laser qui provoque la libération brutale des charges stockées dans une ligne micro-onde sous la forme d'une impulsion EM.

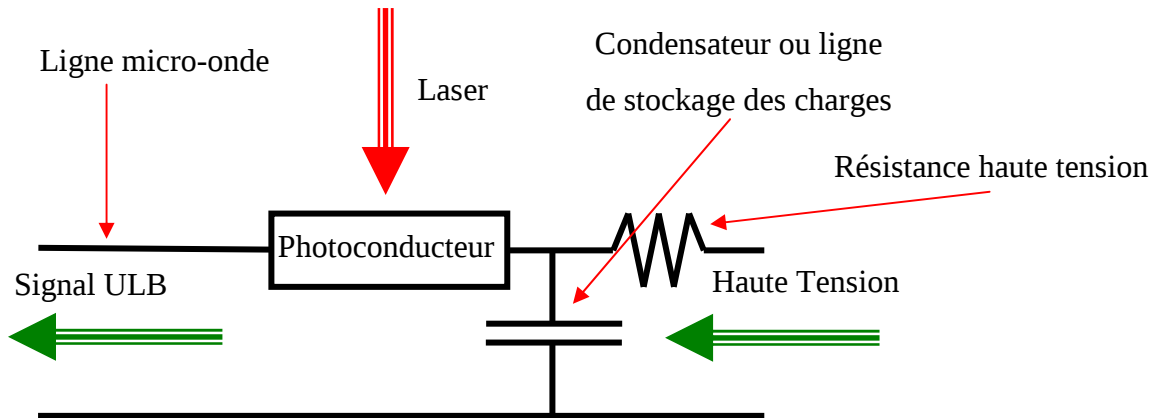


Figure 50 : Principe de fonctionnement d'un photocommutateur

2.3 Modes de fonctionnement d'un photocommutateur

Trois types de fonctionnement pour un commutateur sont envisageables (Figure 51) :

- Le fonctionnement déclenché pour lequel le commutateur reste fermé après l'excitation pendant un certain temps correspondant à la recombinaison des porteurs.
- Le fonctionnement forcé pour lequel le commutateur reste fermé tant que dure l'excitation.
- Le fonctionnement commandé pour lequel les deux états du commutateur sont obtenus par application de deux excitations différentes.

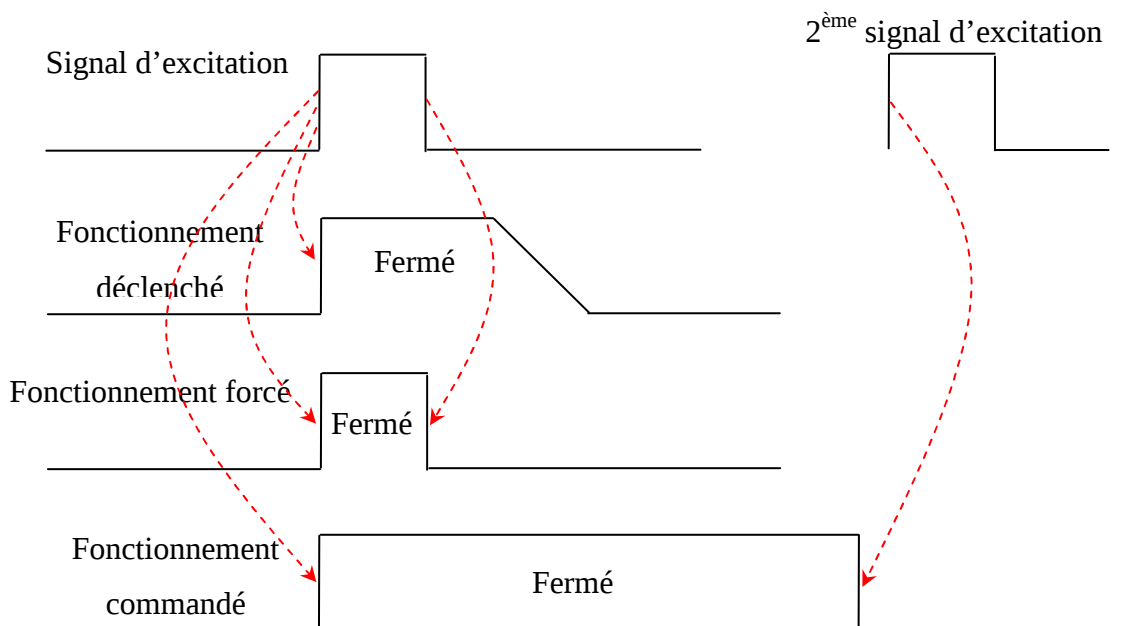


Figure 51 : Modes de fonctionnement

Un photocommutateur à semiconducteur peut fonctionner dans ces trois modes. Le mode commandé nécessite cependant deux sources laser : une pour la création des porteurs au sein du semiconducteur et l'autre pour l'activation de pièges à électron pour leur recombinaison. Compte tenu de cette complexité il est écarté de cette étude. Dans le mode de fonctionnement forcé, la largeur de l'impulsion émise dépend de la largeur du pulse laser.

Pour des raisons de simplicité, le mode d'excitation déclenché est choisi car il nécessite une seule source laser avec des contraintes à respecter sur le temps de montée et l'énergie mais pas sur la largeur du pulse.

2.4 Régime de fonctionnement du matériau photoconducteur

L'excitation optique crée un certain nombre de porteurs dans le matériau semi-conducteur. Ce dernier est polarisé par un générateur de tension et relié à la charge à alimenter. Les porteurs photogénérés se trouvent accélérés par le champ électrique appliqué. L'amplitude de ce dernier détermine les différents modes de fonctionnement du semiconducteur. Il en existe deux :

- **Le mode avalanche ou non linéaire**

Dans le cas de certains matériaux comme l'Arséniure de Gallium (GaAs), lorsque le champ est intense mais inférieur au champ de rupture du matériau, l'accélération des porteurs est telle que les chocs entre les électrons et les atomes du cristal provoquent l'ionisation de ces derniers. Alors ces électrons issus de l'ionisation des atomes provoquent à leur tour d'autres ionisations dans le cristal. Ce phénomène est désigné par le nom de mode avalanche. Dans ces conditions une faible quantité de porteurs photogénérés suffit pour provoquer la fermeture du commutateur. L'inconvénient de ce mode est la création de canaux de courant intense, principe dit de filamentation, provoquant la dégradation du semiconducteur, diminuant ainsi le nombre de fermetures pour un commutateur. La durée de vie de ce type de photocommutateur est au plus d'un million de tir. De plus le commutateur ne se ferme pas de lui-même puisqu'il génère ses propres porteurs tant que le champ électrique à ses bornes est suffisant pour entretenir le mode avalanche, on parle alors de régime de « lock-on » [45]. Un dernier inconvénient est qu'un temps de retard au déclenchement (ordre de grandeur de la nanoseconde) et une gigue importante sont observés dans ce mode (100ps environ). Une augmentation de l'énergie optique de commande ou de la tension de polarisation permet une diminution du temps de retard ainsi que de la gigue, mais ne change en rien au problème de filamentation. La majorité des publications de ces dernières années ont pour sujet la génération d'impulsions ULB en employant des photocommutateurs en

régime avalanche [46][47]. Les applications visées sont généralement les radars ou les armes microondes. A cause de la gigue importante inhérente à ce régime de fonctionnement, la mise en réseau de plusieurs générateurs n'est pas envisageable.

- **Le mode linéaire**

En champ faible, le semi-conducteur travaille en régime linéaire, c'est-à-dire que le nombre de porteurs est limité par le nombre de photons incidents absorbés. Ce régime est alors caractérisé par une réponse électrique linéaire à l'impulsion optique : la résistivité du commutateur diminue avec l'augmentation de l'intensité lumineuse, le commutateur reste fermé tant que l'excitation optique est présente puis le commutateur s'ouvre progressivement en fonction du temps de recombinaison de ses porteurs quand l'excitation lumineuse cesse. Ainsi, le photocommutateur se ferme d'autant plus vite que l'impulsion optique est courte et énergétique. Il s'ouvre en fonction de l'énergie électrique restant dans le circuit ou en fonction du temps de relaxation de ses porteurs [48]. La puissance optique nécessaire pour l'activation du commutateur dépend du semiconducteur, de la résistivité et de la durée de l'impulsion ULB voulue. Les publications évoquent des valeurs allant jusqu'à 100 mJ [49]. Ces valeurs à appliquer sont supérieures à celles utilisées dans le cas du mode avalanche ou elles sont inférieures à 1 mJ. La durée de vie des composants fonctionnant suivant ce mode est à priori illimitée ou du moins très supérieure à celle du mode avalanche.

Le mode de fonctionnement retenu est donc le mode linéaire car lui seul permet d'assurer une gigue minimale même s'il est plus exigeant en énergie laser de déclenchement.

2.5 Choix de la technologie du photocommutateur.

Au niveau des matériaux photoconducteurs, différents matériaux peuvent être envisagés. Le Silicium (Si) est écarté en raison de sa trop faible résistivité dans l'obscurité. En ce qui concerne le Selenide de zinc (ZnSe) et plus particulièrement le diamant, la technologie permettant de fabriquer des photo-interrupteurs efficaces n'est pas encore mature. Par ailleurs, les sources lasers permettant d'activer ces milieux en impulsions courtes sont peu courantes. L'Arséniure de Gallium (GaAs) est le matériau photoconducteur le plus fréquemment rencontré dans la littérature, mais il a le plus souvent été exploité en mode avalanche. Des systèmes de déclenchement et de synchronisation à commande optique existent sur le marché. Ils sont à base de photocommutateurs à base d'Arséniure de Gallium (GaAs) en mode linéaire. Cependant les tensions commutées restent faibles et bien inférieures aux besoins de RUGBI. L'approvisionnement en semi-conducteur de nature adaptée à un fonctionnement à très haute tension est particulièrement difficile ainsi que leur

implantation dans un circuit adapté 50 Ohms. Les commutateurs à base d'Arséniure de Gallium (GaAs) peuvent être excités par une source laser à 1064 nm de disponibilité courante, mais l'efficacité d'absorption est alors moindre ce qui impose de fortes énergies lasers.

Contrairement à l'Arséniure de Gallium, un nouveau matériau développé par le CEA à Bruyères-le-Châtel, dont la nature demeure confidentielle, nécessite moins d'énergie pour fonctionner. Ce matériau est adapté également à une source à 1064 nm de disponibilité courante. Le choix s'est donc porté sur ce composant dont la technologie est disponible et qui apparaît fiable pour générer des impulsions d'amplitude d'au moins 5 kV.

2.6 Développement des photocommutateurs

Le développement de ces générateurs a été confié à l'équipe photonique du laboratoire XLIM et fait l'objet d'une thèse [39]. A partir de premiers modèles livrés par le CEA, de nouveaux photocommutateurs ont été réalisés et optimisés pour répondre aux besoins de RUGBI (impulsions de 10 kV crête avec un temps de montée de 100 ps et une largeur de 1 ns).

Les générateurs réalisés fonctionnent sur le principe expliqué ci-dessous (Figure 52 et Figure 53). Un élément de stockage (condensateur ou ligne) contient les charges électriques nécessaires à l'impulsion qui sont libérées dans le circuit utile par un photocommutateur. Lorsque le composant photoconducteur est éclairé par la source laser, les charges sont libérées et une impulsion EM est générée sur une charge 50 Ohms.

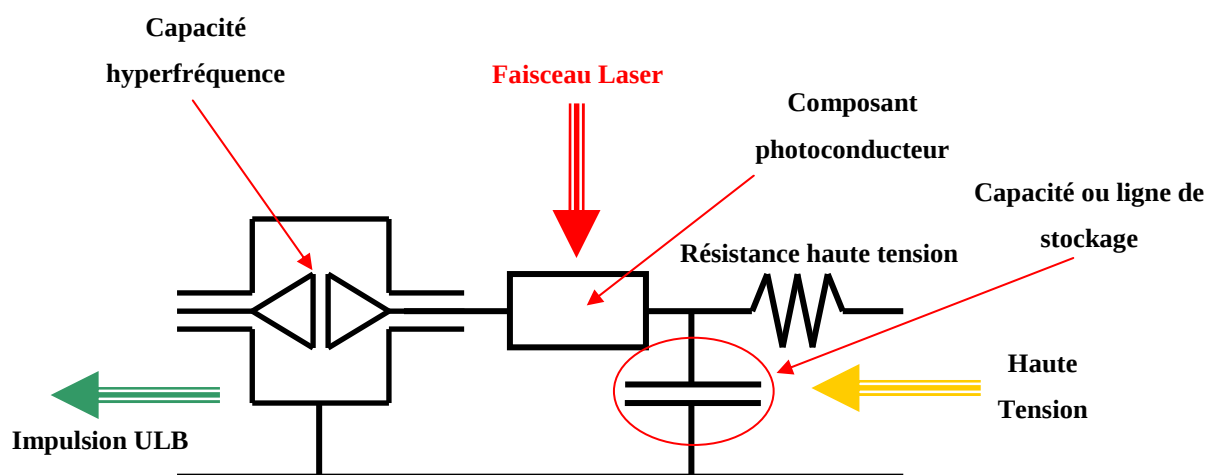


Figure 52 : Schéma de principe du photocommutateur

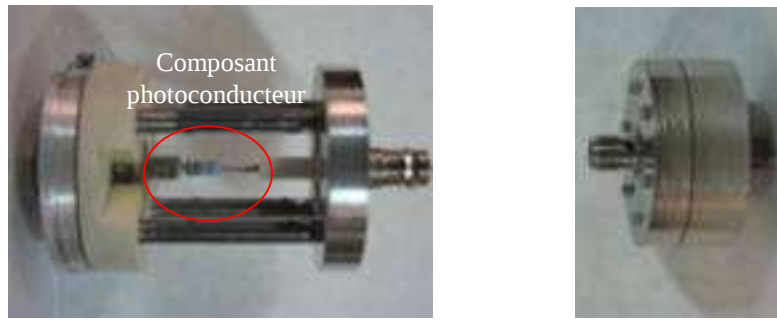


Figure 53 : Générateur (à gauche) et capacité hyperfréquence (à droite)

Pour obtenir l'impulsion souhaitée, des choix ont été effectués comme :

- L'architecture du photocommutateur et la nature du matériau dont dépendent le temps de montée de l'impulsion et sa largeur. Une optimisation a été effectuée à partir des modèles livrés par le CEA.
- L'éclairement du composant photoconducteur (homogénéité, longueur d'onde du laser, énergie de l'impulsion laser,...). Ces paramètres jouent directement sur la qualité de commutation. Ils influent donc sur le temps de montée et le rendement entre la valeur de la tension de polarisation (alimentation haute tension continue) et la valeur de la tension crête de l'impulsion. Par exemple, l'homogénéité de l'éclairement est importante pour obtenir des fronts de montée élevés. Pour avoir le temps de montée souhaité, l'énergie optique doit être d'au moins 400 μJ . Au delà, plus elle est élevée, plus le rendement électrique est amélioré, c'est-à-dire plus le niveau crête de l'impulsion générée est proche du niveau de polarisation. A partir de 1.2 mJ, un phénomène de saturation du rendement apparaît. C'est donc pour cette valeur que ce dernier est optimum.
- Le stockage des charges dans un condensateur ou sur une ligne. Des tests ont été menés sur ces deux architectures. Ceux-ci montrent que seuls les générateurs capacitifs permettent d'atteindre les objectifs du démonstrateur. En effet, la technologie basée sur les lignes chargées permet d'obtenir des impulsions aussi courtes que 116 ps avec des temps de montée inférieurs à 60 ps. En contre partie, l'amplitude maximale commutée est de 4,5 kV pour une tension de polarisation de 15 kV. Le stockage capacitif permet d'obtenir des impulsions de 11 kV avec une tension de 16 kV. C'est donc cette solution qui est retenue. Toutefois, le principe de stockage des charges dans une ligne ouvre des perspectives sur la faisabilité de générateurs d'impulsions haute tension de type monocycle (Chapitre 4 :2.4).
- L'ajout ou pas d'un condensateur hyperfréquence. L'ajout de celui-ci permet de réduire la largeur des impulsions mais provoque une augmentation du temps de montée. Les essais

effectués ont permis d'obtenir des durées d'impulsion de 450 ps au lieu de 800 ps mais le temps de montée est passé de 95 ps à 185 ps. Cette solution a donc été écartée.

- La tension de polarisation à appliquer. Par exemple, il faut 14 kV pour que l'amplitude crête de l'impulsion soit de 9 kV. En revanche, plus cette tension de polarisation est importante, plus le temps de montée augmente.

Après optimisation de ces différents paramètres, les meilleures performances atteintes en amplitude commutée avec ces générateurs sont les suivantes (Figure 54) :

- Temps de montée : 120 ps
- Durée des impulsions : 300 ps
- Amplitude commutée : 10700 V avec une polarisation de 16 KV
- Bande passante : 3 GHz à -20 dB
- Impulsion optique : énergie 1.2 mJ, largeur 25 ps et longueur d'onde 1064 nm

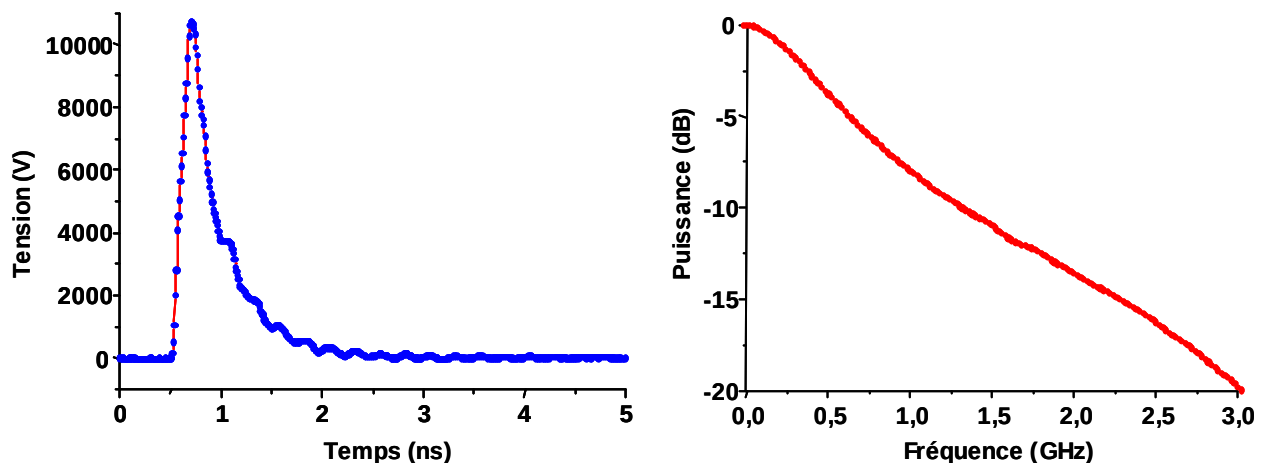


Figure 54 : Profil temporel et profil spectral de l'impulsion électrique générée par le commutateur XLIM, amplitude 10.7 kV avec une polarisation de 16 kV.

Le composant obtenu fonctionne suivant le mode linéaire et donc ne devrait pas être soumis à une durée de vie limitée. Néanmoins des fuites à travers les isolants sont encore présentes ce qui limite l'emploi du générateur à des tensions de polarisation de 16 kV. Des études doivent encore être menées pour limiter ces fuites qui conduisent à la destruction du photocommutateur et limitent sa durée de vie. Pour conserver un composant offrant une durée de vie importante, le niveau crête des impulsions générées est fixé à 8.5 kV au lieu des 10 kV prévus à l'origine. La tension de polarisation nécessaire est alors de 14.5 kV, grandeur ne favorisant pas l'apparition de fuites à travers les isolants.

2.7 Construction de la source optoélectronique de RUGBI.

2.7.1 Module de contrôle optique

La source optoélectronique du démonstrateur RUGBI doit fournir 4 impulsions d'amplitude maximum 8.5 kV. Ces impulsions doivent être chacune réglables en terme d'instant de déclenchement. Pour réaliser le générateur complet, les photocommutateurs constituant son cœur sont associés à différents éléments comme un laser, des fibres optiques, des lignes à retard optiques,... Le générateur peut être décomposé en trois modules :

- Le système de contrôle optique qui gère la production des impulsions laser
- Les photocommutateurs
- La source d'alimentation haute tension

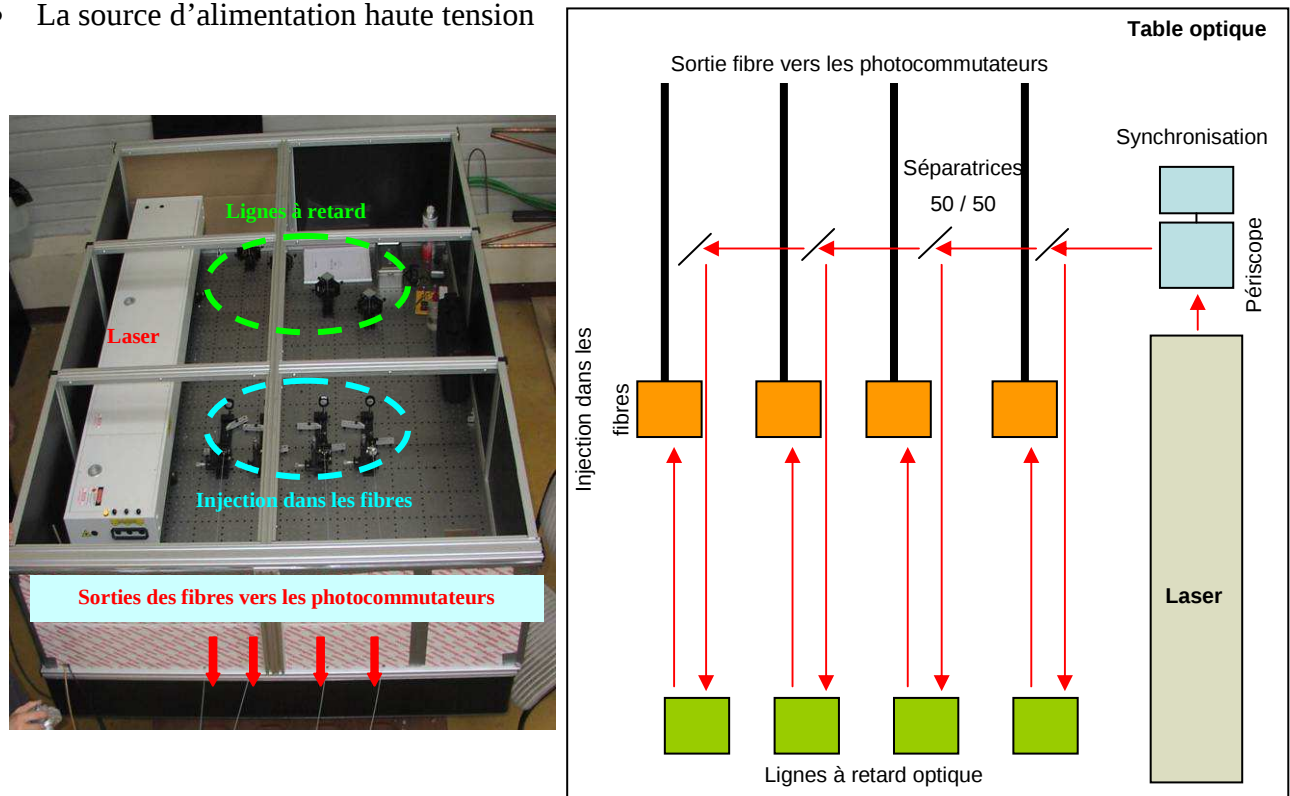


Figure 55 : Module de contrôle optique

Le module de contrôle optique (Figure 55) est installé sur une table spécifique qui permet de protéger le système des vibrations et de la poussière. Il dispose d'une source laser Eksma à 1064 nm dont les performances sont les suivantes :

- Fréquence de répétition 0 – 20 Hz.
- Energie maximale 50 mJ par impulsion.
- Stabilité en énergie inférieure à 2%.
- Durée des impulsions de 20 à 30 ps.

La hauteur du faisceau par rapport à la table à la sortie du laser est de l'ordre de 30 cm. Pour réaliser des montages optiques stables, il est préférable de diminuer cette hauteur. Pour cela, un périscope composé de 2 miroirs est utilisé (Figure 56). Dans le but d'obtenir un signal de synchronisation pour déclencher le système d'acquisition, un second périscope récupère l'énergie provenant des fuites du miroir supérieur du périscope de mise à hauteur. Le faisceau laser prélevé est injecté dans une lentille qui le focalise sur un élément photoconducteur. L'impulsion générée a un temps de montée de l'ordre de 90 ps et une gigue de l'ordre de 2 ps pour un niveau de quelques centaines de volts (Figure 57). Le temps de montée de ce signal est plus faible que celui issu des quatre photocommutateurs associés aux antennes. Ce signal synchronise l'oscilloscope sur l'émission des générateurs.

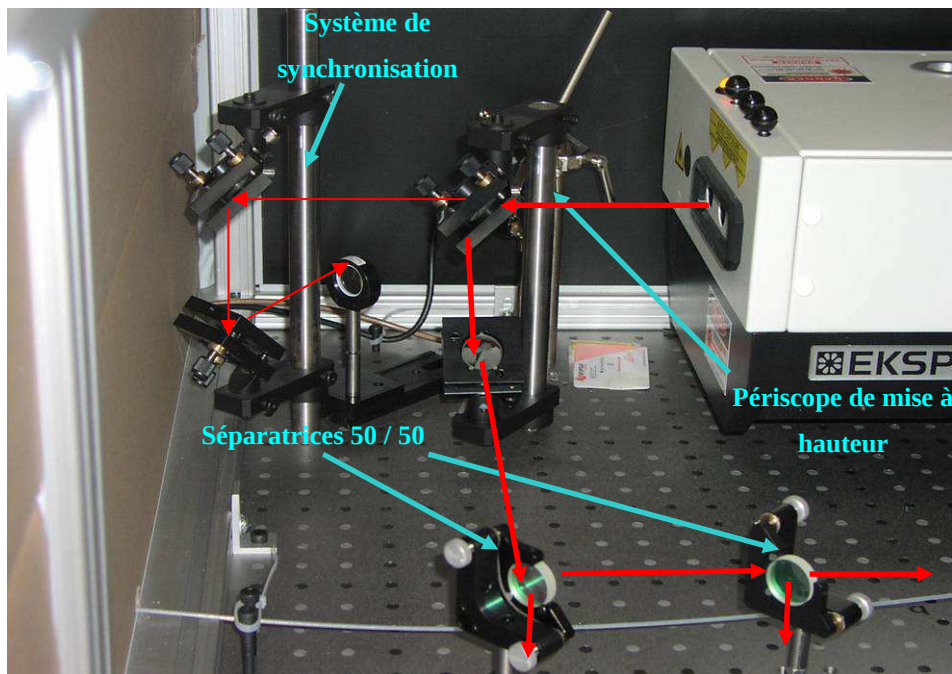


Figure 56 : Sortie de la source laser

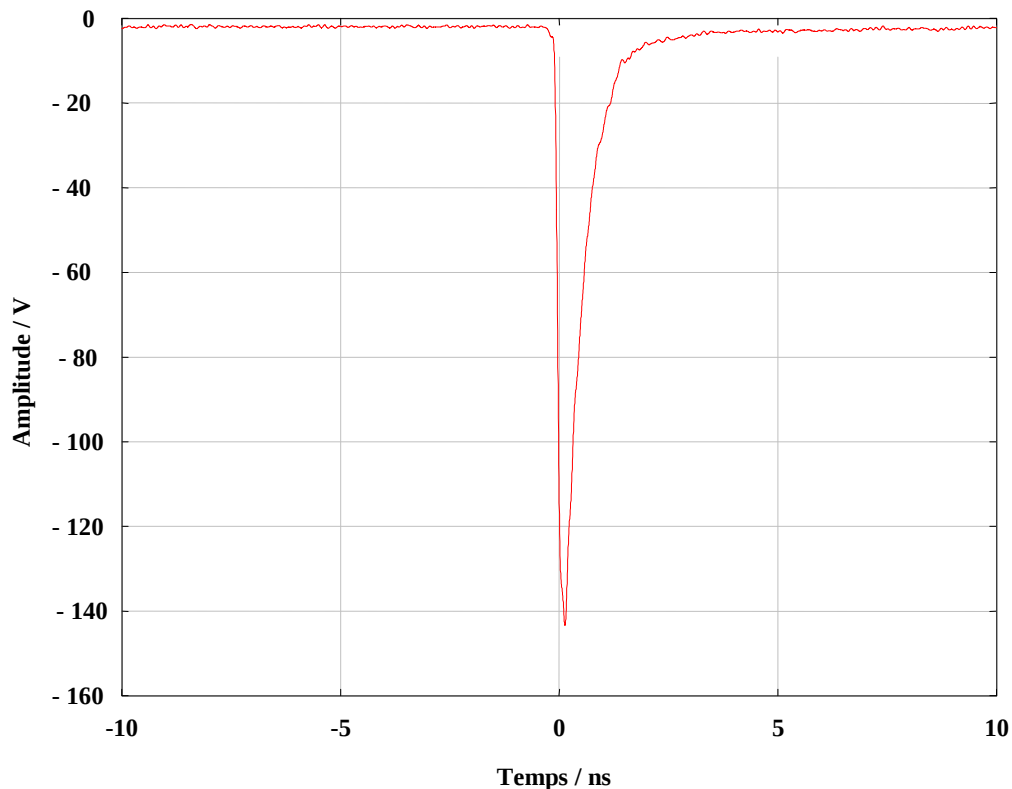


Figure 57 : Signal de trigger issu du photocommutateur de synchronisation

Le faisceau mis à hauteur est ensuite divisé en 4 par l'utilisation de miroirs et de séparatrices 50/50 qui réfléchissent la moitié de l'énergie et transmettent l'autre moitié (Figure 58).

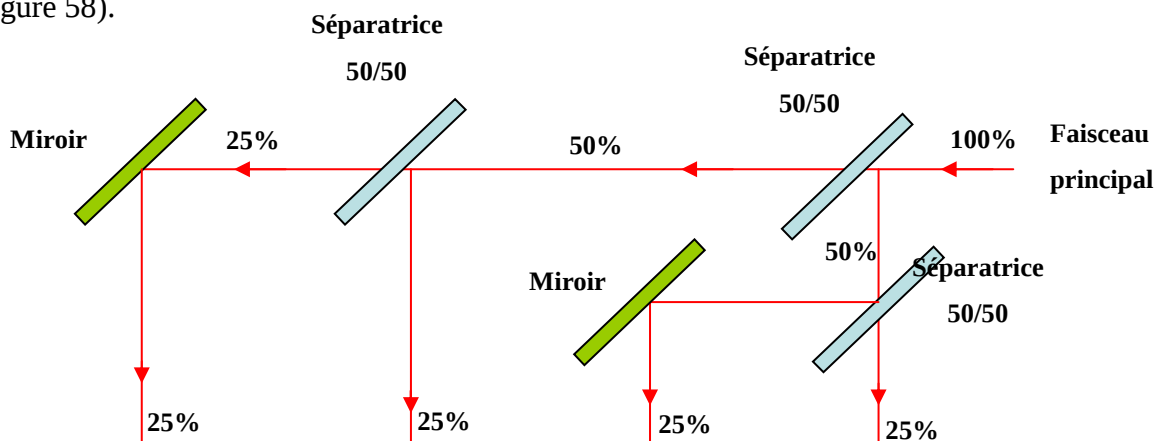


Figure 58 : Schéma de principe de la table de répartition optique et de la division du faisceau

Chacun des faisceaux obtenus attaque une ligne à retard optique (Figure 59). Ces lignes permettent de régler précisément le déclenchement des impulsions issues de chaque photocommutateur et de les décaler au besoin entre elles. Une différence de trajet de 1cm dans l'air représente un retard de 33.3 ps.

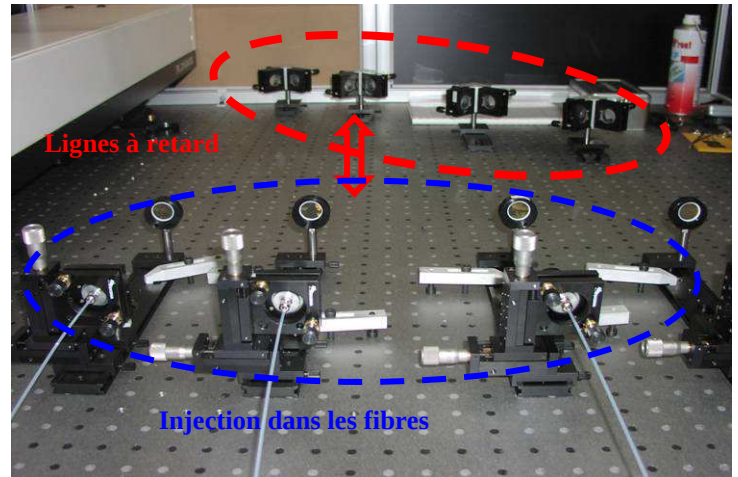
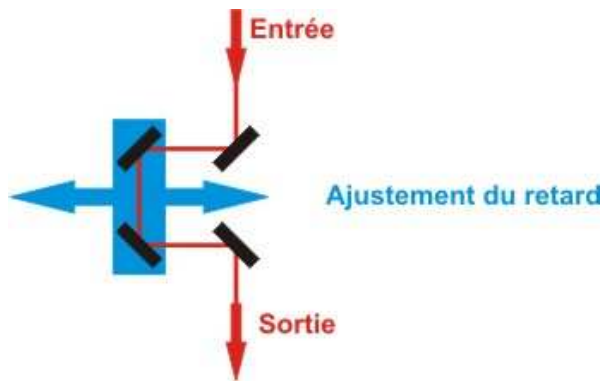


Figure 59 : Lignes à retards optiques et injection dans les fibres.

Le faisceau issu des lignes à retard est injecté dans les fibres optiques. Pour faire rentrer un maximum d'énergie dans la fibre, le faisceau laser doit être préalablement mis en forme pour obtenir une largeur de faisceau égale au diamètre du cœur de la fibre. Ceci est réalisé par l'utilisation d'un jeu de lentilles. Un dispositif mécanique permet d'aligner parfaitement le faisceau dans l'entrée de la fibre.

Le transport d'impulsions optiques picosecondes de forte puissance crête par fibre optique est très difficile à réaliser. La fibre doit fournir au photocommutateur une énergie de 1.2 mJ si l'on veut générer une impulsion de 9 kV (rendement électrique maximum). Il faut donc utiliser une fibre à très faibles pertes, dispersant peu et qui permette de transporter l'énergie sans être détériorée. Les études menées ont conditionné le choix de fibres de 1.5 mm de cœur. L'élargissement temporel est d'environ 20 ps et la puissance maximale acceptée est de 1.5 mJ. La longueur de chaque fibre est de 15 m environ. Compte tenu des différentes pertes dans la fibre et dans l'injection, une énergie de 1.5 mJ est envoyée vers chaque fibre. Même si la fibre résiste à cette énergie, des claquages et donc une détérioration peuvent se produire si l'injection du faisceau laser n'est pas parfaitement alignée avec le cœur de la fibre.

2.7.2 Photocommutateur

Ces fibres alimentent les 4 photocommutateurs réalisés pour le démonstrateur RUGBI (Figure 60). Ces composants ont été fabriqués par l'équipe photonique et par l'atelier du laboratoire XLIM. Ils sont alimentés par la source haute tension qui charge un condensateur. La fibre optique achemine le signal de commande sur le photocommutateur via un jeu de lentilles. L'impulsion générée sort sur un connecteur coaxial de type N.



Figure 60 : Photocommutateur réalisant l'alimentation du réseau d'antenne de RUGBI

2.7.3 Source haute tension

Ces photocommutateurs sont alimentés par une source haute tension continue FUG Elektronik HCN700-20000 réglable jusqu'à 25 kV, associée à un répartiteur 1 voie vers 4 (Figure 61).

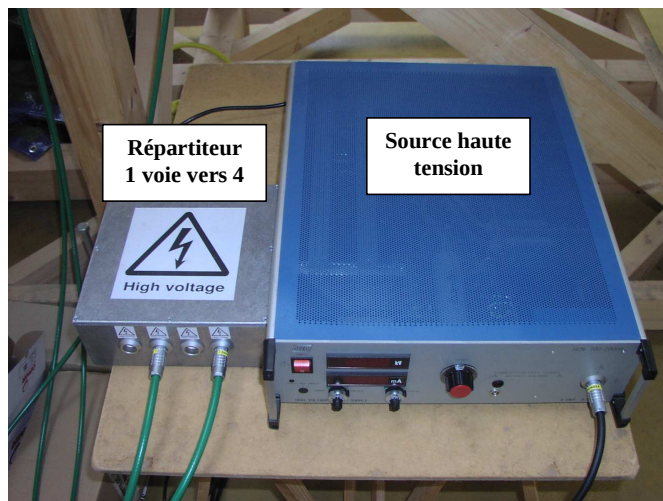


Figure 61 : La source de tension et son répartiteur 1 voie vers 4.

2.8 Caractérisation de la source optoélectronique de RUGBI.

2.8.1 Impulsion générée.

La tension à la sortie des photocommutateurs est mesurée au moyen de l'oscilloscope monocoup TDS 6804 B qui sera présenté dans les paragraphes suivants. L'acquisition est réalisée en mode moyenné (calcul de la moyenne sur 50 mesures) pour éliminer le bruit

ambient et les problèmes de reproductibilité temporelle de la source. Le déclenchement de la mesure est réalisé sur niveau. Des atténuateurs sont utilisés en réception pour protéger l'oscilloscope (Figure 62). Leurs fonctions de transfert ainsi que celle du câble permettant la liaison avec l'oscilloscope sont mesurées grâce à une méthode transitoire. Cette méthode ainsi que le traitement de compensation de la chaîne d'acquisition sont présentés dans le 5.4. Connaissant la fonction de transfert globale de la chaîne d'acquisition, la tension générée directement à la sortie des photocommutateurs est obtenue.

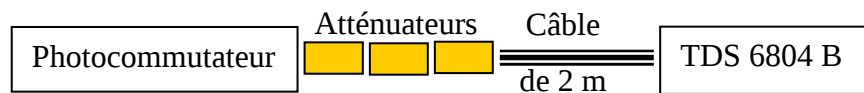


Figure 62 : Mesure de la tension à la sortie des photocommutateurs

Deux réglages de tension sont effectués : le premier est réalisé avec une tension de polarisation de 1.74 kV permettant d'obtenir une impulsion d'amplitude 1 kV. Le second réglage est effectué avec une tension de 14.5 kV permettant d'obtenir une impulsion d'amplitude 8.5 kV.

Le réglage à 1 kV est utilisé pour les différentes expérimentations utilisant le réseau d'antennes. Le réglage à 8.5 kV est utilisé uniquement pour évaluer les performance du système et vérifier la tenue en tension des antennes. Il n'est pas employé avec le réseau pour prévenir d'éventuels problèmes de sécurité des personnes et du matériel dans le local d'essai. Les effets des impulsions électromagnétique ULB ne sont pas connus à l'heure actuelle et aucune norme existe. Par mesure de précaution le personnel du laboratoire s'expose le moins possible aux rayonnements en évitant de se mettre dans l'axe des antennes à fort gain et se protège derrière un mur métallique lorsque la tension d'alimentation dépasse 2 kV crête. Au niveau du matériel, aucune perturbation n'a été constatée pour des tensions d'alimentation de 4 kV crête que ce soit au niveau du matériel informatique ou de mesure. La question peut toutefois se poser si l'on multiplie par 8 cette tension.

La Figure 63 et la Figure 64 présentent les résultats de ces mesures.

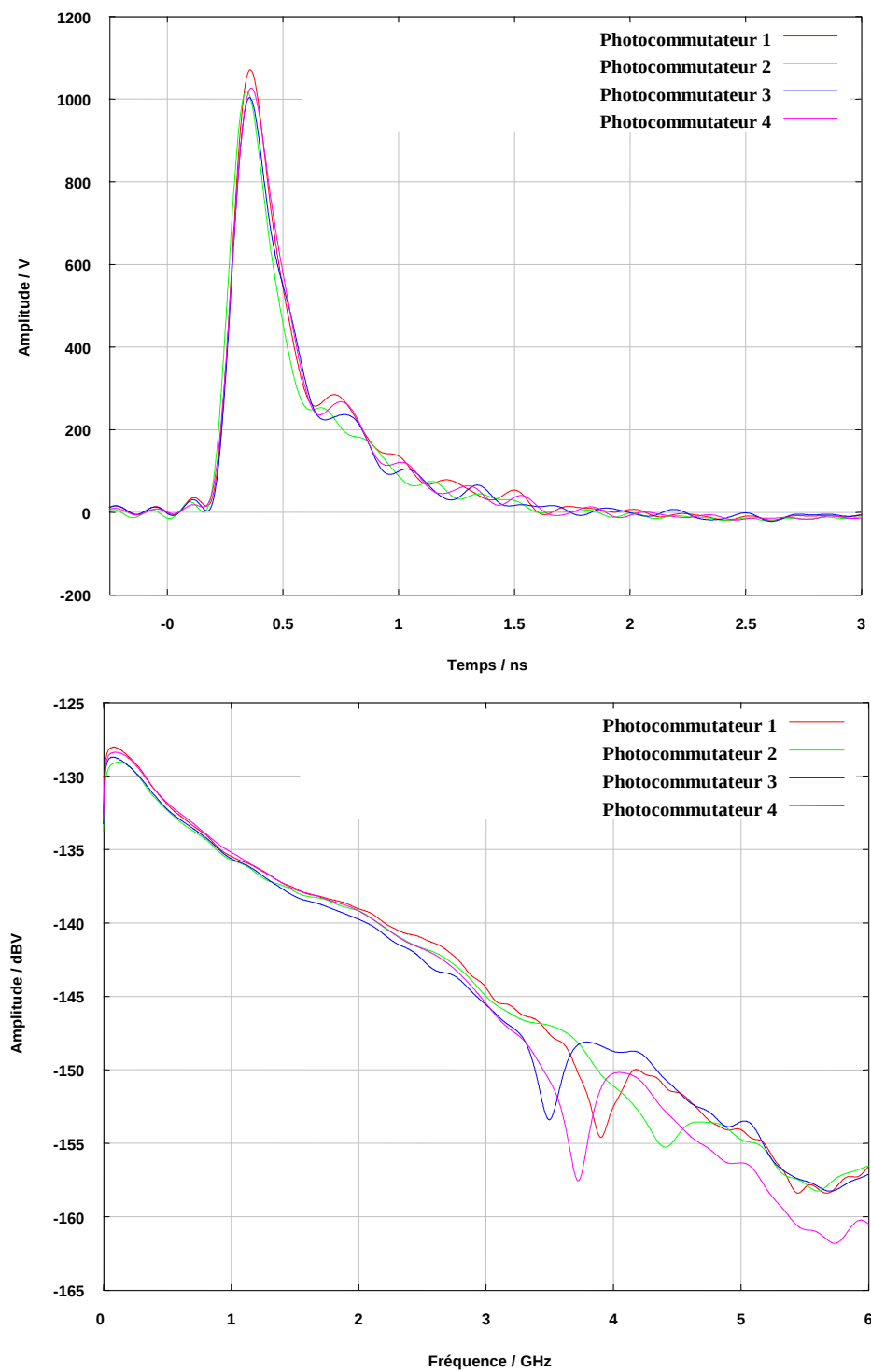


Figure 63 : Tension à la sortie des photocommutateurs – Réglage 1 kV

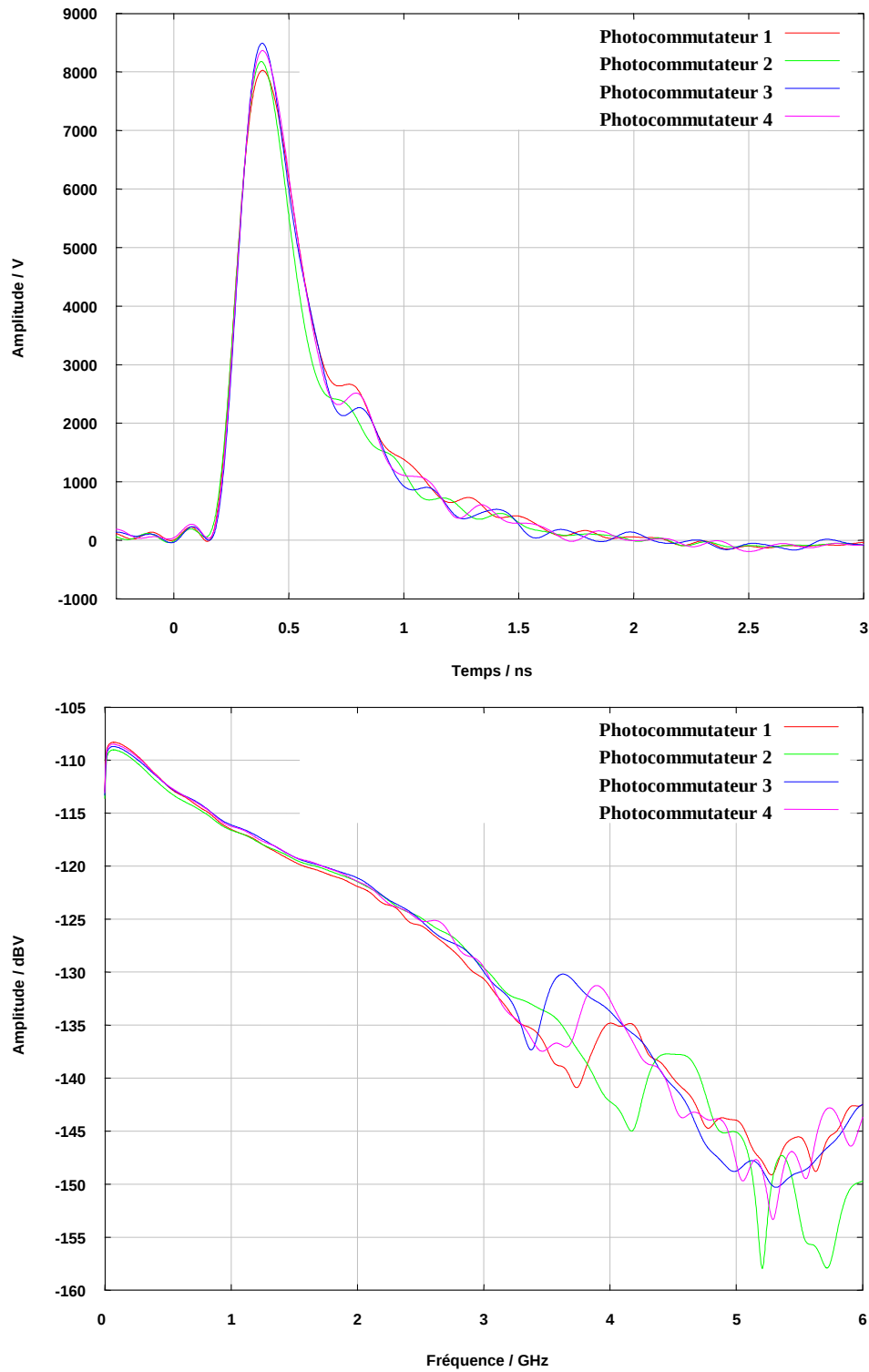


Figure 64 : Tension à la sortie des photocommutateurs – Réglage 8.5 kV

La largeur des impulsions est d'environ 2 ns pour les 2 réglages. Le temps de montée est de 110 ps pour le réglage à 1 kV et de 130 ps pour le réglage à 8.5 kV. Une variation de +/- 5 % des performances existe d'un photocommutateur à l'autre en raison de leur fabrication

artisanale. Des différences au niveau du réglage de l'éclairement d'un photoconducteur à l'autre et de l'injection dans les fibres sont également à l'origine de ces variations.

2.8.2 Tests de reproductibilité temporelle

Des tests de reproductibilité temporelle de l'impulsion en sortie d'un des photocommutateurs ont été réalisés. Lors d'un premier test 5000 impulsions successives ont été enregistrées en mode monocoup segmenté (pas de moyennage) à l'aide du TDS 6804 B. Le mode segmenté permet d'enregistrer en une seule mesure toutes les impulsions générées et l'instant où elles sont émises sans acquérir les intervalles de temps entre elles. Ces impulsions ont ensuite été toutes visualisées. Deux phénomènes se produisent :

- Une majorité d'impulsions quasi identiques sont regroupées même si des variations de niveau se produisent.
- Certaines impulsions sont mal générées et sont complètement « détachées » du groupe précédent (ce phénomène est observé à condition de déclencher l'acquisition sur un niveau inférieur à 10 % du maximum). Un comptage manuel a permis d'évaluer le pourcentage d'impulsions mal générées entre 2 et 3 %. L'origine de cette non reproductibilité est la source laser puisque ce phénomène se produit simultanément sur les 4 photocommutateurs d'alimentation des antennes et sur le photocommutateur assurant la synchronisation avec l'oscilloscope. En réglant le niveau de déclenchement de l'oscilloscope supérieur à 80 % du maximum, il est possible de ne pas acquérir ces impulsions parasites. Les résultats présentés dans la suite des mesures font donc abstraction de ces impulsions mal générées. Cette option est envisageable au niveau d'un démonstrateur mais pas au niveau d'un système opérationnel.

Il reste à analyser les variations de niveau. Pour cela, une mesure d'enveloppe est réalisée à l'aide de l'oscilloscope monocoup. Le résultat présenté sur la Figure 65 montre des écarts d'amplitude de l'ordre de ± 10 %. Un moyennage est indispensable lors des tests probatoires du système RUGBI. Par exemple, pour le test d'imagerie SAR, le couplage entre les antennes est éliminé en effectuant la soustraction temporelle de plusieurs mesures. Si le couplage varie, des résidus de soustraction viennent perturber les traitements. Un moyennage sur 50 impulsions réduit les écarts d'amplitude à ± 2 % tout en conservant un temps de mesure raisonnable pour le démonstrateur (2,5 s pour une fréquence de répétition de 20 Hz).

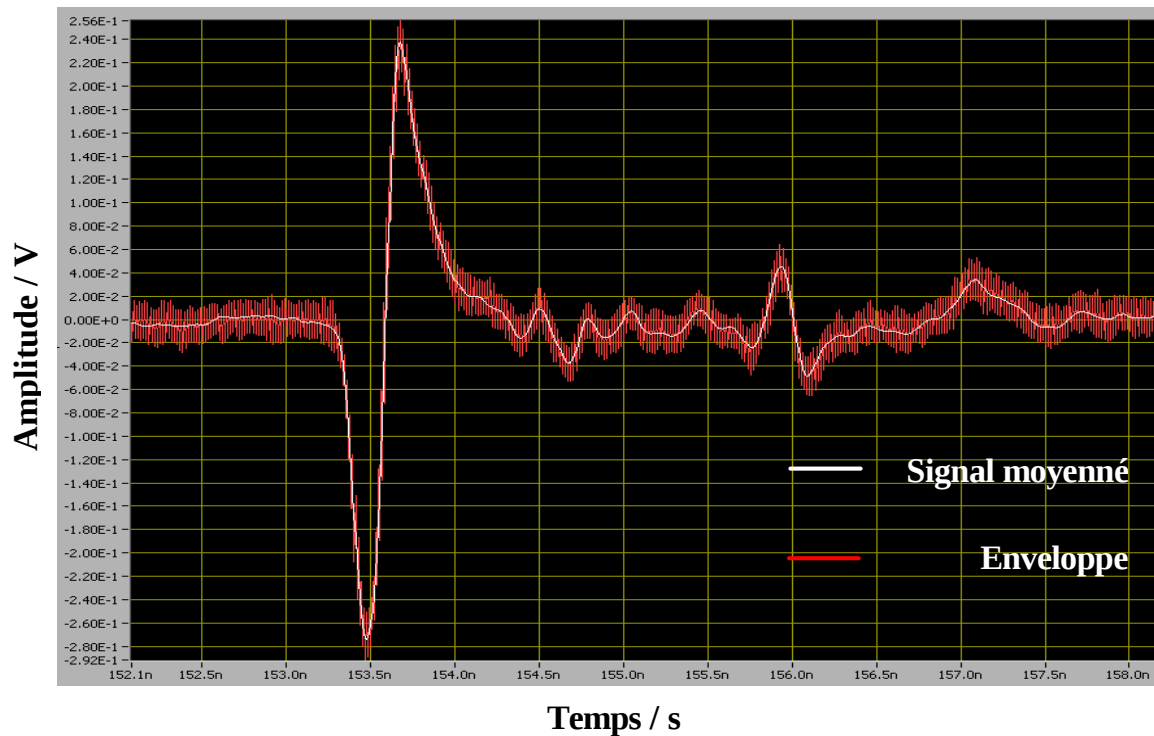


Figure 65 : Test de reproductibilité sur le signal rayonné : Courbe moyennée en blanc et mesure d'enveloppe en rouge.

2.8.3 Gigue et synchronisation des sources

La Figure 66 présente la synchronisation de 2 photocommutateurs. Le réglage des lignes à retard permet d'ajuster parfaitement en phase les 2 impulsions. La Figure 67 montre la précision de synchronisation atteinte. La gigue obtenu est de 5 ps sachant que la mesure est réalisée ici avec un oscilloscope séquentiel TDS 8000 de bande passante 15 GHz dont la gigue du trigger est de 3 ps. La qualité du réglage vient de la précision avec laquelle est modifiée manuellement la position des miroirs des lignes à retard. Elle est ici inférieure à 2 ps (soit inférieure à 0.6 mm). Cette précision peut être augmentée en utilisant un système de réglage micrométrique ou en motorisant le système de lignes à retard optiques.

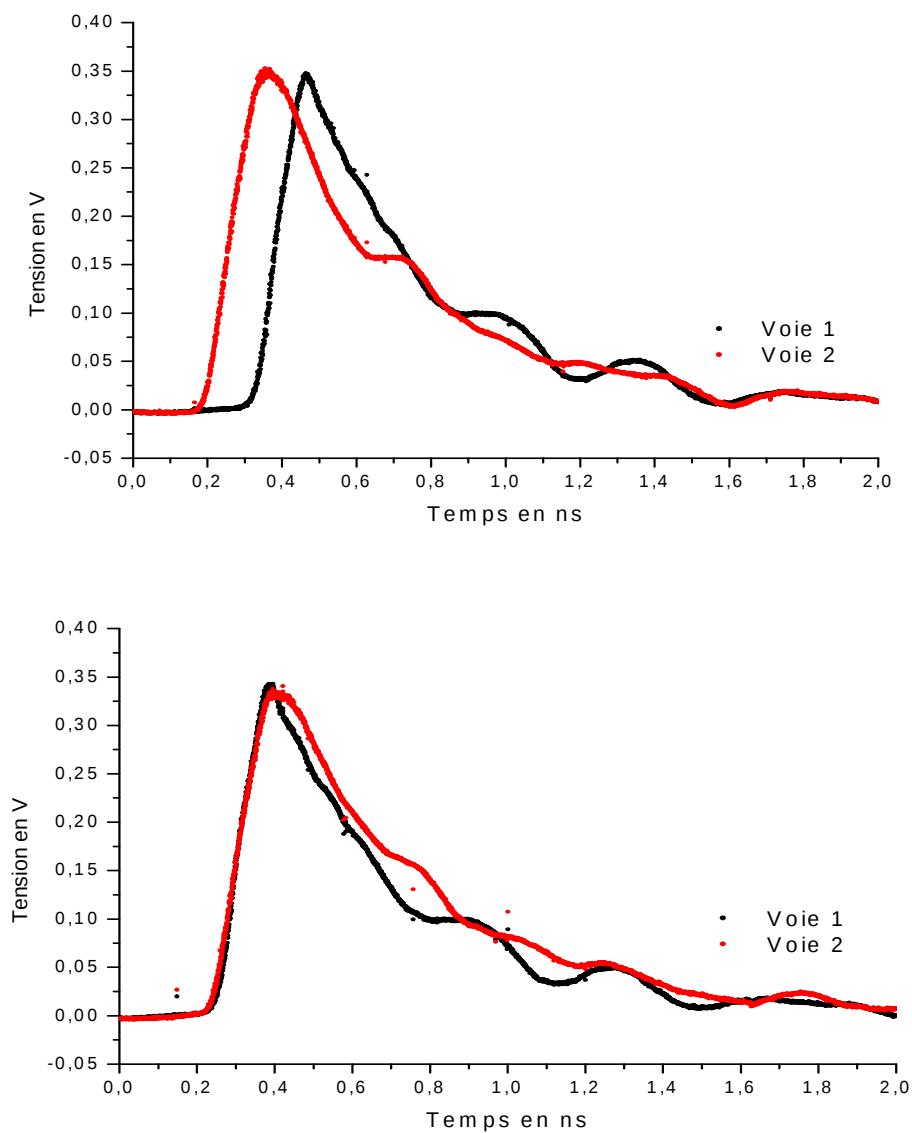


Figure 66 : Synchronisation des impulsions issues de deux photocommutateurs. Courbes avant synchronisation et après synchronisation.

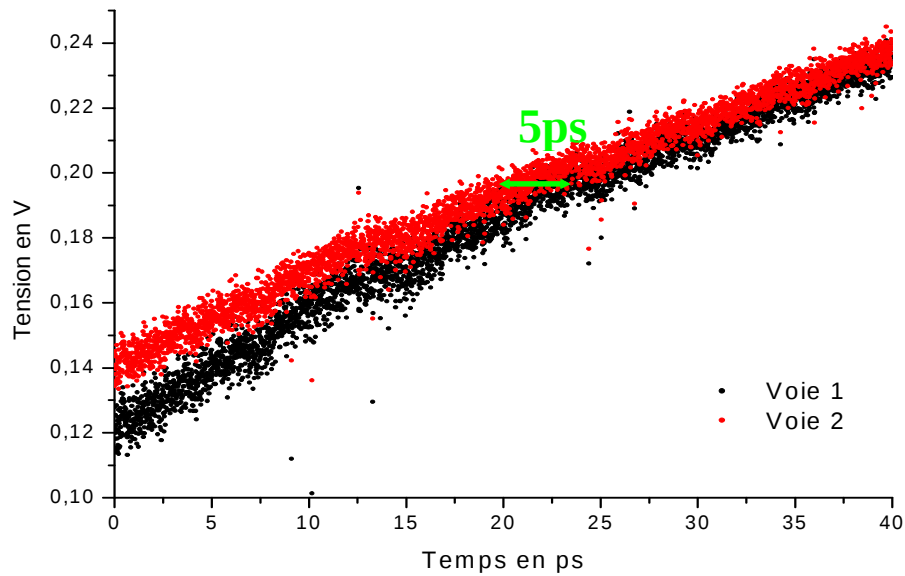


Figure 67 : Evaluation de l'écart de synchronisation minimale entre deux générateurs

2.8.4 Autres paramètres

- **Temps de chauffe**

Il est nécessaire de faire chauffer le laser ½ heure en le laissant tirer avant de réaliser les mesures pour que sa température soit stable sinon la stabilité des impulsions en est affectée et la reproductibilité se dégrade d'un facteur 2. Un problème similaire a été rencontré lors des mesures réalisées durant l'été car la température de l'air ainsi que celle de l'eau utilisée pour le refroidissement du laser étaient trop élevées.

- **Durée de vie**

La durée de vie des photocommutateurs semble illimitée. Aucune destruction n'a été constatée durant une année d'utilisation. Les lampes flash du laser ont rendu l'âme après 40 millions de tirs sans être venues à bout des photocommutateurs. Les seules destructions enregistrées au niveau du photocommutateur sont dues à une tension de polarisation trop élevée par rapport à la résistance de l'isolant. Le premier photocommutateur réalisé a résisté à une tension de polarisation de 16 kV. Les autres n'ont pas dépassé les 14,5 kV. Au-delà les courants de fuite ouvrent une brèche dans l'isolant et provoquent un claquage. Le composant photoconducteur n'est pas touché par ce phénomène mais l'isolant qui l'entoure doit être changé.

2.9 Bilan

Le système est conforme aux attentes même si la durée de vie du composant a été privilégiée par rapport à l'amplitude de l'impulsion générée limitée à 8.5 kV. Le temps de montée est de 130 ps et la largeur de 2 ns. La précision de synchronisation est de 5 ps mais elle est ici limitée par la précision du réglage manuel des lignes à retard et par la précision des appareils de mesure. Elle peut être améliorée en automatisant le réglage.

Pour pouvoir monter en puissance, les photocommutateurs doivent être retravaillés au niveau du choix de l'isolant et de leur géométrie. Les fibres optiques utilisées sont également en limite de fonctionnement.

Pour pouvoir être utilisé en conditions opérationnelles, ce système doit être fortement amélioré que ce soit au niveau de l'encombrement du système de commande optique ($> 2 \text{ m}^2$) ou au niveau du transport (sensibilité aux vibrations, à la poussière et aux changements thermiques). La reproductibilité du laser doit aussi être améliorée.

3 Antennes et baluns

3.1 Les caractéristiques des antennes.

Une antenne est un dispositif permettant de transformer l'énergie guidée en énergie rayonnée et vice et versa. Aussi, ce dispositif est réciproque. S'il est utilisé pour transmettre de l'énergie électromagnétique d'une source radioélectrique vers le milieu de propagation, il est appelé antenne d'émission ; s'il est utilisé en sens inverse, il est nommé antenne de réception.

Ses principaux rôles sont :

- Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- Transmettre le plus fidèlement possible une information.

De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes [30 || 31]. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne. La plupart de ces caractéristiques sont définies à partir de la notion de puissance (absorbée ou rayonnée).

3.1.1 Caractéristiques électriques

Ces paramètres sont liés à la définition électrique de l'antenne au sein du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation, et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation, mais nous ne définirons que les deux principaux : l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion dans le plan de référence choisi.

- **Impédance d'entrée de l'antenne**

En émission, et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'aérien peut être représenté par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_e(f) = Re(f) + jXe(f)$, chargeant la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance d'entrée Z_g , généralement égale à 50 Ohms (Figure 68).

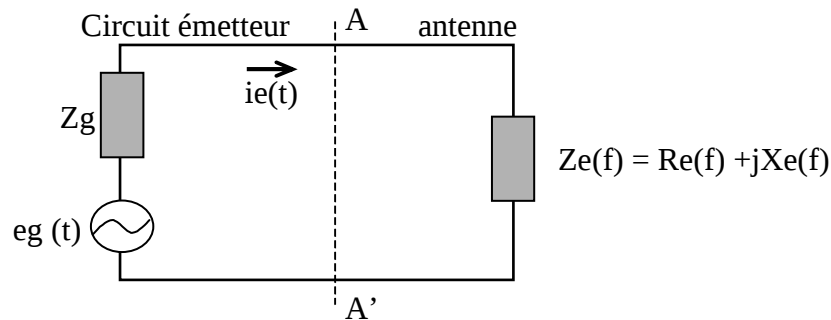


Figure 68 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission ((A, A') : plan de référence)

La partie réelle de l'impédance d'entrée $Re(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans la structure (onde de surface, pertes diélectriques, ...). La partie imaginaire $Xe(f)$, d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne.

- **Coefficient de réflexion**

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion.

Ce coefficient de réflexion est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_g}{Z_e(f) + Z_g} \quad \text{Équation 6}$$

Z_g est l'impédance de normalisation.

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée pour $S_{11}(f) = 0$, c'est à dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne vaut : $Z_e(f) = Z_g^*$. Pour une adaptation à 50 Ohms, la partie réelle de l'impédance de l'antenne sera donc égale à 50 Ohms et la partie imaginaire nulle.

Le coefficient de réflexion en dB est égal à $20 \times \log (S_{11})$. Lorsque l'antenne est adaptée, celui-ci tendra vers moins l'infini. Dans la suite l'antenne sera considérée comme adaptée si le S_{11} reste inférieur à -10 dB.

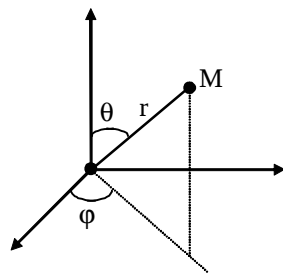
- **Tenue en tension**

Les antennes alimentées par des tensions élevées doivent résister aux phénomènes de claquage. Ceux-ci se produisent dans l'air lorsque le champ électrique présent autour de la structure de l'antenne dépasse les 30 kV/cm. Une décharge électrique qui peut avoir des conséquences destructrices se produit.

3.1.2 Caractéristiques de rayonnement

- **Gain et directivité**

Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide. A grande distance r d'une antenne supposée à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction (θ, φ) , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide, Ψ , est alors reliée au champ électrique (en régime harmonique) par la relation :



$$\Psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \varphi)|^2 r^2 \quad \text{Équation 7}$$

$$\eta = 120\pi \, \Omega \text{ (impédance d'onde dans le vide).}$$

Pour une meilleure interprétation des courbes, la densité de puissance rayonnée est souvent normalisée par rapport à sa plus grande valeur. Ainsi, en désignant par (θ_0, φ_0) la direction du maximum de cette intensité, la formule précédente normalisée à 1 représente, par définition, le diagramme de rayonnement de l'antenne.

$$d(\theta, \varphi) = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\Psi(\theta_0, \varphi_0)} \quad \text{Équation 8}$$

Ce diagramme, indépendant de la puissance d'alimentation de l'aérien caractérise la répartition dans l'espace de la puissance rayonnée à grande distance.

D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P} \quad \text{Équation 9}$$

Selon le choix de la puissance de référence P , trois définitions du gain sont communément utilisées (Figure 69) :

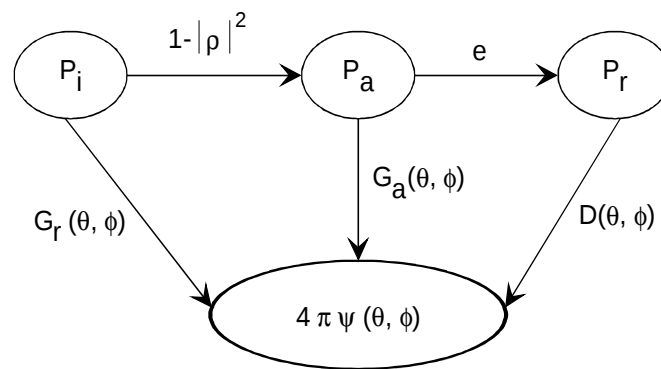


Figure 69 : Puissance de référence.

Avec : P_i = Puissance incidente

P_a = Puissance acceptée par l'antenne

P_r = Puissance totale rayonnée

$|\rho|^2 = |S_{11}|^2$: coefficient de réflexion en puissance,

e : efficacité de rayonnement de l'antenne. $e = \frac{P_r}{P_a}$

Si la puissance de référence est la puissance P_i délivrée par le générateur, la quantité :

$$G_R(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_i} \quad \text{Équation 10}$$

est appelé **gain réalisé**. Sa valeur prend en compte toutes les pertes : désadaptation, effet Joule, pertes diélectriques.

Si la puissance de référence est la puissance P_a acceptée par l'antenne, la quantité

$$G_a(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_a} \quad \text{Équation 11}$$

est appelée **gain intrinsèque**. Cette définition ne tient pas compte des pertes par désadaptation. Par contre, elle inclut les pertes ohmiques et diélectriques.

Si la puissance de référence est la puissance totale rayonnée P_r , la quantité :

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_r} \quad \text{Équation 12}$$

est appelée **directivité**. Cette grandeur est caractéristique de l'antenne seule, mesurant la capacité de l'aérien à concentrer l'énergie dans une direction particulière.

Ces trois définitions de gain sont reliées entre elles (formule ci-dessous). Notamment, le gain réalisé est identique au gain de l'antenne, sous réserve que celle-ci soit parfaitement adaptée.

$$G_R(\theta, \phi) = (1 - |S_{11}|^2) G_a(\theta, \phi) = \frac{P_r}{P_a} (1 - |S_{11}|^2) D(\theta, \phi) \quad \text{Équation 13}$$

- **Polarisation.**

A grande distance des sources, le champ électromagnétique est constitué par des vibrations transversales. Ces vibrations sont définies par 2 vecteurs perpendiculaires : le champ électrique E et le champ magnétique H . Par convention, la polarisation de l'onde est la direction du champ électrique E . Si le vecteur champ électrique conserve une direction fixe durant une alternance de l'onde, on parle de polarisation rectiligne. Lorsque ce vecteur tourne d'un tour complet pendant une alternance, son extrémité décrit alors une ellipse, et on parle de polarisation elliptique (Figure 70).

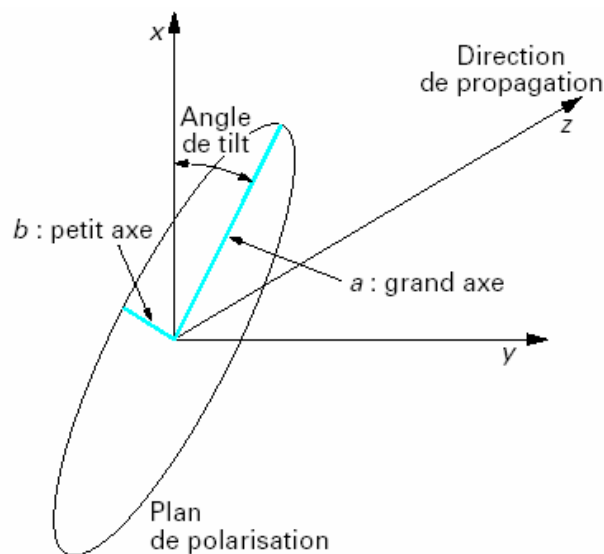


Figure 70 : Polarisation elliptique

Dans nos applications nous utilisons seulement des polarisations rectilignes. On définira la polarisation verticale V et la polarisation horizontale H.

- **Diagramme de rayonnement.**

Le comportement lointain d'une antenne est généralement caractérisé par son diagramme de rayonnement qui caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer son énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est généralement représenté dans des plans de coupe particuliers d'un repère sphérique fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement. A titre d'exemple, la Figure 71 présente les plans de coupes classiques dans lesquels sont évalués les composantes de champ électrique servant à caractériser le rayonnement d'un aérien. Dans le cas le plus général, les antennes possèdent rarement une seule composante de champ. Si bien que l'observation du rayonnement nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ (E_θ et E_ϕ) dans les différents plans.

On parle alors de polarisation principale et de polarisation croisée dans le cas d'une antenne polarisée linéairement. Dans l'exemple montré sur la Figure 71, la polarisation principale est issue des courants surfaciques majoritaires J_x et correspond à la composante de champ E_θ dans le plan de coupe (xoz). Dans ce plan de coupe la composante E_ϕ devient alors la polarisation croisée, issue des courants de surface J_y moins importants.

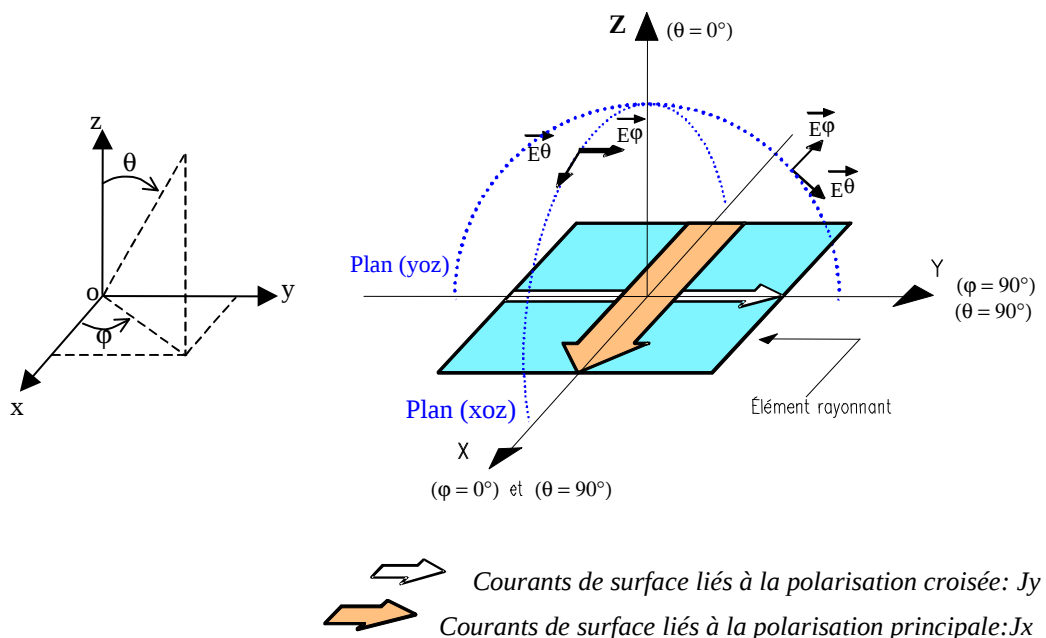


Figure 71 : Diagramme de rayonnement et courants de surface

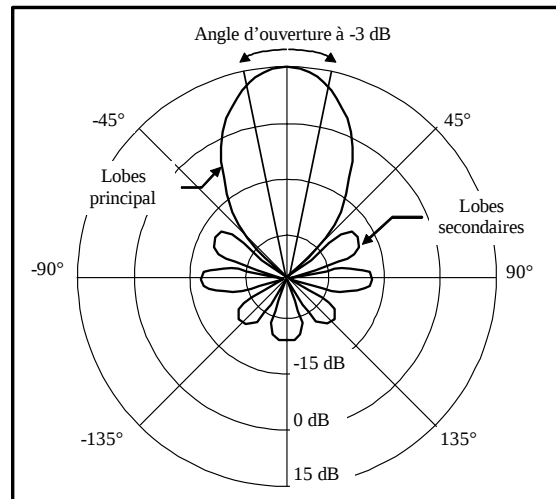


Figure 72 : Représentation du gain dans un des plans principaux.

Les angles d'ouverture (Figure 72) de l'antenne sont définis dans ces deux plans en considérant une atténuation de 3 dB par rapport au gain maximum obtenu dans le lobe principal. Ces angles permettent d'évaluer le secteur dans lequel la plus grande partie de l'énergie est rayonnée.

- **Fonctions de transfert des antennes**

Il est également possible de définir une fonction de transfert d'antenne en émission et une fonction de transfert en réception [42]. Ces fonctions sont très utiles pour calculer un bilan de liaison en transitoire ou remonter au champ électrique émis ou reçu par une antenne. On définit le TAF en émission qui relie la tension d'alimentation V de l'antenne au champ rayonné E à une distance r de l'antenne. Dans le cas d'une antenne sans perte, dont l'impédance Z_e est 50 Ohms, la puissance rayonnée P est :

$$P = \frac{V^2}{Z_e} \quad \text{Équation 14}$$

Le champ rayonné à une distance r est :

$$E = \frac{\sqrt{30PG_t}}{r} \quad \text{Équation 15}$$

Avec G_t gain de l'antenne en transmission

Le facteur d'antenne TAF obtenu en émission est donc :

$$TAF = \frac{E}{V} = \frac{1}{r} \sqrt{0.6G_t} \quad \text{Équation 16}$$

En réception on définit le facteur d'antenne AF qui relie de la même façon le champ E reçu par l'antenne au niveau de sa « mâchoire » à la tension délivrée V_L par celle-ci. Pour une antenne d'impédance 50 Ohms, sans perte, la puissance reçue P_r est définie par :

$$P_r = \frac{V_L^2}{50} = S \times A_e \quad \text{Équation 17}$$

Avec S le module du vecteur de Poynting défini par :

$$S = | \vec{E} \wedge \vec{H} | = \frac{E^2}{377} \quad \text{Équation 18}$$

Et A_e l'aire équivalente de l'antenne définie par :

$$A_e = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad \text{Équation 19}$$

Où G_r est le gain de l'antenne en réception.

Le facteur d'antenne AF en réception est alors donné par :

$$AF = \frac{E}{V_L} = \frac{9.73}{\lambda \sqrt{G_r}} \quad \text{Équation 20}$$

Remarque : Ces formules sont valables uniquement en champ lointain.

- **Règle de dimensionnement d'une antenne.**

Plusieurs formules permettent de dimensionner une antenne en fonction du gain et de l'ouverture attendue (Figure 73). Elles donnent une indication sur les dimensions de l'antenne et sur son gain en fonction de sa fréquence et de son ouverture. Le cas d'une antenne idéale (sans perte) est dissocié du cas pratique.

Antenne idéale	Antenne pratique
$G = \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda^2}$	$\frac{70 \cdot \lambda}{H} > \theta_s > \frac{60 \cdot \lambda}{H}$
$G = \frac{41500}{\theta_s \cdot \theta_g}$	$\frac{70 \cdot \lambda}{L} > \theta_g > \frac{60 \cdot \lambda}{L}$
$\theta_s = \frac{57 \cdot \lambda}{H}$	$0,4 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda^2} < G < 0,8 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda^2}$
$\theta_g = \frac{57 \cdot \lambda}{L}$	$0,4 \cdot S < A_e < 0,8 \cdot S$
	$\frac{15000}{\theta_s \cdot \theta_g} < G < \frac{30000}{\theta_s \cdot \theta_g}$
G gain de l'antenne H(m) hauteur de l'antenne L(m) largeur de l'antenne λ(m) longueur d'onde S(m²) surface de l'antenne A(m²) surface effective θ_s(°), θ_g(°) ouvertures du lobe en site et en gisement à 3 d B	

Figure 73 : Règles de dimensionnement d'une antenne

Un exemple de calcul est donné dans le Tableau 9 dans le cas d'une antenne idéale. Pour une fréquence de 3 GHz et des ouvertures verticales et horizontales de 30°, le gain correspondant est de 17 dB et les dimensions de l'antenne de 19 cm en hauteur et en largeur. Pour une fréquence de 300 MHz, ses dimensions sont de 1.9 m.

			Antenne idéale		
f	λ	θ _s , θ _g	Gain		L, H
				en dB	
3 GHz	10 cm	30°, 30°	46	17 dB	0.19 m, 0.19 m
300 MHz	1 m				1.9 m, 1.9 m

Tableau 9 : Exemple de calcul

Remarque : Ces formules peuvent être utilisées pour dimensionner tous types d'antennes.

3.2 Les antennes pour l'ULB

Les antennes utilisables pour l'ULB impulsionnel doivent respecter plusieurs critères. [34][35][44] Tout d'abord, elles doivent fonctionner sur une très large plage de fréquence. Elles ne doivent pas disperser les impulsions. Par conséquent, leur centre de phase doit rester fixe en fonction de la fréquence.

Pour la plupart des applications radars, les antennes directives avec un gain élevé sont choisies car elles offrent au système une portée plus importante. Elles doivent résister aux hautes tensions pour éviter les claquages. Elles doivent être adaptées au reste de la chaîne de mesure (le plus souvent 50 Ω).

La majorité des antennes large bande disponibles sur le marché est adaptée à un fonctionnement en régime harmonique ou pseudo harmonique. Ces aériens sont classiquement alimentés par des sinusoïdes de fréquences variables et utilisés dans les applications de compatibilité électromagnétique (CEM) et de mesure de SER. Dans ces domaines, disposer d'aériens large bande en remplacement de multiples antennes bande étroite permet de limiter les manipulations expérimentales. Ces antennes sont souvent multi résonnantes (exemple : Log Périodiques) et ne sont pas adaptées à l'ULB impulsionnel car elles induisent un étalement temporel des impulsions en raison des variations de la position du centre de phase suivant la fréquence.

Les antennes les plus utilisées dans la conception d'antennes ULB sont les antennes à ondes progressives. Une onde progressive est une onde qui se propage dans un milieu à priori quelconque, sans être réfléchi. Lorsqu'une antenne à onde progressive est excitée l'onde se propage du point d'injection vers l'espace libre sans être réfléchi aux extrémités de la structure. Si l'on se rapporte au domaine des ULB, les antennes à ondes progressives large bande ont un élément rayonnant dont la longueur totale est importante par rapport à la longueur d'onde, de telle sorte que lorsqu'elles sont parcourues par un courant d'excitation, celui-ci est rayonné au cours de sa propagation le long de la structure. Il est alors totalement rayonné avant d'avoir atteint les extrémités de l'élément rayonnant, supprimant tout phénomène de résonance. L'adaptation dans ce cas, fluctue peu sur de larges plages de fréquences. Pour réduire les dimensions, des charges d'adaptation sont placées en bout de structure afin d'absorber les courants d'excitation non rayonnés, et empêcher leur réflexion vers le circuit d'alimentation. La Figure 74 compare les champs rayonnés par une antenne à onde progressive et par une antenne large bande multi résonnante. L'alimentation est réalisée dans les 2 cas par une impulsion de type gaussienne.

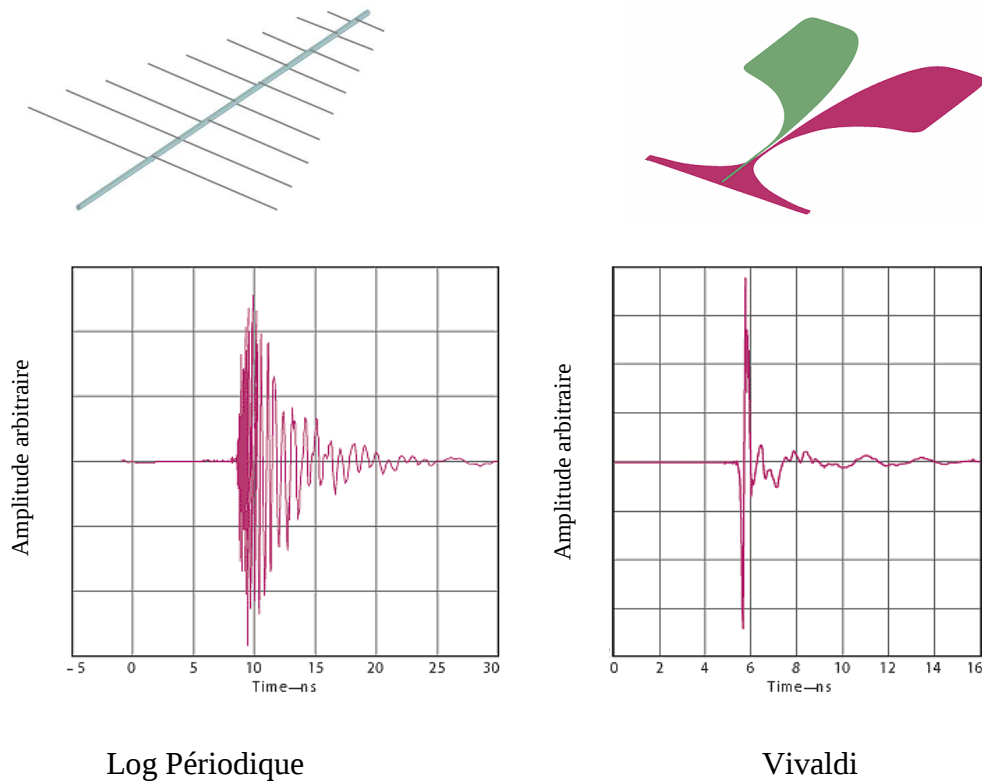


Figure 74 : Allure comparée des géométries et des champs rayonnés par une antenne à onde progressive Vivaldi et par une antenne multi résonante large bande Log Périodique

Il existe actuellement différentes familles d'antennes utilisables pour les applications de radar ULB impulsif, la plupart sont donc à ondes progressives ou en sont des dérivées :

- Les antennes de type cône, bicône, monopole ULB, papillon, sphère et circulaire.

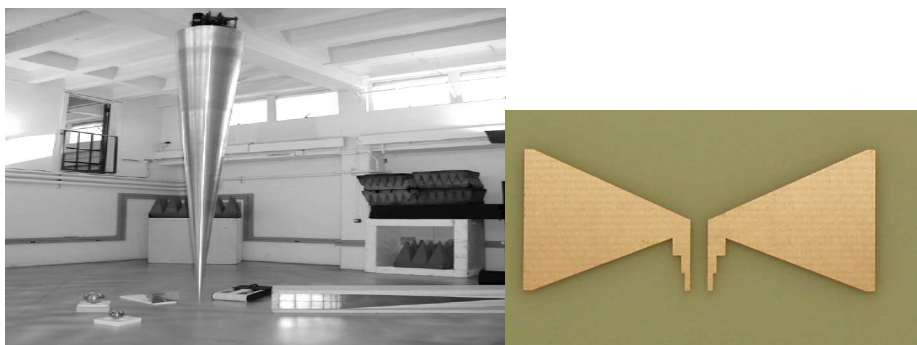


Figure 75 : Antennes de type cône (à gauche), Papillon ou Bow Tie (à droite)

Les antennes coniques sont des antennes à ondes progressives [36][37]. 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 du spectre en arrondissant les extrémités des cônes. Le diagramme de rayonnement obtenu est proche de celui des dipôles ; l'aérien est omnidirectionnel suivant la hauteur du cône. Le cône (Figure 75) et le monopole nécessitent l'utilisation d'un plan de masse de grande dimension. Les antennes papillon (Figure 75) et les bicônes nécessitent l'utilisation d'un balun (cette notion sera abordée dans les paragraphes suivants).



Figure 76 : Antenne sphère et circulaire (à droite)

Les antennes de type sphérique ou circulaires (Figure 76) sont naturellement large bande et possèdent des propriétés similaires aux antennes coniques.

Ces antennes omnidirectionnelles sont plutôt destinées à la réalisation de capteurs de champ électrique ULB [51] et aux communications ULB [7]. Les antennes Papillons sont parfois utilisées pour des applications radar [50]. Les cônes sont utilisés pour réaliser des simulateurs de parasites électromagnétiques utilisés en CEM [37].

- **Les antennes à élargissement progressif de type Vivaldi, Ciseaux, Libellule,...**

Ce type d'antenne à ondes progressives présente une très large bande et sont directives [38]. Les Figure 77 et Figure 78 présentent quelques antennes de ce type. L'impulsion est rayonnée progressivement en fonction de son déplacement le long de l'antenne. Les hautes fréquences sont rayonnées à la base de l'antenne et les basses fréquences de sa base à ses extrémités. La bande de fréquence dépend directement des caractéristiques géométriques de l'antenne. Il est possible de rajouter des charges résistives sur les extrémités de ces antennes pour éliminer ce qui n'a pas été rayonné et éviter ainsi les phénomènes de résonance et de stationnarité. Le centre de phase de ces antennes est fixe. Elles dispersent peu les impulsions. Les versions 3D comme la Libellule, ont un gain plus élevé par rapport aux versions 2D comme les antennes Ciseaux et Vivaldi pour une profondeur identique (par exemple, pour une profondeur de 1m le gain maximum est de 14 dB pour la Libellule et de 6 dB pour la Ciseaux). Les versions 2D sont toutefois moins encombrantes. Les applications visées par ces

antennes sont assez diversifiées : Radar, métrologie (exemple : mesure de SER), MFP, communications,... Le laboratoire XLIM a imaginé et conçu plusieurs antennes de ce type. Il a notamment développé les antennes Ciseaux, 4 brins et Libellule.



Figure 77 : Antenne 4 brins (à gauche) et Vivaldi (à droite)

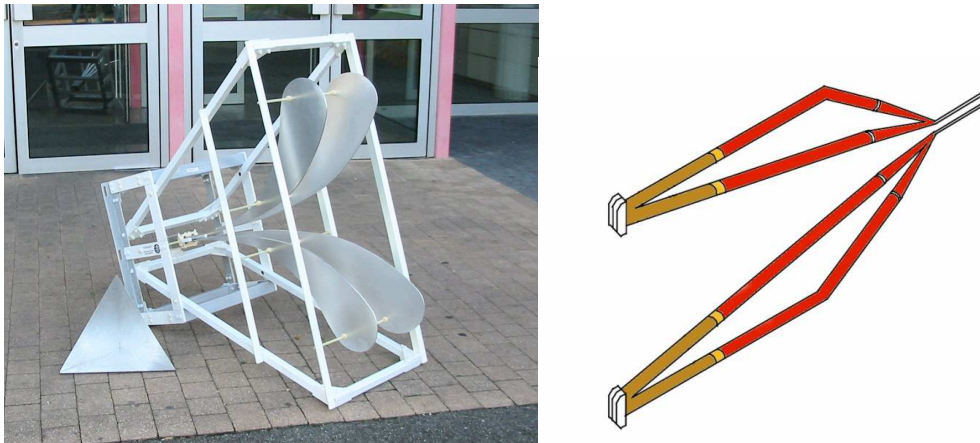


Figure 78 : Antenne Libellule (à gauche) et antenne Ciseaux (à droite)

- Les antennes de type spirale, hélice

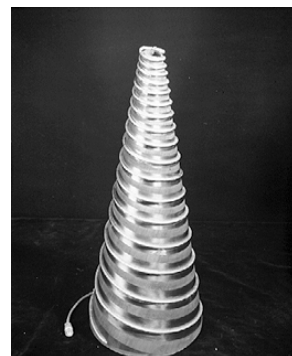
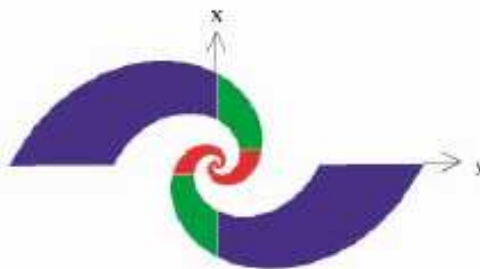


Figure 79 : Antenne spirale (à gauche) et hélice à (droite)

Les antennes spirales et hélices (Figure 79) se présentent principalement sous deux formes : l'antenne spirale logarithmique et la spirale d'Archimède [35]. Elles sont considérées comme des antennes à ondes progressives. Leur rayonnement est légèrement

directif. 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. Elles sont donc peu adaptées au rayonnement d'impulsions ultra courtes.

- **Les cornets : TEM et Ridgé**

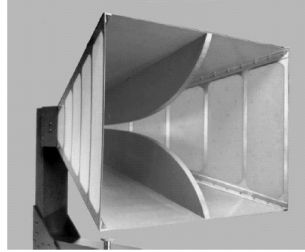


Figure 80 : Cornet ridgé (à gauche)

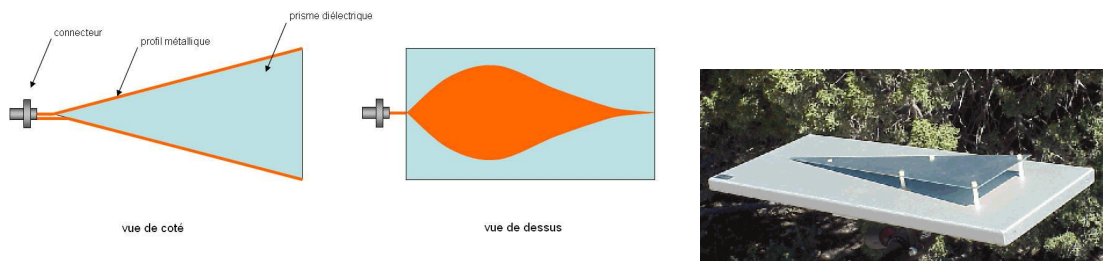


Figure 81 : Amélioration d'un cornet TEM (à gauche) et demi cornet TEM (à droite)

Les cornets sont large bande et directifs. Le cornet ridgé reprend la structure classique des cornets en lui ajoutant une paire de ridges formant une ouverture exponentielle (Figure 80). 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.

Les cornets TEM n'ont pas de fréquence de coupure basse comme c'est le cas des cornets ridgés alimentés par un guide d'onde. Ces antennes sont utilisées sur certaines applications radar, notamment GPR [40].

- **Les antennes à base de réflecteur : IRA, CIRA**



Figure 82 : Antennes FRI-IRA-3 et CIRA-2 développées par Farr Research

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. Des antennes avec de très bonnes performances ont été développées par Farr Research [41]. Celles-ci sont dérivées de l'antenne de Karl Baum [41]; 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 (maximum de 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 82). Différentes variantes de ces antennes ont été réalisées pour diverses applications. On les retrouve dans des applications MFP et radar. Ces antennes sont trop encombrantes et trop directives pour pouvoir être utilisée en réseau. Une pré-impulsion est parfois émise si la source alimentant le réflecteur possède du rayonnement arrière.

3.3 Les baluns

Ces dispositifs tirent leurs noms de la contraction des termes *balanced* – *unbalanced*, faisant référence à leur fonction de « symétriseurs » de signaux. Cet élément est indispensable lorsque l'antenne est constituée de 2 brins. [33]

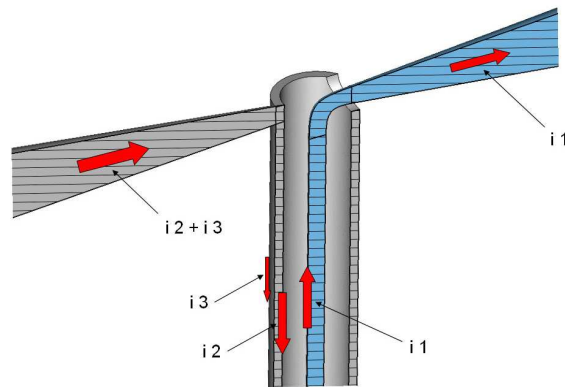


Figure 83 : Antenne dipôle alimentée par un câble coaxial ; courants sur la structure

A l'origine, le balun permet de supprimer le courant parasite circulant sur l'extérieur du blindage d'un câble d'alimentation coaxial (Figure 83). Les courants $i1$ et $i2$ représentent le mode différentiel au sein de la ligne. Le courant $i3$ 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. Afin de minimiser $i3$, une solution classique consiste à augmenter localement l'impédance du conducteur via l'utilisation de ferrites disposées groupées près de l'antenne (Figure 84).

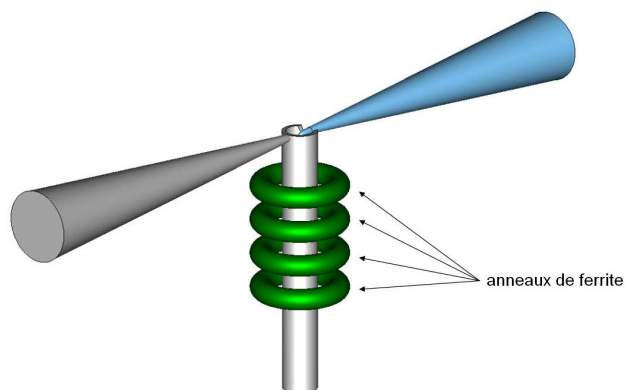


Figure 84 : Mise en place d'anneaux de ferrite sur l'alimentation

La suppression du courant de mode commun $i3$ 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 $i1$ et $i2$ 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 par exemple le passage d'un câble coaxial à une ligne bifilaire ou à une ligne biplaque.

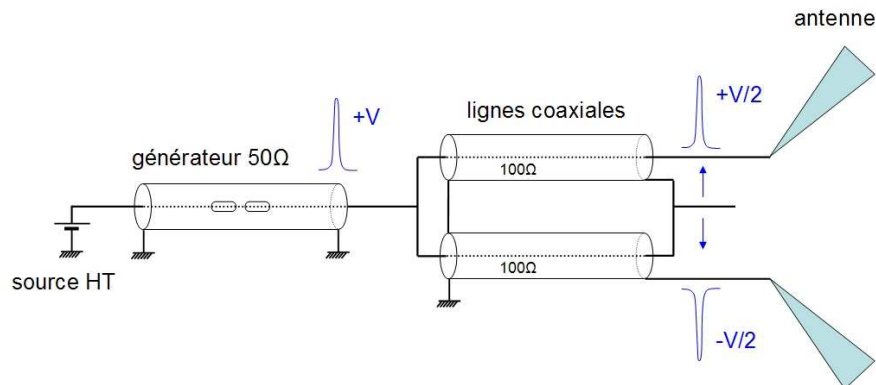


Figure 85 : Schéma de principe d'un balun utilisant des lignes

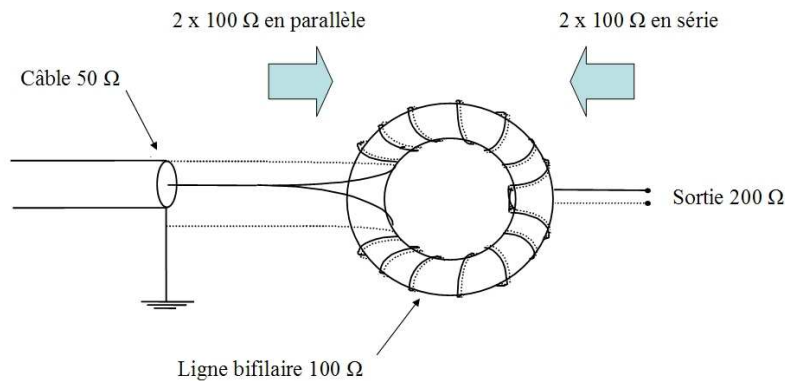


Figure 86 : schéma de principe d'un balun 50Ω - 200Ω monté sur ferrite

Les baluns représentés Figure 85 et Figure 86 assurent les deux fonctions de symétrisation du signal et d'adaptation d'impédance (ici 50Ω vers 200Ω).

Les baluns réalisés par enroulement de lignes bifilaires autour de noyaux de ferrite permettent de concevoir des structures compactes et acceptent de fonctionner sur une large bande de fréquence. Leur fonctionnement 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 87).

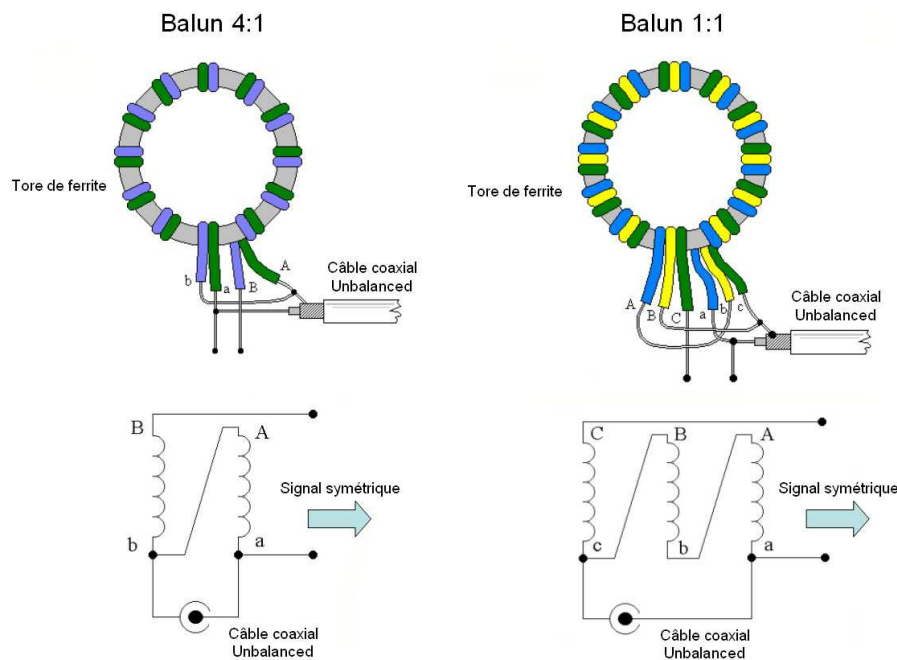


Figure 87 : Baluns à lignes bifilaires bobinées et schémas équivalents

La maîtrise de la conception de baluns performants est un point critique. Le balun doit être capable de fonctionner sur une large bande de fréquence, ne pas disperser les impulsions mais également résister aux hautes tensions appliquées aux antennes dans le cadre des applications radar. Ce système augmente le coût et la complexité du système mais est indispensable sur la plupart des antennes utilisées dans nos applications. La société Europulse située à Cressensac (46) est le seul fabricant en France de baluns ULB impulsionnels opérationnels pour des tensions supérieures à 10 kV.

3.4 Les antennes pour l'émission

3.4.1 Choix de l'antenne

Les antennes pour le système d'émission de RUGBI doivent respecter le cahier des charges ci-dessous :

- Large bande passante ; au moins 300MHz – 3GHz.
- Aptitude à rayonner des impulsions brèves sans les étaler.
- Avoir une impédance d'entrée de 50 Ω pour assurer la compatibilité avec la chaîne de mesure.
- Tenue en tension minimale de 10 kV pour éviter les phénomènes de claquage.
- Diagrammes de rayonnement symétriques dans les deux plans E et H et une directivité du même ordre de grandeur que celle des antennes utilisées dans le projet PULSAR soit

un gain autour de 8 dB pour émettre la majeure partie du rayonnement dans l'axe de l'antenne. Elles ne doivent toutefois pas être trop directives dans le plan H pour pouvoir former le réseau.

- Composante croisée du champ rayonné la plus faible possible.
- Encombrement et poids compatibles avec la mise en réseau, étant entendu que la limite basse de la bande de fréquence couverte par l'antenne dépend étroitement de l'ouverture de celle-ci. Le volume global du réseau ne doit pas dépasser 1 m^3 pour faciliter les manipulations lors de nos expérimentations.
- Le Tableau 10 résume les propriétés et caractéristiques des différents modèles d'antennes ULB pour guider le choix de l'antenne élémentaire en émission. Parmi les antennes ULB existantes, les antennes à ondes progressives à élargissement progressif sont le meilleur compromis. En effet, les autres types d'antennes ULB n'apportent pas de solutions viables vis-à-vis des contraintes imposées par RUGBI :
- Les antennes de type coniques, papillon, sphère sont omnidirectionnelles. De plus leur encombrement est non négligeable pour des fréquences de 300 MHz.
- Les cornets ne supportent pas des tensions de l'ordre de 10 kV et leur encombrement n'est pas compatible avec la mise en réseau.
- Les antennes spirales délivrent une polarisation circulaire.
- Les antennes de Baum à base de réflecteurs sont trop encombrantes et trop directives pour permettre la construction d'un réseau.

Le laboratoire XLIM a réalisé plusieurs modèles d'antennes à élargissement progressif :

- Les antennes 4 Brins, Vivaldi coplanaire et Ciseaux. Elles ont une impédance de 200 Ohms en entrée. Le balun réalise donc la transition 50 Ohms – 200 Ohms. Ce type de balun pose un problème de compromis tenue aux hautes tensions bande passante. Les antennes réalisées ont une limite de fréquence haute qui dépasse difficilement 1.5 GHz pour une tenue à des tensions supérieures ou égales à 10 kV. Ce type d'antenne est donc écarté.
- L'antenne Libellule a une impédance d'entrée de 50 Ohms, ce qui réduit les contraintes au niveau du balun. L'antenne réalisée dans le cadre du projet PULSAR fonctionne suivant une bande passante de 200 MHz – 4 GHz pour une tenue en tension de 25 kV. Le problème majeur de cette antenne est son encombrement trop important incompatible

avec la mise en réseau ainsi que son poids supérieur à 25 kg rendant les manipulations délicates.

- Les antennes Vivaldi antipodales ont également une entrée 50 Ohms mais elles rayonnent une composante de polarisation croisée importante, non souhaitée dans le cahier des charges.

Un nouveau modèle d'antenne avec une entrée 50 Ohms et une fabrication plus simple a donc été imaginé. Il s'agit de l'antenne Valentine qui est constituée par un ruban métallique enroulé autour d'un profil exponentiel.

Antennes	Bande passante : 300 MHz – 3 GHz	Pas d'étalement des impulsions	Impédance d'entrée sans le balun de 50 Ohms	Tenue en tension 10kV	Directivité	Polarisation sans composante croisée	Faible encombrement suivant un plan
Log périodique	OUI	NON	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
Spirales	OUI	NON	OUI	NON	NON	NON	NON
Cornets	OUI	OUI	OUI	NON	OUI	OUI	NON
Ciseaux	OUI	OUI	NON	NON	OUI	OUI	OUI
Libellule	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	NON
Vivaldi antipodale	OUI	OUI	OUI	NON	OUI	NON	OUI
Vivaldi coplanaire	OUI	OUI	NON	NON	OUI	OUI	OUI
Ruban de type Valentine	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
Cônique, papillon	OUI	OUI	OUI	OUI	NON	OUI	NON
Réflecteur type Baum	OUI	OUI	NON	OUI	OUI	OUI	NON

Tableau 10 : Choix de l'antenne d'émission pour le moyen RUGBI

3.4.2 Présentation de l'antenne Valentine

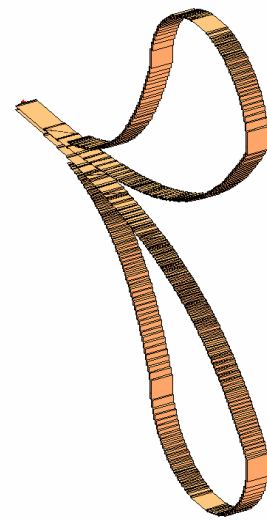
L'étude théorique de cette antenne a été développée dans le cadre d'une thèse [38]. L'outil numérique utilisé pour la conception de ces antennes est un logiciel de simulation électromagnétique basé sur la résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel par la méthode des différences finies (FDTD). L'antenne *Valentine* (Figure 88) est constituée de deux rubans métalliques courbés selon un profil exponentiel optimisé par simulation. La largeur des rubans métalliques est de 5,2 cm ce qui conduit à une antenne compacte dans le plan H. Les autres dimensions sont données sur la Figure 89.



(a)



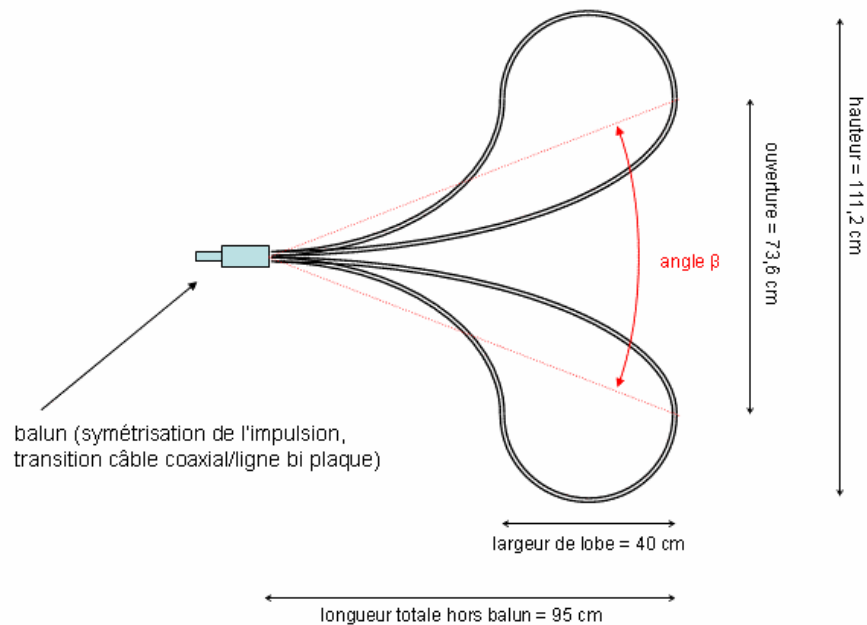
(b)



(c)

Figure 88 : a - antenne Valentine, b – balun et entrée de l'antenne, c - modèle FDTD

vue de côté (coupe dans le plan E)



vue de dessus (coupe dans le plan H)

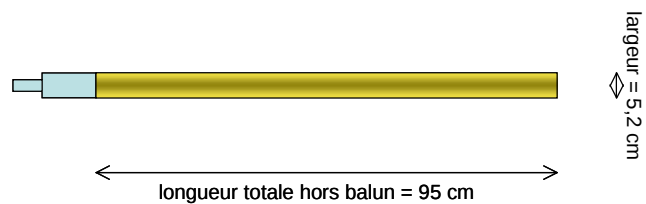


Figure 89 : Différentes vues de l'antenne Valentine

L'entrée de l'antenne se présente comme une ligne bi-plaque ayant en son centre une âme diélectrique en téflon afin d'améliorer la transition alimentation-antenne et de prévenir tout risque de claquage (Figure 90).

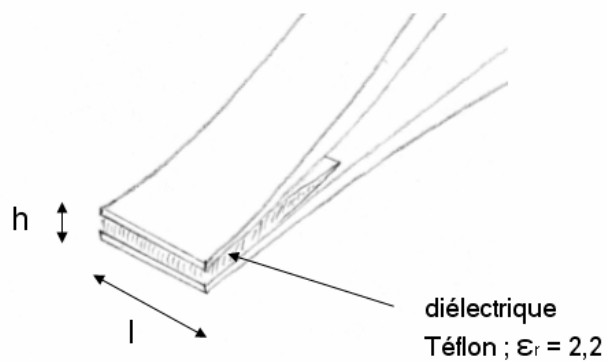


Figure 90 : Zoom sur l'entrée de l'antenne

Le rapport l/h détermine l'impédance d'entrée de l'antenne. Pour que celle-ci soit de $50\ \Omega$, les dimensions suivantes ont été retenues : $l = 52\text{ mm}$ et $h = 12\text{ mm}$.

Un balun est connecté à l'entrée bi-plaque de l'antenne. La fonction de ce dispositif est d'assurer l'adaptation mécanique entre la sortie coaxiale $50\ \Omega$ du générateur et l'entrée bi-plaque $50\ \Omega$ de l'antenne. De plus, le balun permet l'alimentation de l'antenne par un mode symétrique. Les quatre antennes et leurs baluns associés ont été fabriqués par la société Europulse (Lot, France).

3.4.3 Caractéristiques de l'antenne Valentine

Une caractérisation des antennes est effectuée pour vérifier qu'elles répondent bien aux spécifications attendues et pour connaître leurs caractéristiques réelles. Cette caractérisation se fait en deux temps. Tout d'abord il s'agit de connaître les paramètres électriques de cette antenne et de son balun associé. Pour cela, des mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur vectoriel. Ensuite son rayonnement est analysé par une méthode de mesure transitoire.

3.4.3.1 Caractéristiques électriques

- **Coefficient de réflexion**

Le coefficient de réflexion S_{11} est mesuré par un analyseur vectoriel de marque Wiltron entre 10 MHz et 6 GHz. Pour effectuer la mesure, le port 1 de l'analyseur est connecté à l'entrée de l'antenne Valentine (Figure 91). Une calibration TRL préalable est effectuée pour éliminer l'effet du câble de 1 m connectant l'analyseur à l'antenne.

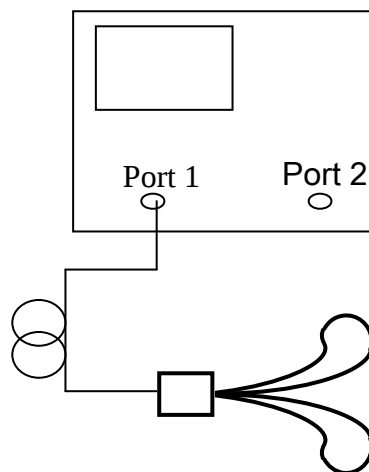


Figure 91 : Mesure du coefficient de réflexion de l'antenne Valentine

Le coefficient de réflexion du système balun-antenne mesuré est reporté Figure 92. Le paramètre S_{11} est inférieur à -10dB sur la bande de fréquence comprise entre 0.33 GHz et 3.3 GHz.

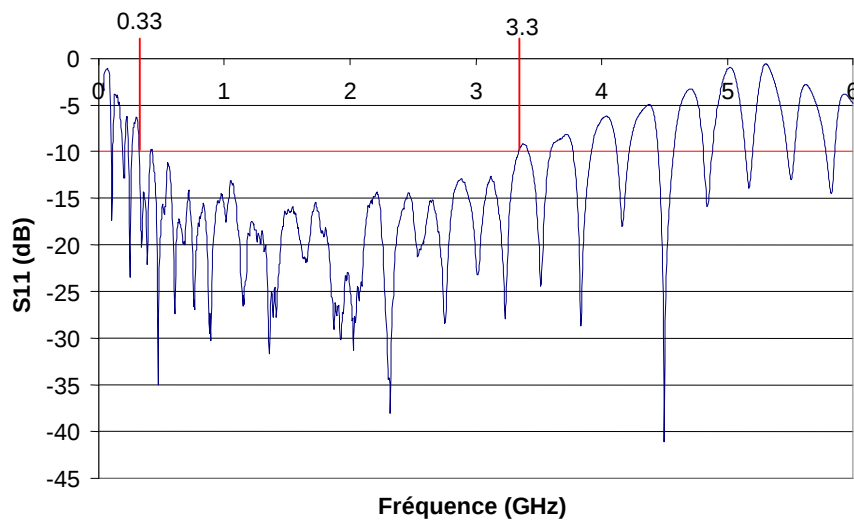


Figure 92 : Coefficient de réflexion

- **Coefficient de transmission des baluns**

Le S_{11} permet seulement de connaître la part d'énergie non acceptée par l'antenne et son balun associé. Il ne donne aucune indication sur l'énergie qui arrive réellement sur l'antenne et est rayonnée. Par exemple, si de fortes pertes résistives ont lieu dans le balun, le S_{11} indiquera une bonne adaptation sans que le signal soit réellement transmis à l'antenne.

Pour évaluer les pertes d'insertion des baluns, la solution est de connecter 2 baluns par les lignes d'alimentation des antennes et de connecter leurs entrées à un analyseur de réseau (Figure 93). Cette mesure a été réalisée au sein de la société Europulse. La Figure 94 présente le coefficient de transmission des baluns obtenu. En considérant qu'un balun est réciproque, la réponse obtenue peut être assimilée au carré de la réponse d'un balun seul. Un balun seul aura donc des pertes inférieures à 1.7 dB sur toute sa bande de fréquence.

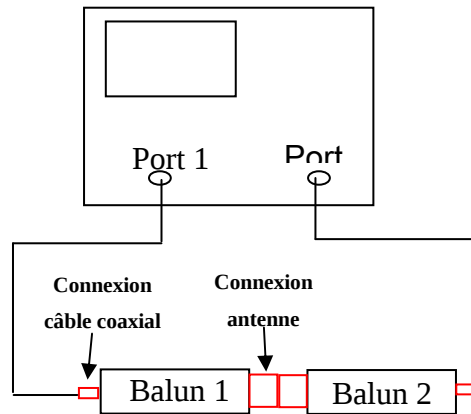


Figure 93 : Mesure du coefficient de transmission des baluns

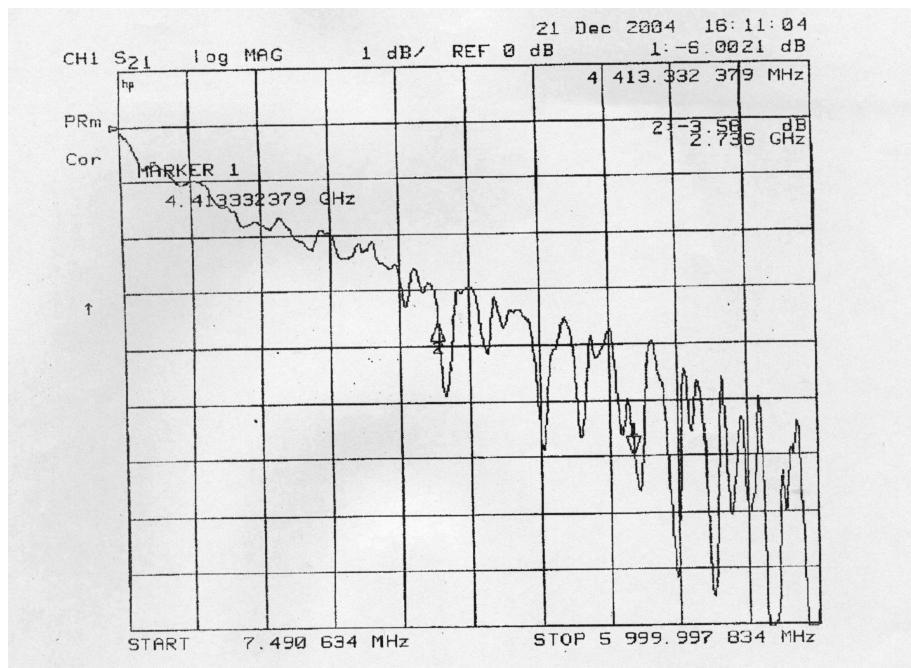


Figure 94 : Caractérisation des baluns.

3.4.3.2 Caractéristiques du rayonnement

- **Analyse du rayonnement des antennes : caractérisation transitoire.**

L'intérêt d'utiliser une méthode de caractérisation transitoire par rapport aux méthodes harmoniques est de pouvoir s'affranchir de l'utilisation d'une chambre anéchoïque dont les dimensions devraient être importantes pour caractériser ces antennes. De plus la méthode transitoire offre un gain de temps non négligeable (caractérisation de toute la bande de fréquence en une seule mesure).

L'antenne à tester est placée en émission face à une antenne de type Libellule dont les caractéristiques sont connues (Figure 95). Sa bande passante est plus large que celle de l'antenne à caractériser. Ses caractéristiques sont détaillées dans le paragraphe traitant de l'antenne de réception pour RUGBI. Un signal impulsionnel est alors appliqué sur l'antenne à caractériser. Ce signal est issu d'un générateur Kentech APG1 ayant une bande de fréquence supérieure à la bande passante des antennes. Ses caractéristiques transitoires et fréquentielles sont présentées Figure 97. L'acquisition du signal reçu est réalisée par un oscilloscope TDS 6804 B couvrant cette bande passante. Une sonde de tension capacitive (5.1) permet d'obtenir l'origine temporelle du signal et donc d'assurer la synchronisation avec l'oscilloscope. Les antennes sont placées en polarisation V-V puis H-H (pour la mesure du diagramme de rayonnement suivant les plans E et H). L'antenne à caractériser tourne sur elle même suivant un pas angulaire choisi. Il faut veiller à ce que le centre de rotation de l'antenne corresponde au centre de phase qui varie peu et est situé au niveau du balun afin que les signaux aient tous la même référence de phase, sinon une compensation doit être effectuée. Pour chaque position des antennes, le signal transitoire est enregistré. Le signal utile est ensuite séparé des échos parasites (réflexions sur le sol ou les murs) par fenêtrage temporel (Figure 96). Un moyennage est effectué pour améliorer la précision en réduisant l'effet du bruit extérieur et les effets des fluctuations du générateur d'une mesure sur l'autre. Avec le moyennage sur 50 mesures effectué, les variations du signal sont inférieures à $\pm 1\%$.

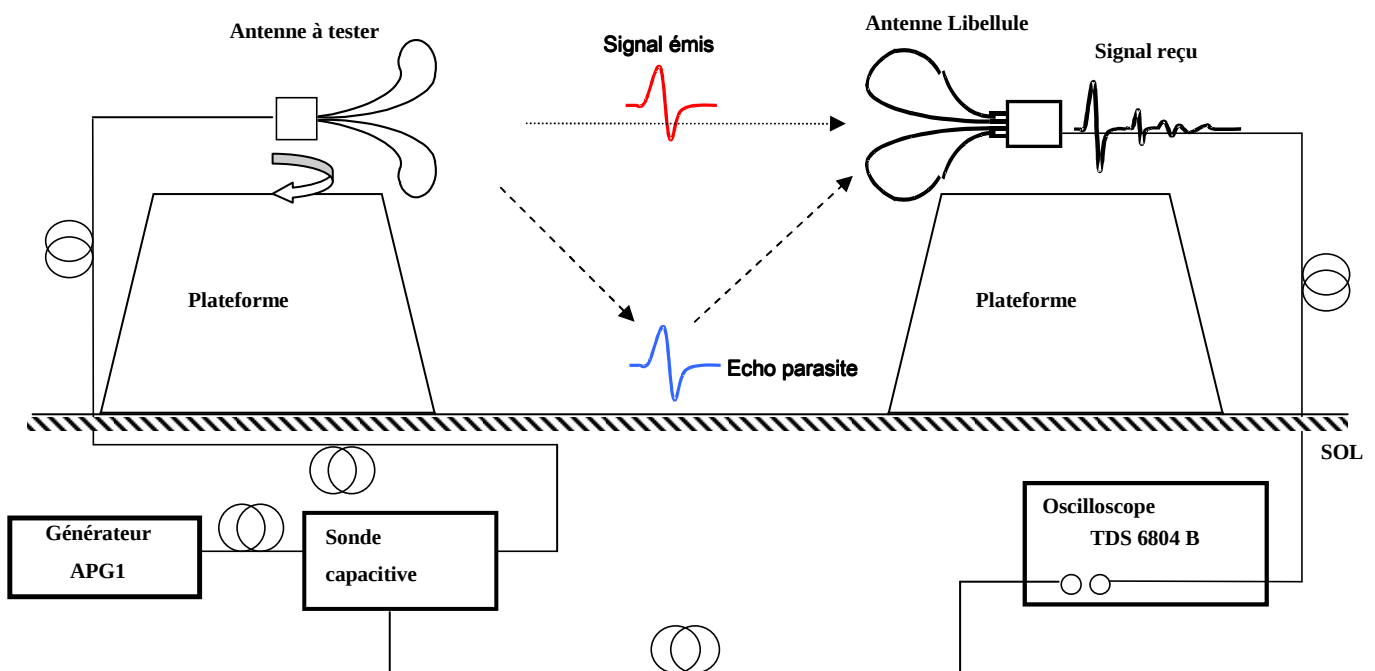


Figure 95 : Caractérisation transitoire d'une antenne

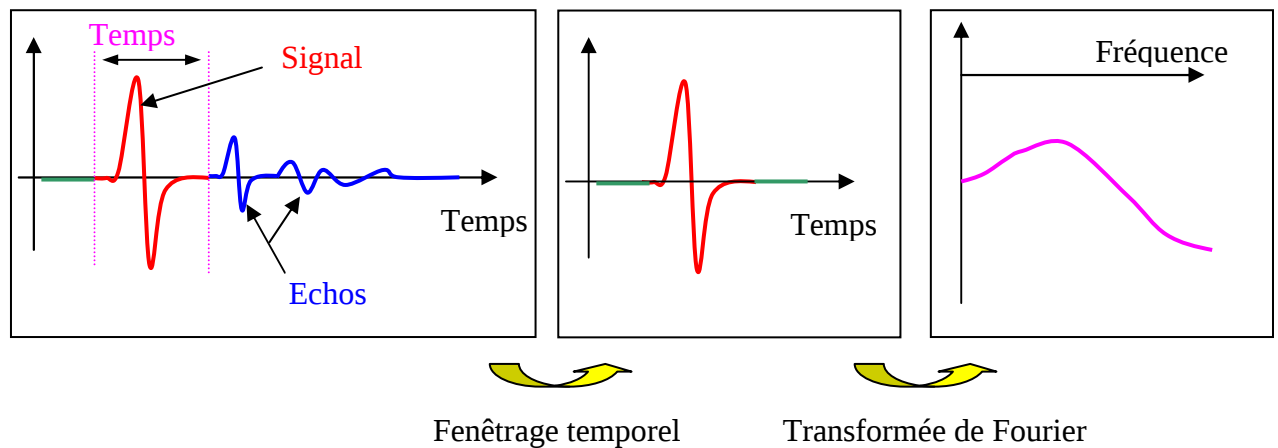


Figure 96 : Fenêtrage temporel

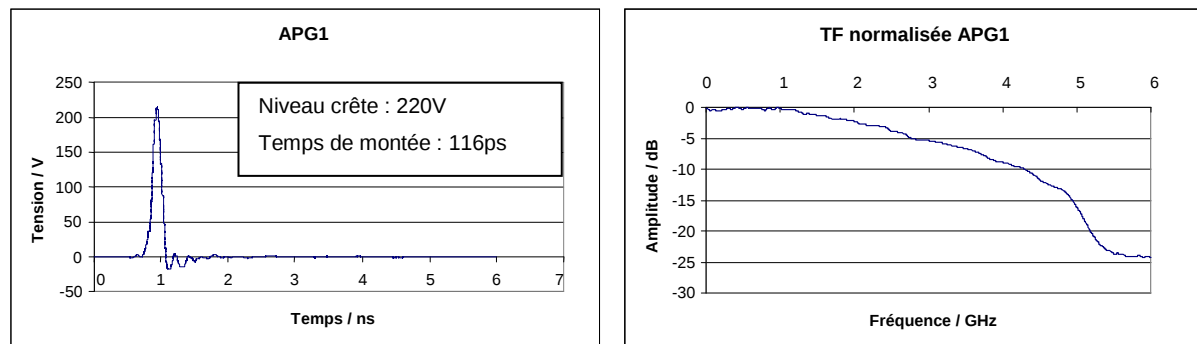


Figure 97 : Caractéristiques du générateur Kentech APG1

Le signal reçu est enregistré pour chaque position de l'antenne d'émission à caractériser. Le résultat fréquentiel est obtenu par l'intermédiaire d'une transformée de Fourier discrète.

Pour la mesure du gain des antennes, il est nécessaire de s'affranchir de la chaîne expérimentale et de ne conserver que la réponse des antennes. Pour cela il est possible de procéder avec une méthode comparable à celle utilisée pour caractériser les éléments de la chaîne d'acquisition présentée dans le paragraphe 5.4. Une première mesure est réalisée avec le couple d'antennes. Une seconde mesure est réalisée sans le couple d'antennes qui est remplacé par un jeu d'atténuateurs pour protéger l'oscilloscope. Les atténuateurs ont été caractérisés au préalable, leur fonction de transfert est donc connue. Il est ainsi possible de calculer la fonction de transfert correspondant au couple d'antennes. Le gain de l'antenne à caractériser $G_1(f)$ est ensuite extrait à l'aide de la formule suivante :

$$G_1(f) = \frac{V_R^2(f)}{V_E^2(f) \cdot G_{Ref}(f)} \cdot \left(\frac{4\pi \cdot R}{\lambda} \right)^2 \quad \text{Équation 21}$$

$G_1(f)$: Gain de l'antenne à caractériser.

$V_R(f)$: Tension de référence sans antenne (fonction de transfert des atténuateurs compensée)

$V_E(f)$: Tension reçue en présence des antennes

$G_{ref}(f)$: Gain de l'antenne de référence (Libellule)

R : distance entre antenne

- **Signal reçu dans l'axe.**

Il s'agit de la mesure du signal reçu lorsque l'axe de l'antenne d'émission à tester est en face de l'antenne de réception. La Figure 98 présente les tensions reçues au pied de l'antenne Libellule dans la configuration VV et dans la configuration croisée (VH). Le signal en configuration VV présente un front de montée de l'ordre de 170 ps, la largeur du pied de l'impulsion est de 3 ns. Une seconde impulsion, de plus faible amplitude, apparaît 7 ns après le pic principal. Celle-ci est due à l'écho de fin de ruban sur l'aérien. Le signal en configuration VH est très faible (< 2 %) par rapport à celui obtenu en configuration VV.

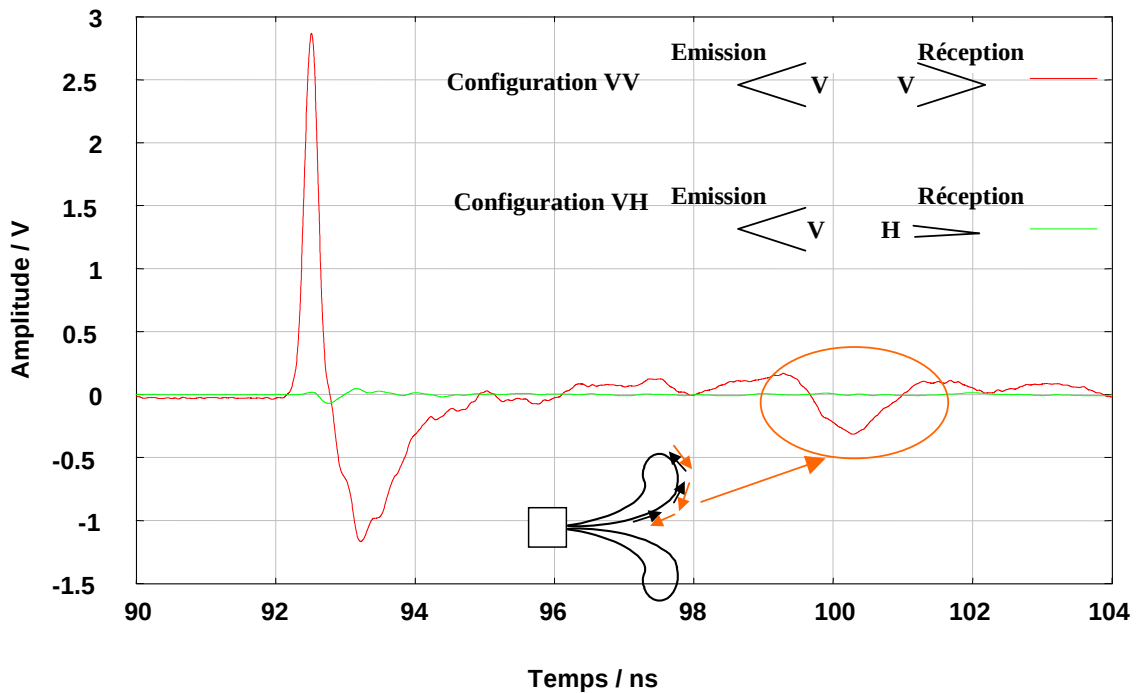


Figure 98 : Tension reçue au pied de l'antenne Libellule.

La Figure 99 représente la transformée de Fourier normalisée de la tension reçue en configuration VV. La bande passante à -10 dB est 200 MHz – 1.7 GHz. Celle-ci est étroitement liée au générateur utilisé. Pour conclure sur les performances de l'antenne, il faut normalisé ce signal par rapport au signal d'excitation de l'antenne, ce qui revient à calculer son gain.

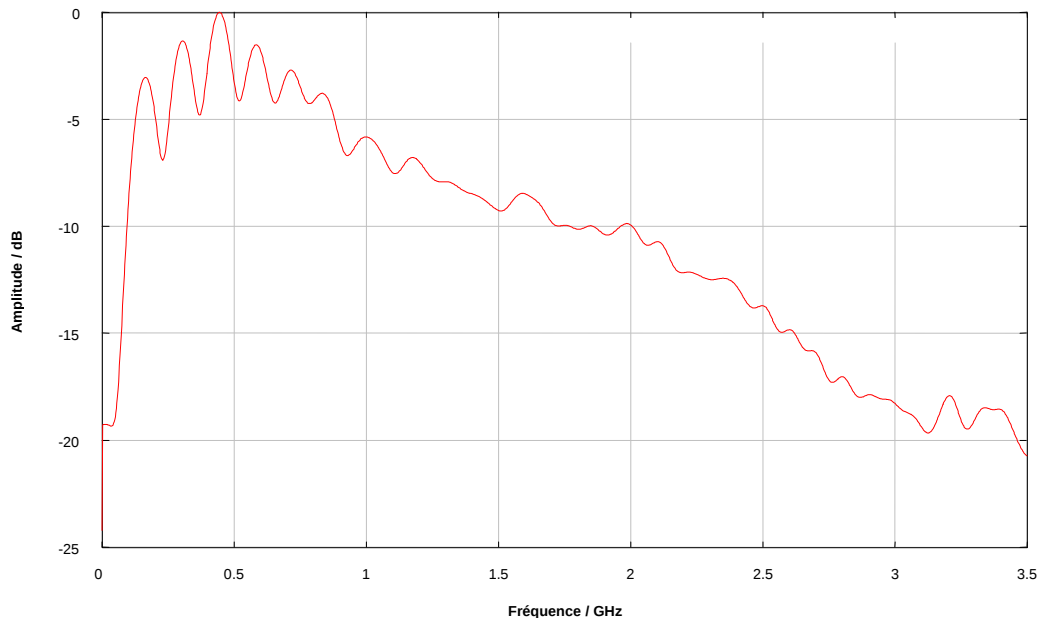


Figure 99 : TF normalisée en dB de la tension reçue au pied de l'antenne Libellule

- **Gain dans l'axe**

La Figure 100 présente le gain dans l'axe sur la bande de fréquence 300MHz et 3GHz.

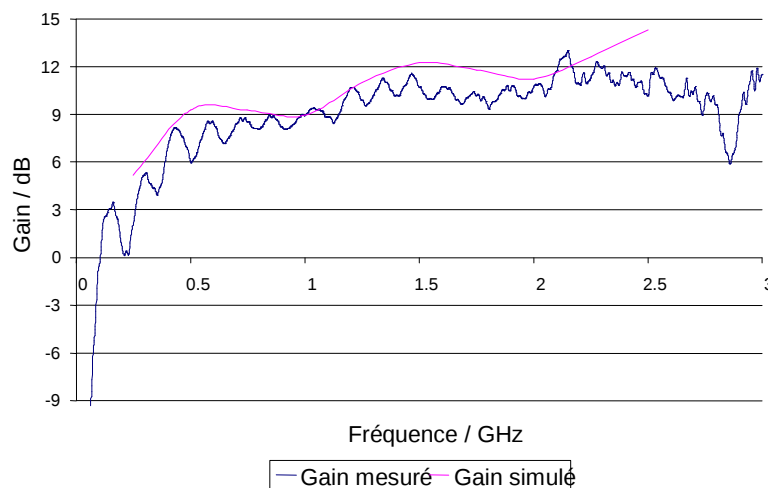


Figure 100 : Gain de l'antenne Valentine

La confrontation des résultats théoriques et expérimentaux s'avère satisfaisante même si le résultat théorique n'est calculé par simulation FDTD que sur quelques points. Le gain mesuré reste proche du gain théorique à 2 dB près. Le gain est d'environ 8 dB entre 400 MHz et 1 GHz et varie entre 10 et 12 dB sur la bande 1 GHz - 3 GHz.

- **Diagrammes de rayonnement**

Les diagrammes de rayonnement aux fréquences de 500 MHz, 1,5 GHz et 3 GHz sont présentés sur la Figure 101 pour le plan H et le plan E. Les diagrammes expérimentaux ont été déterminés par deux méthodes de mesure : à partir des mesures transitoires présentées précédemment et à partir de mesures harmoniques réalisées dans la chambre anéchoïque CHEOPS au CELAR. Les résultats expérimentaux sont relativement proches des simulations théoriques. Le problème de précision du pas angulaire utilisé sur le banc transitoire ne permet pas d'avoir une représentation rigoureuse en terme de pics et de creux des diagrammes pour les hautes fréquences. Malgré tout une approximation correcte de l'évolution du champ en fonction de l'angle est obtenue.

Les diagrammes de rayonnement expérimentaux sont représentés sous la forme de graphe d'intensité en niveaux de gris (Figure 102), sur la bande de fréquence 300 MHz - 3 GHz. Le niveau maximum de rayonnement (0 dB) est associé à la couleur noire et le niveau minimum (-15 dB choisi arbitrairement) est associé au blanc. L'antenne est plus directive dans le plan H et les diagrammes de rayonnement deviennent plus étroits avec l'augmentation en fréquence. Le rayonnement arrière est important sur la bande de fréquence 300 MHz - 750 MHz. Lorsque la fréquence devient supérieure à 1.5 GHz, la directivité est élevée et risque de poser des problèmes lors de la mise en réseau.

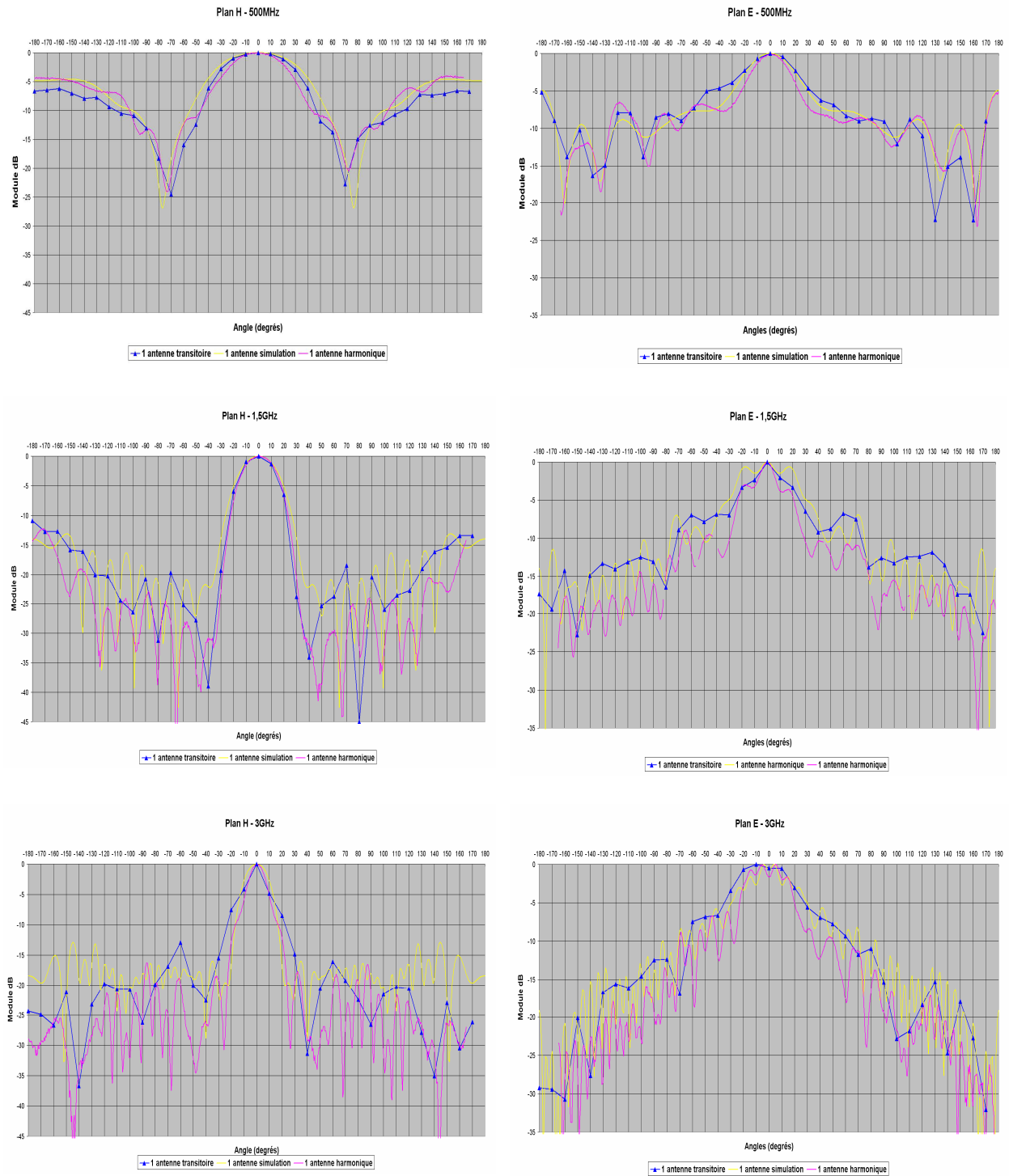


Figure 101 : Diagrammes de rayonnement dans les plans H et E

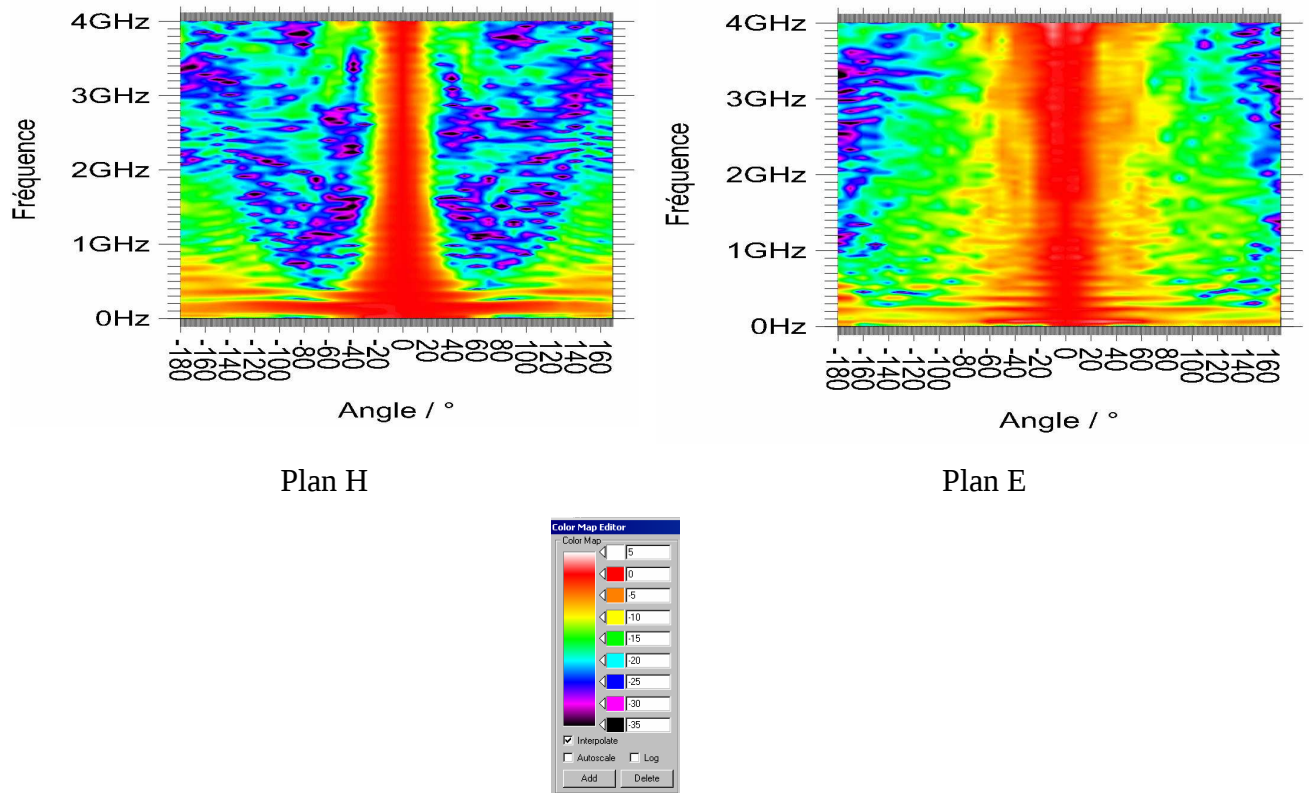


Figure 102 : Diagrammes de rayonnement

En conclusion, l'antenne Valentine est conforme aux attentes au niveau bande passante. Elle respecte le compromis gain-encombrement recherché. Les confrontations théorie-expérimentation sont entièrement satisfaisantes.

- **Tenue en tension des antennes**

Les antennes sont alimentées successivement par une impulsion d'amplitude de 1 kV, puis par une impulsion de 9 kV et enfin à nouveau alimentées par une impulsion de 1 kV. Le signal reçu par l'antenne Libellule positionnée en face de l'antenne à étudier est observé. Avec le réglage à 9 kV le signal est bien 9 fois plus élevé en amplitude qu'avec le réglage à 1 kV. Les signaux réglés à 1 kV avant et après le tir à 9 kV sont identiques, et aucune dégradation ou claquage n'est constaté. La tenue en tension est donc confirmée.

Un moyennage est réalisée sur 50 mesures. Plusieurs séries de mesures sont réalisées pour vérifier la tenue en tension dans le temps.

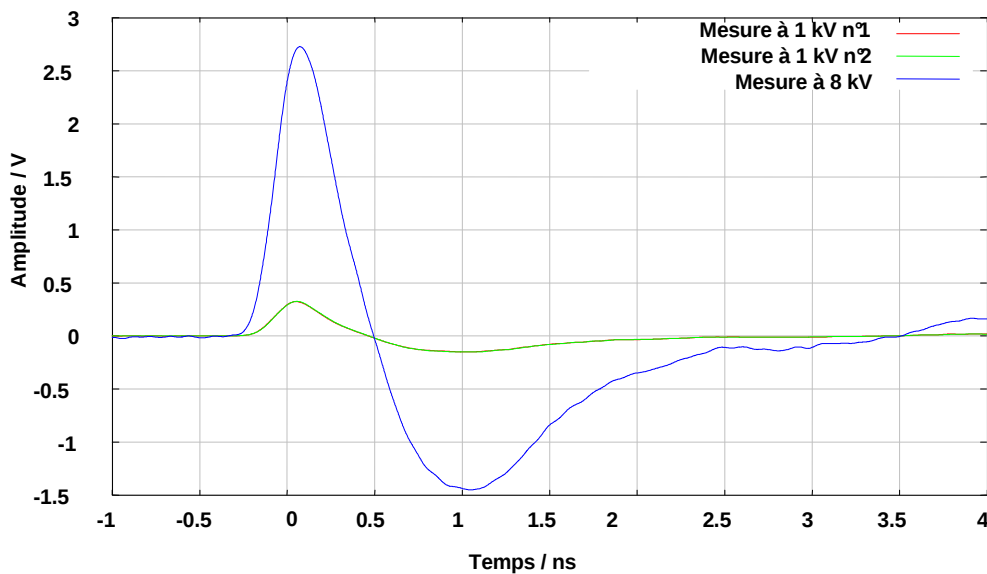


Figure 103 : Evolution de l'impulsion rayonnée en fonction de la tension crête

- **Comparaison des 4 antennes Valentines**

Les quatre Valentine réalisées ne sont pas rigoureusement identiques. Le temps de propagation à travers le couple balun - antenne considéré varie, ce qui induit une désynchronisation des signaux rayonnés à la sortie de l'antenne. Le montage ci-après (Figure 62), selon lequel sont placées tour à tour les différentes Valentine en émission, permet d'évaluer quantitativement le « retard » temporel engendré par chaque configuration balun-antenne ainsi que l'étalement temporel du signal émis.

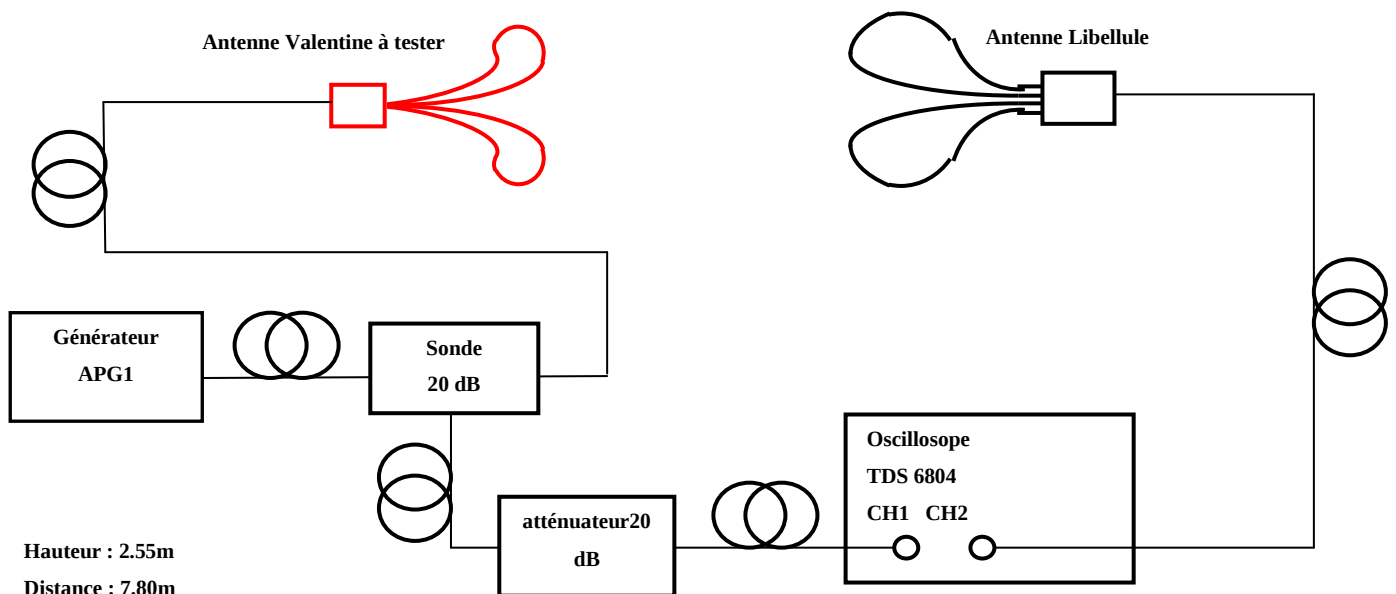


Figure 62 : Dispositif pour la synchronisation des antennes Valentine

La Figure 104 et le Tableau 11 permettent de comparer les différentes antennes Valentine. Les Valentine n°3 et n°4 sont quasiment identiques tant du point de vue de l'amplitude que du décalage temporel introduit. Par contre les deux autres Valentines imposent de compenser les retards temporels qu'elles induisent.

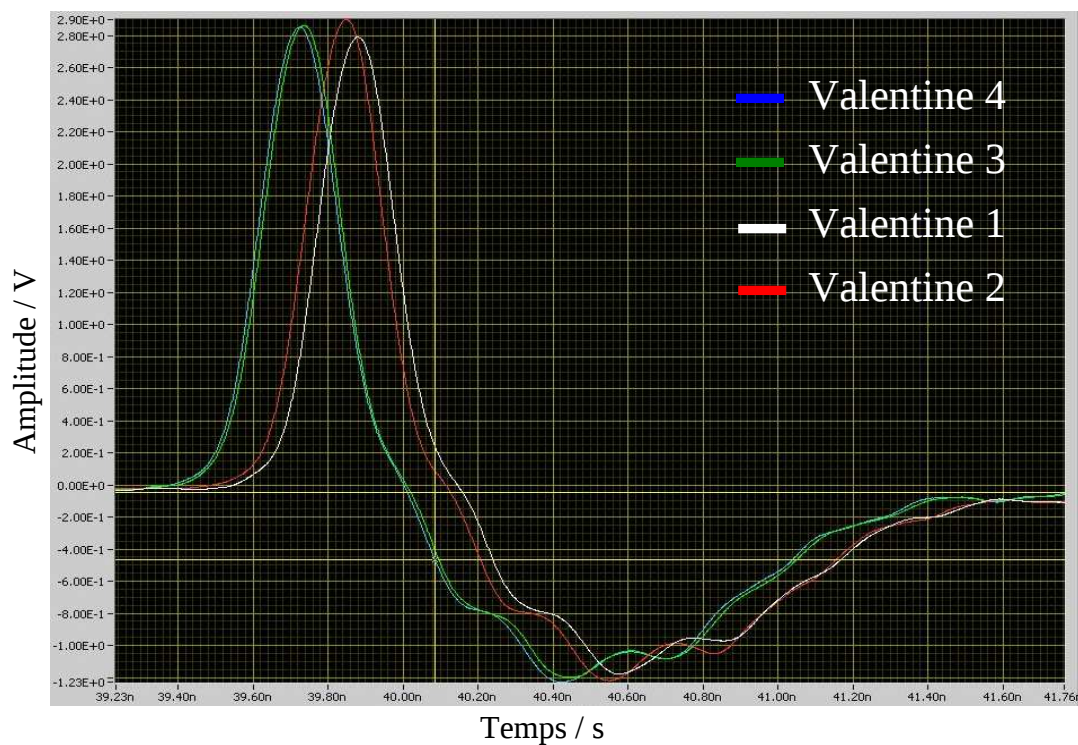


Figure 104 : Comparaison des signaux rayonnés par les quatre antennes Valentines

	Amplitude crête à crête	Retard	Retard / Valentine 4
Valentine 1	3.96 V	39.876 ns	151 ps
Valentine 2	4.12 V	39.844 ns	119 ps
Valentine 3	4.05 V	39.731 ns	6 ps
Valentine 4	4.08 V	39.725 ns	0

Tableau 11 : Comparaison des quatre antennes Valentine

3.4.4 Bilan

Les antennes valentines respectent bien les contraintes imposées par le démonstrateur RUGBI que ce soit en terme de bande, de rayonnement ou de tenue en tension. Pour des applications à plus long terme concernant des réseaux formés dans les 2 plans H et E et comportant un nombre important d'antennes, les Valentines sont trop encombrantes. De nouvelles solutions doivent donc être étudiées pour réduire de manière significative la taille de ces antennes quitte à perdre au niveau du gain de l'antenne élémentaire.

3.5 L'antenne de réception

En réception, l'antenne doit respecter les critères suivants :

- Large bande passante ; au moins 300MHz – 3GHz.
- Aptitude à capter des impulsions brèves sans les étaler.
- Avoir une impédance d'entrée de 50 Ω pour assurer la compatibilité avec la chaîne de mesure.
- Diagrammes de rayonnement symétriques dans les deux plans E et H. Directivité > 8 dB pour se focaliser sur la cible à détecter.
- Composante croisée du champ rayonné la plus faible possible.

Le choix s'est porté sur l'antenne Libellule qui a été développées lors du projet PULSAR [38] car elle répond à tous les critères évoqués ci-dessus (Tableau 10).

L'antenne Libellule est constituée de 4 pales métalliques évasées (Figure 105).



Figure 105 : Antenne Libellule

La société Europulse a assuré la réalisation de l'antenne Libellule et de son balun associé. Ses différentes caractéristiques mesurées lors du projet PULSAR sont rappelées ci-après.

- **Coefficient de réflexion**

Comme le montre la Figure 106, cette antenne est adaptée suivant la bande 200 MHz – 4 GHz.

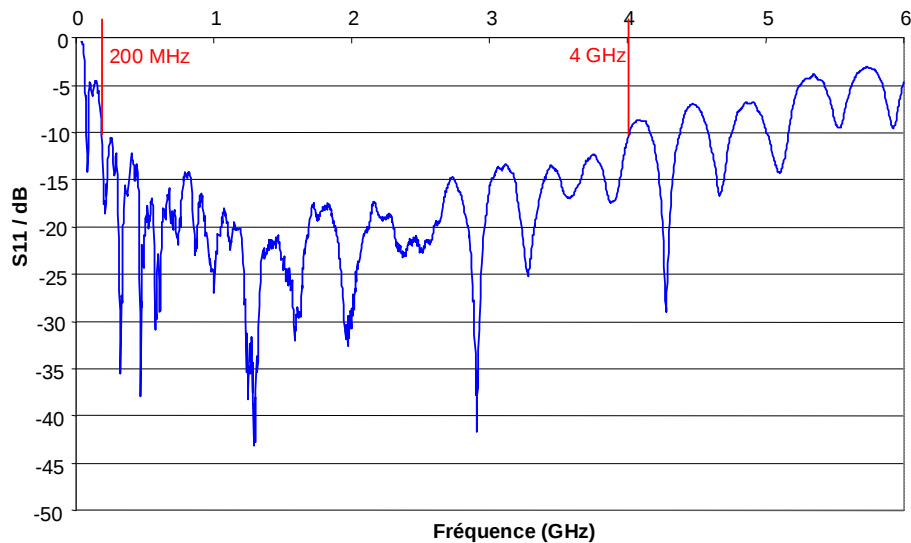


Figure 106 : Coefficient de réflexion

- **Gain dans l'axe**

Le gain de l'antenne Libellule est présenté Figure 107. Le gain moyen de l'antenne est compris entre 10 dB et 13 dB de 500 MHz à 3,5 GHz.

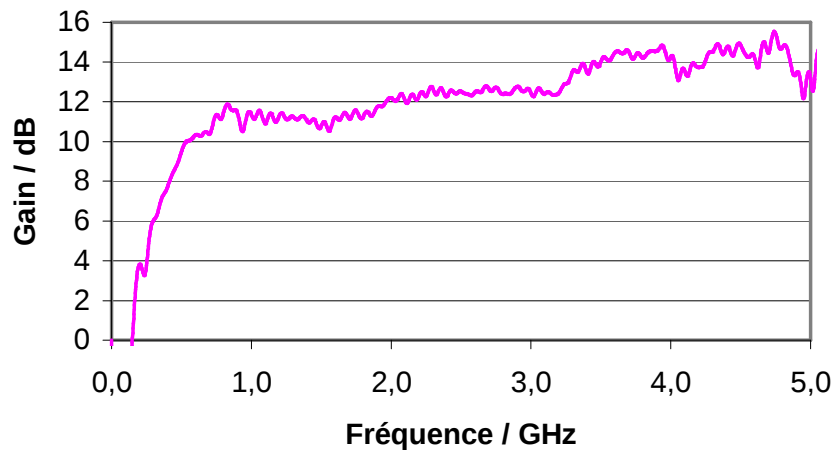


Figure 107 : Gain dans l'axe

- **Diagramme de rayonnement**

Les diagrammes de rayonnement aux fréquences de 500 MHz et 1GHz dans les plans H et E sont présentés sur la Figure 108. Les diagrammes expérimentaux ont été déterminés par l'intermédiaire de mesures transitoires comme dans le cas de l'antenne Valentine et par

une méthode harmonique réalisée dans une chambre anéchoïque au centre DGA/CELAR dans le cadre de PULSAR. Les diagrammes mesurés sont en accord avec ceux obtenus théoriquement par la méthode FDTD.

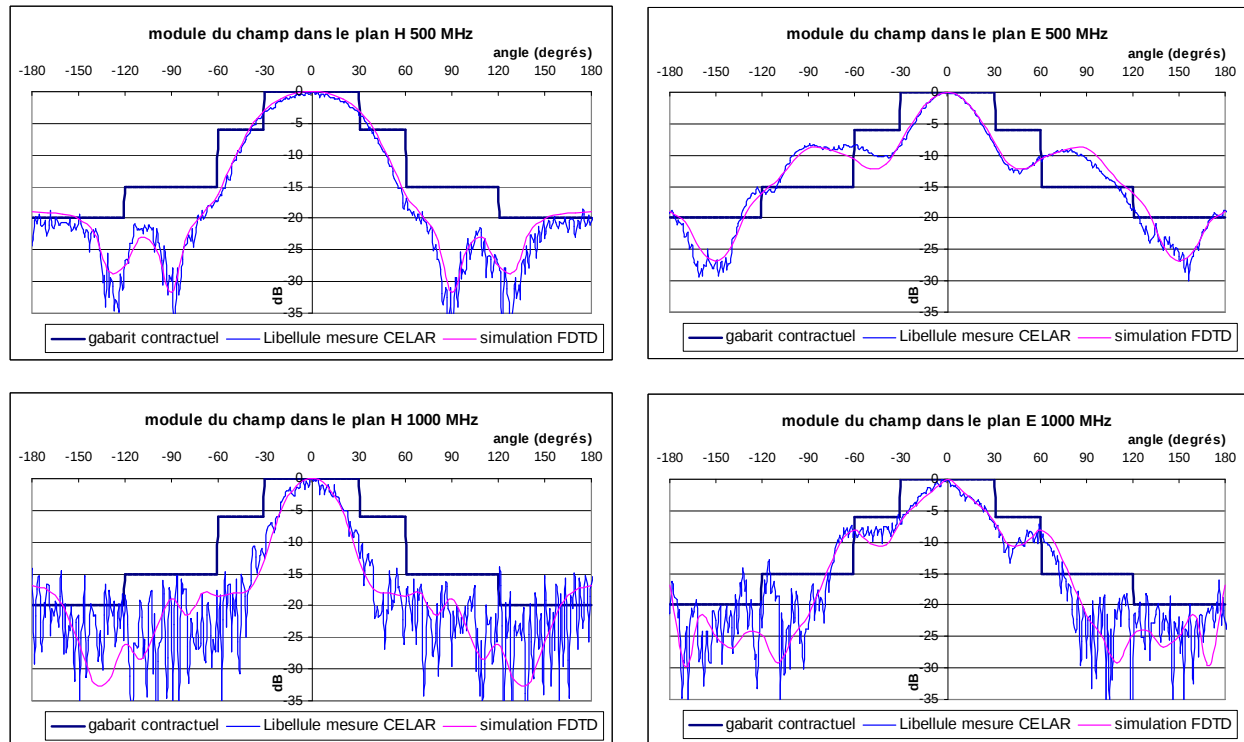


Figure 108 : Diagrammes de rayonnement

4 Acquisition

Plusieurs dispositifs sont susceptibles de réaliser l'acquisition de traces temporelles extrêmement brèves. Ceux que l'on trouve le plus facilement sont les échantillonneurs électroniques qui constituent le circuit de base des oscilloscopes. D'autres techniques d'échantillonnage comme les échantillonneurs optoélectroniques sont encore expérimentales.

L'échantillonneur pour le démonstrateur RUGBI doit être capable de :

- Réaliser l'acquisition d'impulsions ayant des fronts de montées de l'ordre de 100 ps. Sa vitesse d'échantillonnage doit être suffisamment rapide pour pouvoir mesurer de tels fronts.
- Avoir une bande passante la plus grande possible par rapport à celle du système RUGBI fixée à 300 MHz – 3 GHz. En effet, cet échantillonneur doit servir, en plus d'effectuer l'acquisition radar, à caractériser l'ensemble du système.

- Effectuer l'acquisition d'une impulsion d'une seule traite (une impulsion émise pour une acquisition). La mesure est ainsi réalisée rapidement ce qui évite d'éventuelles dérives dans le temps (par exemple : dérive liée aux changements de température du système). Le contexte se rapproche de celui d'un système opérationnel devant fournir une mesure rapide et être discret.

4.1 Les différents systèmes d'acquisition

4.1.1 Oscilloscopes numériques

L'acquisition de la réponse transitoire captée par l'antenne est ici réalisée à l'aide de convertisseurs analogique - numérique (CAN) [1]. Les contraintes principales d'un tel dispositif portent sur la fréquence d'échantillonnage maximale, la bande passante de l'appareil, et sur la résolution de la mesure (nombre de bits utilisés pour la quantification). De tels codeurs équipent actuellement la plupart des oscilloscopes numériques haut de gamme qui peuvent ainsi être utilisés comme récepteur numérique 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, en une passe unique avec une certaine fréquence d'échantillonnage. Ils permettent de travailler sur des signaux non répétitifs, ce qui peut parfois être nécessaire lors d'applications temps réel.

Les oscilloscopes séquentiels constituent la seconde catégorie. Ils sont plus efficaces en terme de bande passante et de quantification, mais nécessitent de disposer de signaux à acquérir répétitifs, pas forcément périodiques, mais parfaitement reproductibles. 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'acquisition, cette méthode permet une numérisation précise des signaux sur une grande bande passante (Figure 109).

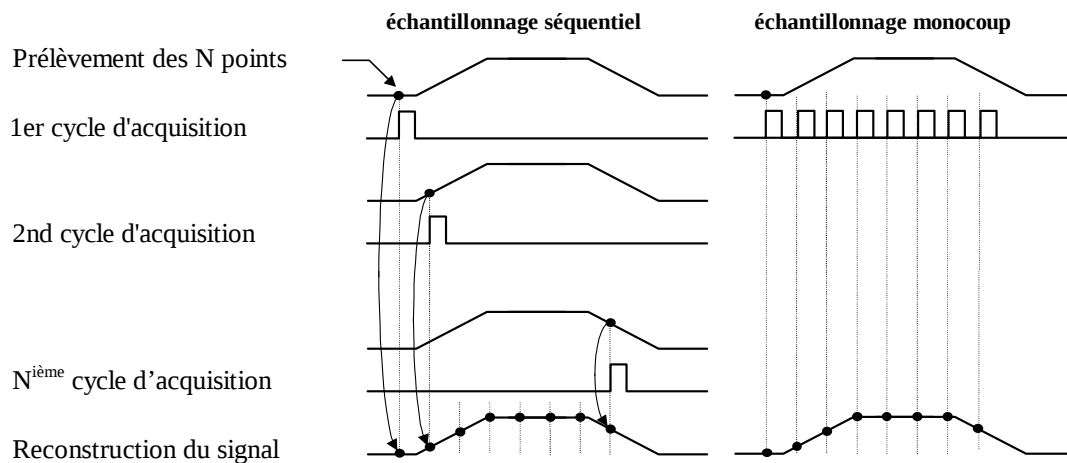


Figure 109 : Synoptique de fonctionnement des différents modes d'échantillonnage

Dans le cadre des applications de métrologie en chambre, les oscilloscopes séquentiels offrent les meilleures performances en terme de bande passante et de précision de quantification.

Dans certains cas de figure, ces derniers souffrent de plusieurs inconvénients :

- 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 sont nécessaires avec un système d'émission ayant une fréquence de répétition de 1 kHz. Un système radar se doit de réaliser une mesure rapidement. En effet, des dérives dans le temps des générateurs se produisent. La qualité de mesure est donc dégradée si elle est trop longue. De plus, le nombre important de signaux nécessaires compromet la discrétion du radar.
- L'oscilloscope séquentiel ne permet pas de voir les variations d'un signal et de tester sa reproductibilité.

En février 2006, les oscilloscopes en vente sur le marché présentent les performances suivantes :

- Pour les monocoups : La bande passante est de 15 GHz, le temps de montée de 20 ps, et la fréquence d'échantillonnage de 40 Géchantillons/s soit 25 ps entre 2 échantillons. Il est possible d'acquérir plus de 64 Mpoints. La gigue du trigger est inférieure à 1 ps. La quantification est réalisée sur 8 bits.
- Pour les séquentiels : La bande passante est de 70 GHz, la gigue de 200 fs, le temps de montée de 7 ps et la quantification sur 14 bits. Le pas équivalent d'échantillonnage est inférieur à 1 ps.

Chaque oscilloscope offre ses avantages et est choisi en fonction du type d'application. Pour les systèmes radars se déplaçant (par exemple de type SAR) ou devant détecter des cibles mobiles, l'oscilloscope monocoup est souvent le choix préférentiel. Pour des mesures de SER, le séquentiel est préféré pour sa dynamique.

4.1.2 Systèmes optoélectroniques

L'échantillonneur optoélectronique est un outil pour l'analyse monocoup d'impulsions brèves. Ce type de dispositif est constitué d'éléments photoconducteurs associés à une ligne micro ruban (Figure 110).

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 simultanément tous les photoconducteurs 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 est d'autant plus fidèle que la distance entre les lignes secondaires est faible et les points de mesure nombreux.

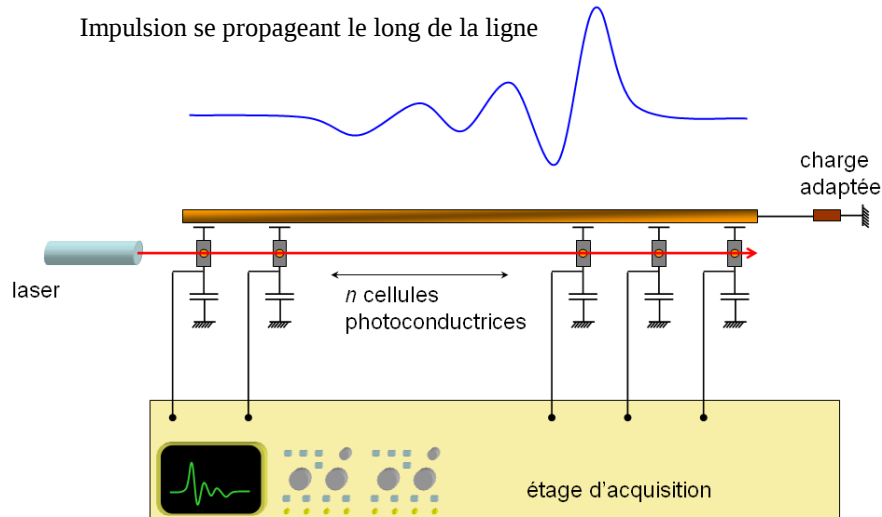


Figure 110 : Schéma de principe de l'optoéchantillonneur

Plusieurs problèmes sont à soulever : L'échantillonnage de signaux longs est très difficile à envisager de part 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 fort afin de

contourner ce problème semble peu envisageable de part la dégradation du signal induite. Ce type d'échantillonneur est encore au stade expérimental.

4.2 Choix de l'oscilloscope

Pour des raisons de compromis performance, simplicité et de coût, la solution adoptant un oscilloscope numérique monocoup a été retenue. Une étude a été conduite au sein du laboratoire XLIM [52] en collaboration avec l'équipe du centre DGA/CELAR pour choisir l'appareil ayant les meilleures caractéristiques. Les critères de choix sont :

- La largeur de bande. C'est en fait la fréquence maximale contenue dans le spectre d'un signal que peuvent traiter les amplificateurs d'entrée. Par conséquent, la largeur de bande analogique de l'oscilloscope doit être supérieure à la fréquence maximale que l'on souhaite mesurer. En 2004, les oscilloscopes monocoups présents sur le marché au moment de l'achat avait une bande passante de 6 – 7 GHz suffisante pour l'application RUGBI.
- Le Taux d'échantillonnage. Il est en général indiqué en méga échantillons par seconde (Méch/s) ou en giga échantillons par seconde (Géch/s). Selon la thèse de Shannon, le taux d'échantillonnage doit être équivalent à deux fois la fréquence maximale que l'on souhaite mesurer. Ce théorème peut s'appliquer pour un analyseur de spectre mais pas pour un oscilloscope où il doit être supérieur pour reconstituer la forme d'onde avec précision. Le taux minimum dépend du modèle d'oscilloscope et est lié à sa bande passante et au type de signal mesuré [52]. Les oscilloscopes disponibles avait une fréquence maximale de 20 Géch/s soit 50 ps entre 2 échantillons. Cela représente 3 échantillons pour représenter un front de montée de 100 ps.
- Les performances du CAN. Le rôle du Convertisseur Analogique/Numérique (CAN) est de procurer une représentation numérique correcte de l'amplitude instantanée du signal variable d'entrée à des instants d'échantillonnage précis. Les erreurs apparaissent en raison des échantillons pris à des mauvais instants ou parce que les codes de sortie ne sont pas la représentation correcte de l'amplitude du signal à l'instant d'échantillonnage. Pour un numériseur idéal, il peut résulter de la quantification, un niveau de bruit ou d'erreurs minimums. Cette erreur se chiffre à $\pm 1/2$ LSB (Less Significant Bit : le bit le moins significatif). C'est la limite de résolution ou incertitude, associée à la numérisation idéale. A ce seuil d'erreur élémentaire idéale, un numériseur temps réel ajoute des erreurs supplémentaires. Un taux d'erreur minimum est recherché.

- La résolution et la précision de l'oscilloscope. Les oscilloscopes numériques modernes sont optimisés de façon à fonctionner avec des signaux numériques rapides et n'offrent qu'une résolution de 8 bits (convertisseur analogique numérique de 8 bits) et peuvent ainsi détecter au mieux un changement de signal de 0,4%. Les performances du CAN se dégradent avec l'accroissement de la fréquence et donc la précision s'en trouve dégradée. Au lieu d'avoir une résolution sur 8 bits, le nombre de bits réellement disponibles appelés bits effectifs est inférieur. Une solution pour améliorer la dynamique consiste à placer en cascade plusieurs oscilloscopes. Cette solution n'est pas choisie pour des raisons de coût.
- La profondeur mémoire. C'est un élément essentiel à prendre en considération pour l'oscilloscope. Les oscilloscopes numériques enregistrent des échantillons saisis dans une mémoire tampon, donc, pour un taux d'échantillonnage donné, la taille de la mémoire tampon détermine la durée maximale de la saisie. Le rapport entre le taux d'échantillonnage et la capacité mémoire est important : un oscilloscope doté d'un taux d'échantillonnage élevé, mais d'une mémoire de faible capacité ne pourra utiliser son taux d'échantillonnage maximum que sur les quelques bases de temps les plus rapides. Pour la détection radar SAR, deux méthodes de mesures peuvent être employées :
 - La première consiste à acquérir l'impulsion à mesurer et ensuite à la transférer vers un support informatique, et cela pour chaque nouvelle position du radar. Ce procédé nécessite des vitesses de transfert importantes.
 - La seconde méthode consiste à acquérir successivement toutes les impulsions à mesurer pour un grand nombre de positions du radar avant de les transférer, puis de les traiter. Dans ce cas, il faut que l'oscilloscope ait une longueur d'enregistrement suffisante pour enregistrer toutes ces données. Dans cette deuxième configuration de mesure, il faut prendre en compte le pas d'échantillonnage temporel et le nombre de positions radar à stocker pour déterminer la profondeur mémoire nécessaire.

Dans le cas du démonstrateur, même si la vitesse de mesure n'est pas un facteur aussi primordial que dans le contexte opérationnel, un échantillonneur pouvant utiliser ces deux modes de fonctionnement est souhaité.

- Le traitement du signal intégré. Il est souvent indispensable d'avoir recours à des traitements numériques des signaux. Il est donc souvent utile d'avoir un module de traitement intégré à l'oscilloscope.

Une comparaison des performances des oscilloscopes de plusieurs marques (Lecroy, Tektronix, Agilent) a été effectuée ainsi que différents essais [53].

L'infiniium 54855A d'Agilent ne possède pas l'option d'acquisition en mémoire segmentée qui permet de faire l'acquisition de chaque mesure radar sans faire de transfert de données entre chacune d'elles. C'est la principale raison pour laquelle cet oscilloscope a été écarté du choix définitif.

Au final, des tests comparatifs ont été conduits sur deux oscilloscopes temps réel : le WaveMaster 8600 de Lecroy et le TDS 7704B de Tektronix. Dans le cadre du contrat RUGBI (DGA / XLIM), le CELAR a un rôle d'expertise des travaux de l'IRCOM et a participé à l'évaluation de ces deux oscilloscopes [53].

Le bilan de la comparaison entre les deux appareils est décrit dans le Tableau 12.

	LECROY	TEKTRO
Bande passante		
Nombre de voies à 20Gé/s		
Bruit		
Facilité du déclenchement sur niveau		
Nombre de points mémorisés en monocoup comparés à la demande		
Pas de quantification en temps et en amplitude comparés aux valeurs théoriques		
Facilité de l'analyse fréquentielle		
Facilité des réglages face avant		
Connectique		
Maturité du produit		
Support technique		

Tableau 12 : Comparaison des deux oscilloscopes le WaveMaster 8600 et le TDS 7704B

4.3 L'oscilloscope TDS 6804 B

Le choix s'est finalement porté vers le Tektronix TDS 6804 B (Figure 111) car cet oscilloscope est celui qui répond le mieux aux besoins du démonstrateur.

Ses principales caractéristiques sont données dans le Tableau 13.



Figure 111 : Oscilloscope TDS 6804B

Nombre de voies	4
Bande passante	7 GHz et 8 GHz avec DSP
Temps de montée	62 ps
Impédance d'entrée	50 Ohms
Sensibilité	10 mV/div à 1 V/div sur 10 divisions
Résolution verticale	8 Bits (>11 Bits avec moyennage)
Tension max acceptée	5 V RMS
Fréquence max d'échantillonnage	20 Géc/s sur les 4 voies
Base de temps	25 ps/div à 40 s/div
Jitter du trigger	1,5 ps RMS
Longueur d'enregistrement	4 Mpoints sur une voie

Tableau 13 : Caractéristiques du TDS 6804B

Cet oscilloscope peut fonctionner suivant différents modes de fonctionnement :

- Le mode RT (Real Time) qui donne un signal comportant uniquement les points mesurés par l'oscilloscope à la fréquence d'échantillonnage. Le pas temporel sera donc de 50 ps à la fréquence max d'échantillonnage de 20 Géc/s.
- Le mode IT (Interpolated Time) ajoute des points interpolés entre les points mesurés. Il peut s'agir d'une interpolation linéaire ou $\sin(x)/x$. Le pas temporel peut donc descendre artificiellement à 500 fs.

- Le mode ET (Equivalent Time) est un mode pseudo séquentiel. Plusieurs mesures sont effectuées et sont ensuite entrelacées par traitement DSP. Le pas temporel obtenu peut également descendre artificiellement à 500 fs.

Le mode ET n'est pas utilisé pour RUGBI car la source laser fonctionnant à 20 Hz, le temps de mesure est trop long. Les modes RT et IT sont tous deux appliqués. Le mode RT permet d'observer les points mesurés vrais seuls. Le mode IT offre un meilleur rendu des courbes grâce à l'interpolation. Ce mode est celui qui est le plus souvent employé.

A ces modes s'ajoutent différentes options comme :

- Le moyennage sur plusieurs mesures. Il sera employé régulièrement pour améliorer les mesures à cause des problèmes de reproductibilité de la source laser.
- Le mode enveloppe qui calcule les minimums et les maximums du signal sur plusieurs mesures.
- Le mode segmenté permet d'enregistrer en une seule mesure toutes les impulsions générées et le moment où elles sont émises sans acquérir ce qui se passe entre elles.

Plusieurs modes de Trigger sont disponibles mais seul le déclenchement sur niveau sera utilisé dans les expérimentations de RUGBI.

Cet oscilloscope est également doté d'un module de traitement du signal qui permet de réaliser toutes sortes de mesures sur les signaux, des calculs mathématiques sur les différentes voies et des calculs dans le domaine fréquentiel (module FFT).

Enfin le PC incorporé au système permet de récupérer et de stocker les données rapidement et offre de nouvelles possibilités comme le pilotage de l'oscilloscope par différents logiciels (exemple : Labview), ou à distance par l'intermédiaire d'un réseau ou encore de traiter les données sur place. L'oscilloscope est également pilotable par une liaison GPIB externe.

4.4 Bilan

Cet oscilloscope offre des performances acceptables et son utilisation est très conviviale grâce à l'interface utilisateur de type Windows. En revanche c'est un outil qui comme la plupart des oscilloscopes actuels a été développé pour les télécommunications. La bande passante et la profondeur mémoire sont privilégiées par rapport à la dynamique. Les 8 bits de dynamique sont pénalisants lorsque de faibles échos provenant des cibles sont mesurés au milieu du couplage. Le taux d'échantillonnage de 20 Géc/s est un peu limité pour mesurer des temps de montée de 100 ps avec précision ou réaliser la synchronisation entre deux

impulsions. Les constructeurs d'oscilloscopes doivent donc améliorer ces systèmes pour que l'ULB impulsionnel puisse s'étendre vers des bandes de fréquence plus larges et plus hautes comme c'est le cas pour les communications. Les oscilloscopes sortis en 2006 avec 40 Géch/s et 14 GHz de bande analogique seraient plus adaptés pour le démonstrateur RUGBI même si le nombre de 8 bits de quantification n'a toujours pas augmenté.

5 Eléments passifs (câbles, atténuateurs,...)

Les éléments passifs sont les câbles, atténuateurs, sondes, connecteurs,... Ces éléments doivent avoir une très large bande passante correspondante à celle du système d'acquisition soit au minimum 0 – 7 GHz, ne pas disperser les impulsions et supporter les hautes tensions appliquées (10 kV). Les câbles doivent également résister aux contraintes mécaniques (montage sur des plates-formes, rotation du plateau tournant, passage de portes,...). Voici le matériel sélectionné correspondant à nos besoins :

5.1 Sonde capacitive.

La sonde capacitive conçue par la société Europulse a pour but de prélever une petite partie d'un signal incident, la majorité du signal est quant à elle disponible en sortie. Le signal prélevé est atténué de 53 dB par rapport au signal incident. On place cette sonde en général en sortie d'un générateur pour avoir une image du signal d'émission. Ce signal permet également de synchroniser l'acquisition des signaux de réception systématiquement vis à vis de l'impulsion issue du générateur.

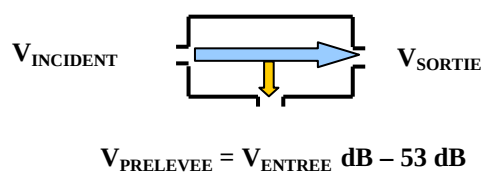


Figure 112 : Sonde Europulse

5.2 Atténuateurs

Deux types d'atténuateurs sont utilisés. Les atténuateurs de marque PSPL dont la bande passante est 0 – 18 GHz, soit des temps de montée acceptés de 8 ps et une tension maximale acceptable de 250 V. Ils sont montés sur de la connectique SMA. Les atténuateurs

de marque BARTH sont quant à eux conçus pour supporter les hautes tensions. Leur réponse est moins linéaire que celle des PSPL mais ils peuvent tenir des tensions de 15 kV. Leur temps de montée est de 10 ps et leur bande passante 0-10 GHz. Ils sont montés en connectique N. Les PSPL sont un peu fragiles mécaniquement à cause de leur connectique SMA. Il est préférable de privilégier la connectique N pour des applications outdoor telles que les nôtres.

5.3 Les câbles

Il s'agit de câbles de marque ATEM renforcés au niveau mécanique. Leur bande passante est 0-18 GHz. Leur atténuation est environ de 0.2 dB/m. La vitesse de propagation dans le câble est de 82 % de la vitesse de la lumière. Leur dispersion est très faible. Leurs longueurs vont de 1 m à 15 m. Ces câbles ont montré à l'usage une robustesse très appréciable.

5.4 Caractérisation transitoire des éléments de la chaîne expérimentale

Il est souvent nécessaire de caractériser les différents éléments de la chaîne expérimentale et de connaître leur fonction de transfert pour, par exemple, pouvoir à partir de la tension reçue par l'oscilloscope retrouver la tension au pied d'antenne sans avoir l'effet des câbles et atténuateurs utilisés. Pour cela, il est possible d'utiliser un analyseur vectoriel mais celui présent au laboratoire coupe en dessous de 10 MHz. Les composantes continues sont alors perdues ce qui est ennuyeux lorsque l'on travaille sur des impulsions gaussiennes. Une méthode transitoire permet d'obtenir très rapidement et sur toute la bande de fréquence la réponse d'un élément à caractériser. Il est nécessaire que la caractérisation de ces éléments soit réalisée sur une bande de fréquence suffisamment grande pour pouvoir ensuite être utilisée pour les calculs concernant l'application RUGBI d'où l'utilisation d'un générateur Kentech APG1 ayant une bande de fréquence supérieure à celle de la source optoélectronique. Ce générateur offre une bande supérieure à -10 dB à 4 GHz (Figure 97).

En réception, l'oscilloscope TDS 6804 B est utilisé. Successivement, deux mesures sont effectuées à l'aide du générateur Kentech APG1 et de l'oscilloscope monocoup TDS 6804 B. La première mesure est une mesure de référence sans l'élément à caractériser (Figure 113). La seconde est réalisée avec l'élément (Figure 114). La synchronisation grâce à une sonde permet d'obtenir la phase correcte.

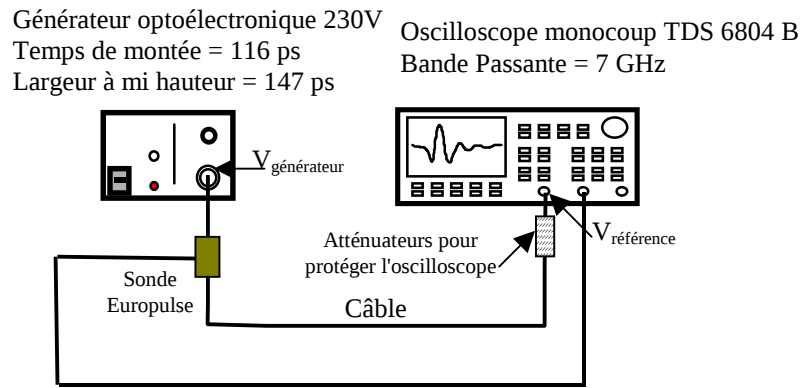


Figure 113 : Schéma expérimental permettant la mesure de $V_{référence}$

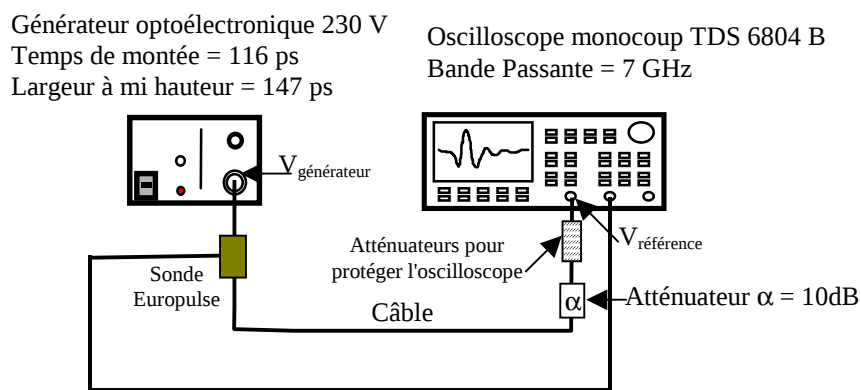


Figure 114 : Schéma expérimental permettant la mesure de $V_{atténuateur}$

La Figure 115 et la Figure 116 comparent la tension de référence et la tension mesurée pour un atténuateur de 10 dB.

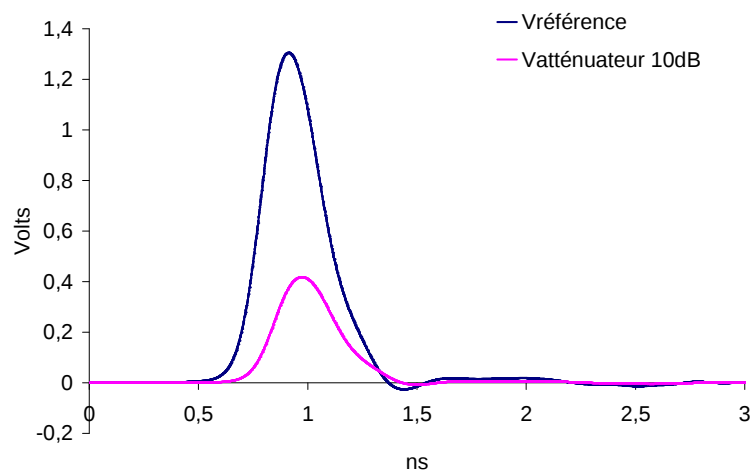


Figure 115 : Tension de référence et tension avec l'atténuateur

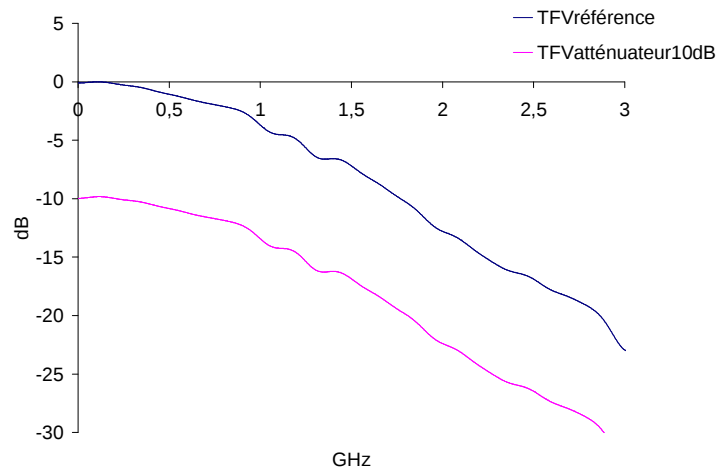


Figure 116 : Modules de la Transformée de Fourier de la tension de référence et de la tension avec l'atténuateur

La fonction de transfert est ensuite calculée comme décrit dans l'organigramme suivant :

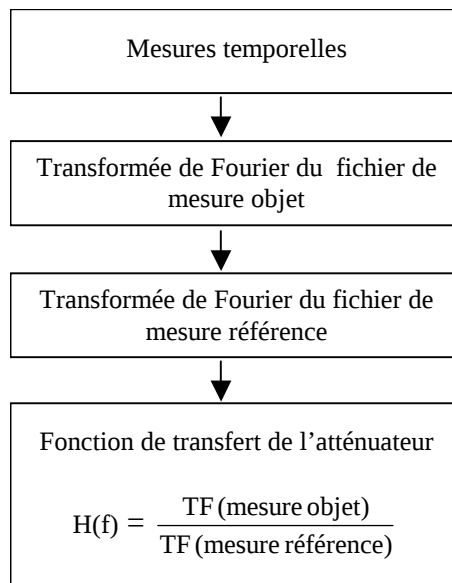


Figure 117 : Calcul de la fonction de transfert

Le module de la fonction de transfert obtenue est comparé sur la Figure 118 avec celui mesuré par un analyseur de réseau. Les résultats sont très proches. L'analyseur de réseau est limité à 10 MHz en fréquence basse et nécessite un calibrage préalable. De plus son pas fréquentiel est figé. La technique de caractérisation transitoire élimine ces différents inconvénients et offre en plus une caractérisation instantanée sur toute la bande de fréquence.

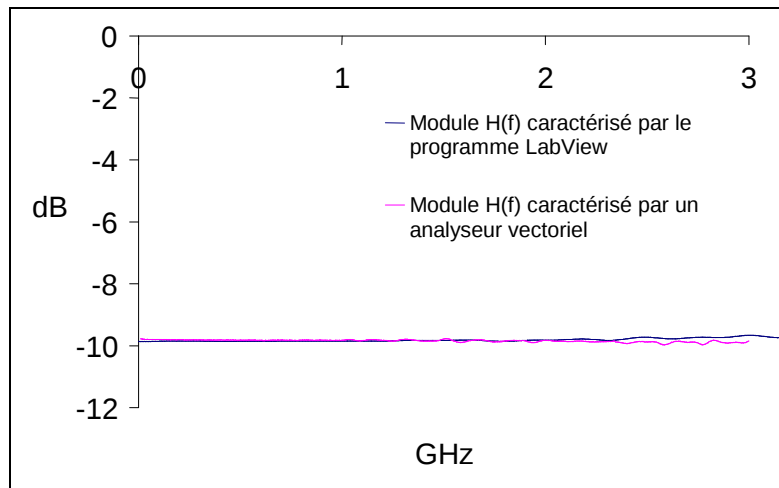


Figure 118 : Comparaison des modules mesurés à l'analyseur et par la méthode de mesure transitoire

Dans cet exemple la fonction de transfert a été calculée entre 0 et 3 GHz. Dans le cadre de l'application RUGBI les différentes fonctions de transferts des éléments sont calculées jusqu'à 6 GHz. Au-delà, des oscillations apparaissent car l'énergie générée par le générateur et la dynamique de mesure sont insuffisantes.

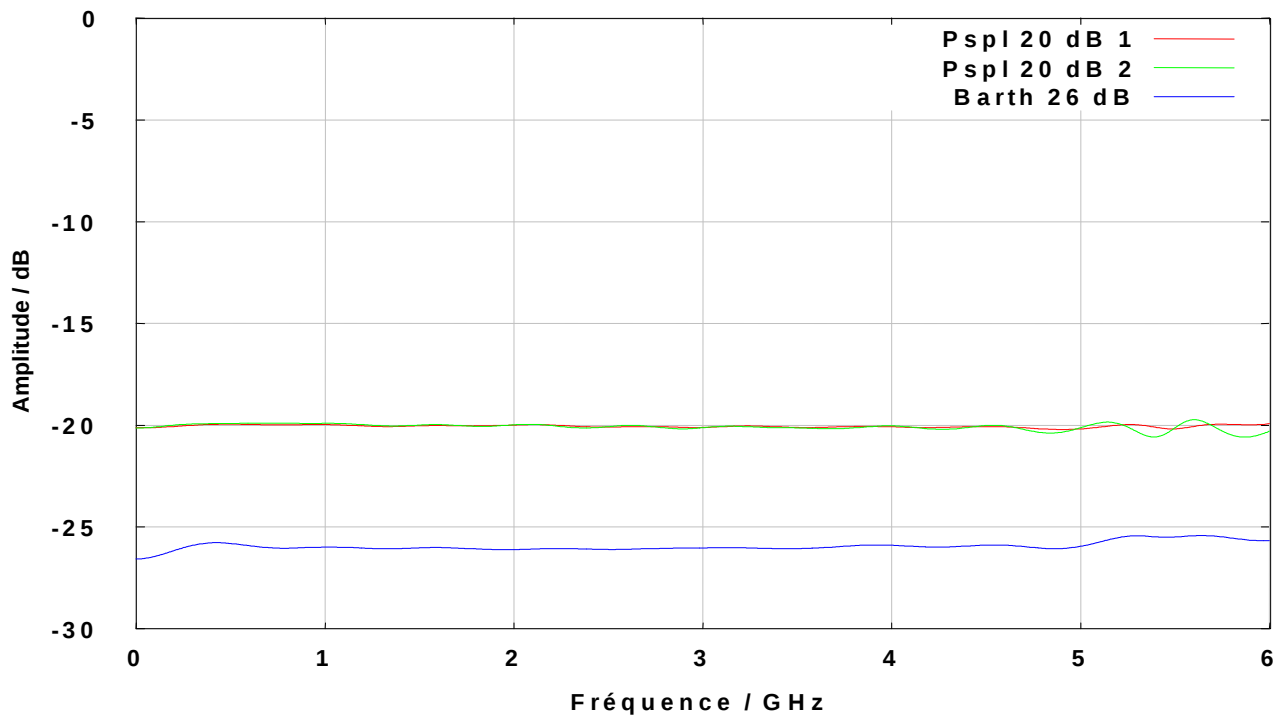


Figure 119 : Exemple de fonctions de transfert de 3 atténuateurs

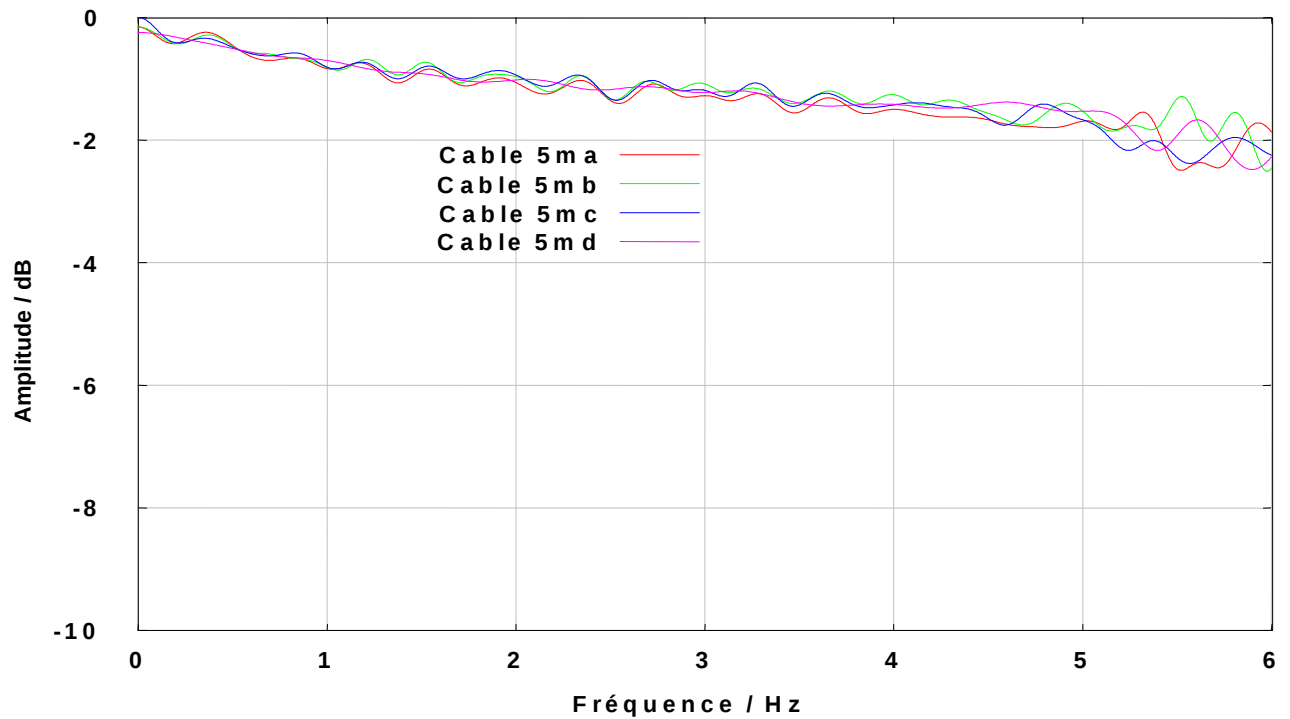


Figure 120 : Exemple de fonctions de transfert de 4 câbles

Les Figure 119 et Figure 120 présentent des exemples de fonctions de transfert pour différents éléments. La réponse des atténuateurs est pratiquement plate dans la bande 0 – 6 GHz. Un simple facteur multiplicatif serait suffisant pour compenser leur effet. Les câbles ATEM utilisés ont des pertes assez faibles (1.5 dB sur 5 m ce qui correspond aux 0.2 dB/m annoncés).

Une fois ces mesures effectuées, il est possible de compenser l'effet de ces éléments dans la chaîne de mesure en procédant comme sur l'exemple de la Figure 121.

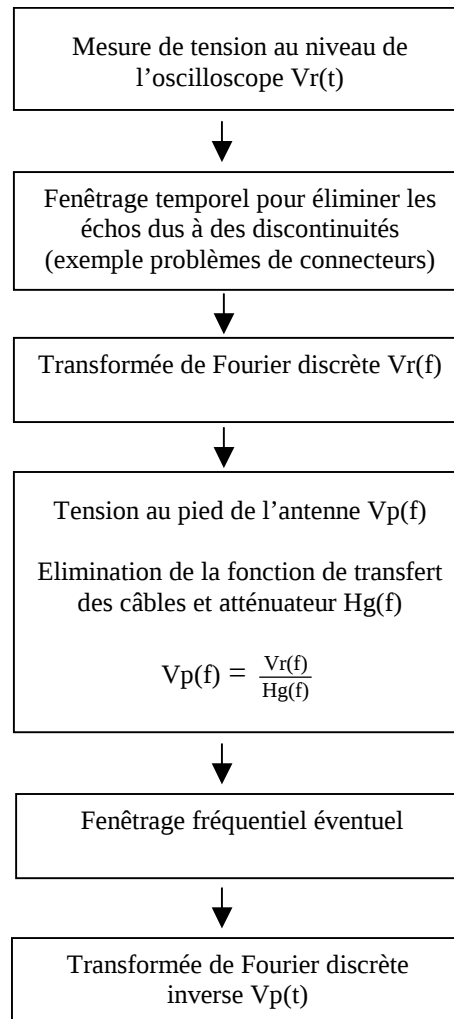


Figure 121 : Procédure pour éliminer l'effet de la chaîne de mesure et obtenir la tension au pied de l'antenne de réception.

6 Conclusion

Le choix des différents composants constituant le système RUGBI et leur caractérisation ont été présentés dans ce chapitre. Les différents composants choisis respectent bien le cahier des charges imposé par le démonstrateur RUGBI.

Au niveau des générateurs, la durée de vie du composant a été privilégiée par rapport à l'amplitude de l'impulsion générée limitée à 8.5 kV à cause de l'isolant utilisé trop fragile. Le temps de montée est de 130 ps et la largeur de 2 ns. La précision de synchronisation est de 5 ps mais elle est ici limitée par la précision du réglage manuel des lignes à retard et par la précision des appareils de mesure. Les fibres optiques utilisées ici sont également en limite de travail. Il faut faire attention aux réglages pour éviter un claquage. Le niveau de déclenchement de l'oscilloscope doit également être suffisant pour ne pas prendre en compte

les 3 % d'impulsions mal générées. Des problèmes de reproductibilité (10 %) au niveau des variations de l'amplitude de l'impulsion ont été constatés. Un moyennage doit être utilisé par la suite pour améliorer les résultats.

Les antennes Valentine respectent bien les contraintes imposées par le démonstrateur RUGBI que ce soit en terme de bande, de rayonnement ou de tenue en tension. Leur lobe dans le plan H devient assez étroit lorsqu'on monte en fréquence. Nous verrons dans le chapitre suivant si cela a une importance sur le fonctionnement en réseau.

L'oscilloscope offre des performances acceptables mais ses limites sont vite atteintes à cause de ses 8 bits de dynamique et de son taux d'échantillonnage de 20 Géch/s, un peu faible au regard des temps de montées utilisés dans cette application.

Les composants passifs utilisés correspondent parfaitement à cette application.

Chapitre 3 : Le Démonstrateur radar RUGBI

1 Objectifs et synoptique du démonstrateur

Les objectifs du démonstrateur RUGBI sont multiples. Il doit s'avérer apte à :

- Cumuler l'énergie de plusieurs sources ULB impulsionnelles et ainsi augmenter la portée des radars fonctionnant sur ce principe.
- Obtenir un lobe de rayonnement très étroit offrant une précision suffisante pour faire de la détection radar par balayage.
- Réaliser du dépointage électronique à l'aide d'un réseau ULB fonctionnant en régime impulsionnel permettant de scanner une zone.
- Générer une impulsion de type monocycle dont la bande de fréquence est adaptée à la bande passante de l'antenne, ce qui permet notamment de réduire le couplage entre les antennes d'émission et de réception.

Ce démonstrateur associe un système d'émission et un système de réception. La position de ces deux éléments évolue en fonction de l'application visée.

Pour une application radar (détection, imagerie SAR, mesure de SER,...), ces deux systèmes sont placés côte à côte (Figure 122) et en regard d'une cible.

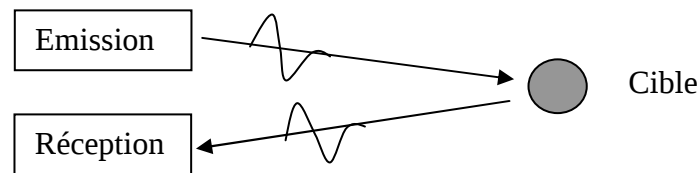


Figure 122 : Configuration de mesure radar

Pour une application de mesure en transmission (exemple : caractérisation d'antenne), le système de réception est placé face au système d'émission (Figure 123).



Figure 123 : Configuration de mesure en transmission

Le système d'émission (Figure 124) comporte 4 antennes Valentines mises en réseau. A chaque antenne est associée une source optoélectronique (photocommutateur). Tous ces photocommutateurs sont commandés par un laser et sont alimentés par une source haute tension (**Chapitre 2 :2.7**).

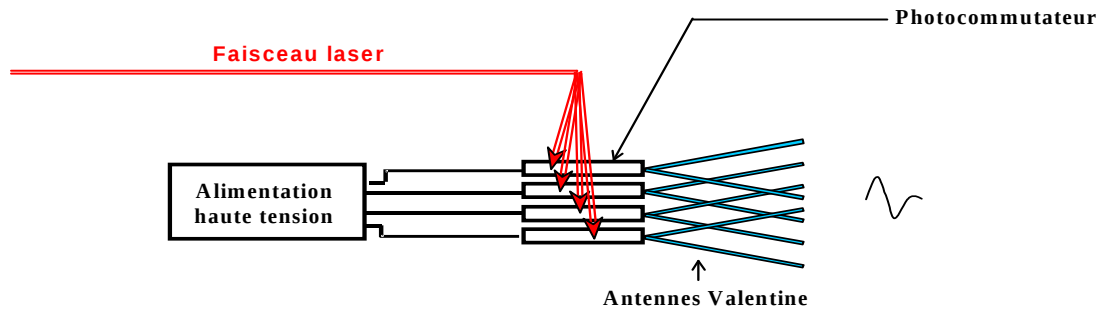


Figure 124 : Système d'émission

Le système de réception, quant à lui, comprend une seule antenne de type Libellule reliée à un oscilloscope qui peut être monocoup ou séquentiel en fonction de l'application choisie.

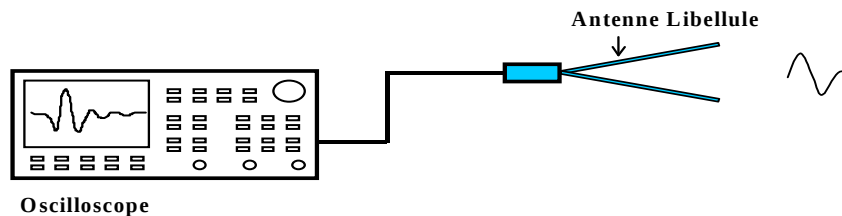


Figure 125 : Système de réception

2 Etude du local de mesure

Le système de commande optique est au stade expérimental. Il est soumis à des contraintes (fragilité, alimentation triphasée du laser, refroidissement par eau, déplacement impossible de la table optique) qui imposent au démonstrateur d'être placé à l'intérieur d'un bâtiment.

Le local utilisé doit être analysé pour connaître l'environnement de travail et savoir si les essais à réaliser y sont envisageables.

La première partie de ce chapitre est consacrée à l'analyse du comportement électromagnétique du local vis-à-vis des expérimentations probatoires du démonstrateur. La zone de champ lointain, le positionnement du système pour s'affranchir de l'effet des obstacles (murs, tables,...), et le bruit ambiant sont étudiés.

2.1 Détermination de la condition de champ lointain

Il est important de déterminer la position de la zone de champ lointain pour différentes raisons :

- Dans cette zone, l'onde rayonnée ne subit plus l'influence du système d'émission.
- Le gain des antennes devient indépendant de la distance à laquelle la mesure est réalisée. C'est donc dans cette zone que l'étude du rayonnement des antennes est réalisée.
- L'onde sphérique rayonnée peut être considérée localement plane. Une cible est alors illuminée de manière homogène. Sa réponse devient indépendante de la distance à laquelle elle se trouve par rapport au radar.

Il est nécessaire de connaître à quelle distance du système d'émission se trouve la zone de champ lointain pour savoir si la taille du local est suffisamment importante pour permettre l'implantation du démonstrateur.

Il est toutefois délicat de déterminer la condition dite de champ lointain car la séparation avec la zone de champ proche n'est pas brutale et dépend du type d'antenne utilisé. Il est possible de déterminer cette condition expérimentalement. Le champ émis par l'antenne doit être mesuré par une autre antenne ou un capteur placé en face. Des mesures sont réalisées pour différentes distances. L'analyse des données localise la zone de champ lointain. Ces tests sont lourds et difficiles à mettre en oeuvre dans le cas présent car ils nécessitent une zone de test de taille importante et un positionnement précis des antennes.

Différentes approches théoriques s'affrontent pour sa détermination et sont adaptées la plupart du temps à des systèmes d'émission de type bande étroite [58]. L'étude réalisée dans ce paragraphe tente d'appliquer ces formules à une problématique large bande.

Le but est d'évaluer à quelle distance se situe la zone de champ lointain vis-à-vis de l'émission en distinguant le cas des applications radars et celui des mesures en transmission.

2.1.1 Les différentes zones de champ

Le comportement électromagnétique d'une antenne en émission est analysé suivant 5 zones distinctes (Figure 126).

1. La ligne d'alimentation : dans cette région, la puissance émise reste sensiblement constante car la ligne a une atténuation très faible. Aucun rayonnement n'a lieu.
2. L'antenne elle-même : la puissance P est ici répartie sur l'ouverture de l'antenne et fournit une onde plane sur l'ouverture de densité moyenne P/S (S surface de l'antenne).

3. La zone de Rayleigh ou zone très proche : dans cette zone, un échange d'énergie réactive a lieu entre l'antenne et le milieu extérieur. L'onde rayonnée est plane.
4. La zone de Fresnel ou zone proche : les surfaces d'ondes se transforment progressivement de plans en sphères. La densité de puissance fluctue.
5. La zone de Fraunhofer ou zone lointaine : dans cette zone, la puissance est rayonnée sous forme d'ondes sphériques centrées sur un point voisin de l'ouverture (centre de phase). La densité de puissance décroît en $1/r^2$. Le champ E décroît quant à lui en $1/r$. A grande distance (par rapport à la longueur d'onde), les champs sont rayonnés sous la forme d'onde localement plane.

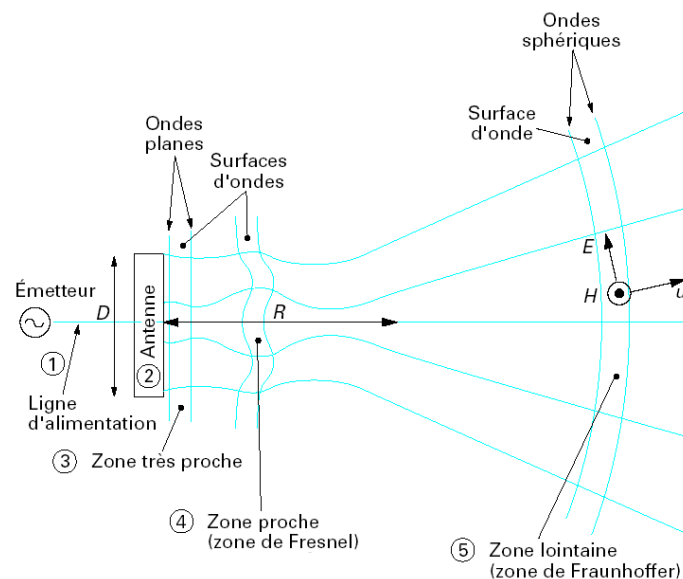


Figure 126 : Description de l'espace de l'antenne

2.1.2 L'évaluation de la position de la zone dite de champ lointain.

Trois cas peuvent être différenciés :

- L'évaluation vis-à-vis de l'antenne d'émission. Une condition est donnée par le critère de Rayleigh et une autre par l'étude des intégrales de rayonnement.
- L'évaluation vis-à-vis de l'antenne de réception qui doit être illuminée par une onde plane.
- L'évaluation vis-à-vis de la cible qui doit être illuminée par une onde plane.

2.1.2.1 Evaluation vis-à-vis de l'antenne d'émission : critère de Rayleigh

En considérant le système à l'émission, le critère de Rayleigh fixe la zone de champ très proche à une distance R par rapport à l'antenne d'émission inférieure à $D^2/2\lambda$ et la zone de

champ lointain à une distance supérieure à $2D^2/\lambda$ (D dimension de l'ouverture de l'antenne).
[30]

Pour des antennes ULB à ondes progressives telles que la Valentine ou la Libellule, l'ouverture D à intégrer dans cette formule ne correspond pas à leur plus grande dimension. En effet, les rayonnements des hautes fréquences et des basses fréquences ne sont pas localisés au même endroit sur l'antenne. Les hautes fréquences sont rayonnées à partir de la sortie du balun lorsque les deux brins commencent à s'élargir jusqu'au milieu de l'aérien. Les basses fréquences sont rayonnées depuis la sortie du balun jusqu'aux extrémités de l'antenne.

La Figure 127 permet d'observer la répartition des courants de surface à l'origine du rayonnement sur une antenne Valentine pour trois fréquences : 300 MHz, 1.5 GHz et 3 GHz. Cette répartition est obtenue à l'aide d'une simulation sous CST Microwave Studio [56].

A 300 MHz, les courants sont présents sur toute l'antenne. L'ouverture de l'antenne correspond à sa plus grande dimension soit 1.1 m.

A 1.5 GHz, les courants sont d'amplitude élevée sur une surface limitée, puis deviennent négligeables. L'ouverture de l'antenne correspond à la longueur de cette surface soit environ 85 cm.

A 3 GHz, la surface où sont présents les courants est réduite. L'ouverture de l'antenne est de 63 cm.

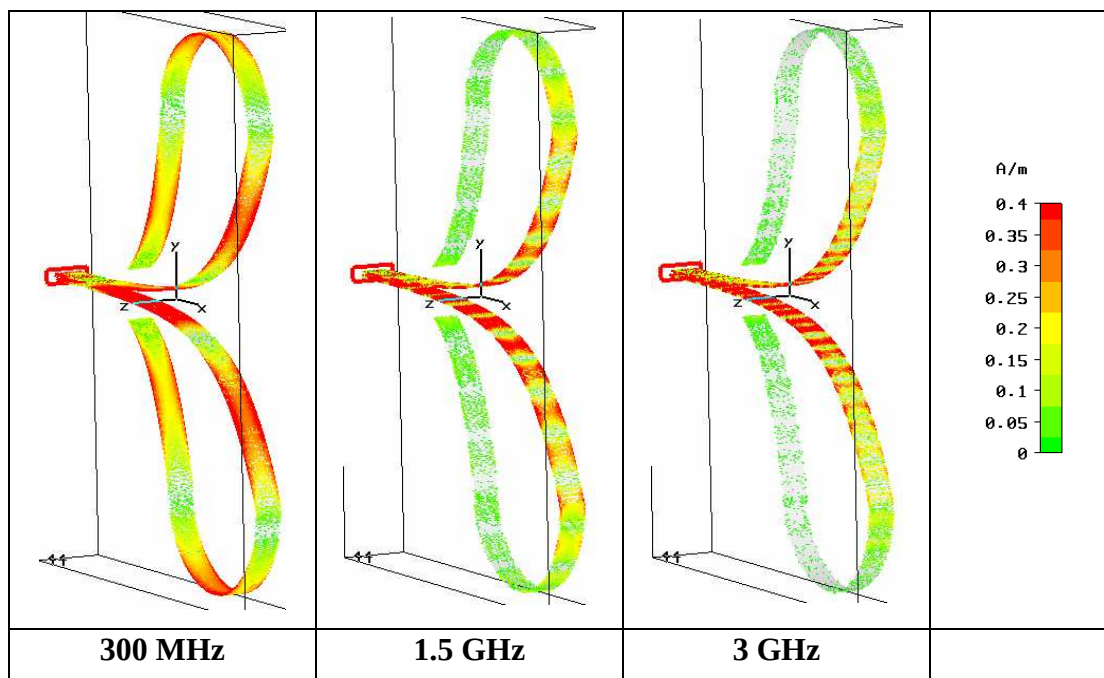


Figure 127 : Répartition des courants de surface sur une antenne Valentine pour différentes fréquences (simulation CST).

Le Tableau 14 indique la position de la zone de champ lointain dans le cas de l'antenne Valentine et pour différentes fréquences. Le cas le plus défavorable est obtenu pour 3 GHz. La distance minimale à respecter pour être en champ lointain est de 7.94 m.

Dans le cas du réseau, la dimension à considérer pour l'estimation est sa diagonale. La condition de champ lointain risque d'être plus éloignée.

Fréquence	Ouverture de l'antenne	Condition de champ lointain
300 MHz	1,1 m	2,42 m
1.5 GHz	85 cm	7,23 m
3 GHz	63 cm	7,94 m

Tableau 14 : Position de la zone de champ lointain en fonction de la fréquence et de la dimension de l'ouverture de l'antenne correspondante.

2.1.2.2 Evaluation vis-à-vis de l'antenne d'émission : intégrales de rayonnement

Une autre formule est déterminée à l'aide des intégrales de rayonnement exprimant analytiquement les champs rayonnés par une antenne [58] :

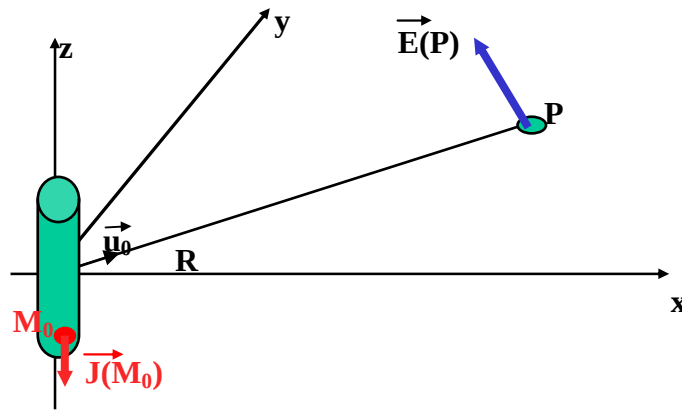


Figure 128 : Rayonnement d'une antenne

Pour une antenne de volume V_0 parcourue en un point par un courant $\vec{J}(M_0)$ (Figure 128), le champ électromagnétique est donné par :

$$\vec{E}(P) = \frac{k^2}{4\pi j \omega \epsilon} \iiint_V \left[\left(1 + \frac{1}{jkR} - \frac{1}{k^2 R^2} \right) \vec{J}(M_0) - \left(1 + \frac{3}{jkR} - \frac{3}{k^2 R^2} \right) (\vec{J}(M_0) \cdot \vec{u}_0) \cdot \vec{u}_0 \right] \Psi(R) dV_0$$

Équation 22

Avec :

- La fonction de Green :

$$\Psi (R) = \frac{e^{jkR}}{R}$$

- P point où le champ est mesuré
- R la distance entre le point de mesure et l'antenne d'émission (en supposant la distance M_0P constante)
- ϵ la permittivité
- $J(M_0)$ le courant en un point M_0 sur la structure de l'antenne d'émission
- ω la pulsation = $2\pi f$
- V le volume correspondant à la structure de l'antenne d'émission dans lequel les courants sont répartis

Si l'onde est sphérique, les termes $\frac{3}{jkR} - \frac{3}{k^2 R^2}$ sont $\ll 1$. C'est-à-dire $\frac{3}{kR} \ll 1$. En

appliquant la règle du dixième, la condition obtenue est : $R > 30/k$ soit $R > 9.10^9/\omega$.

Dans le cas de l'application RUGBI, la bande de fréquence étant 300 MHz – 3 GHz, la position de la zone de champ lointain est obtenue pour une distance supérieure à 4.77 m.

2.1.2.3 *Evaluation vis-à-vis d'une antenne et d'une cible en réception : critère d'onde plane.*

Pour certains antennistes et pour les mesures de SER, le problème est étudié en réception [58]. L'antenne ou la cible doivent être illuminées par une onde plane, c'est-à-dire une onde dont l'amplitude et la phase sont uniformes sur toute la surface occupée par l'antenne ou la cible à tester. L'onde de champ lointain est une onde sphérique localement plane. Pour qu'elle le soit sur toute la surface de l'antenne de réception, une condition doit être introduite (Figure 129).

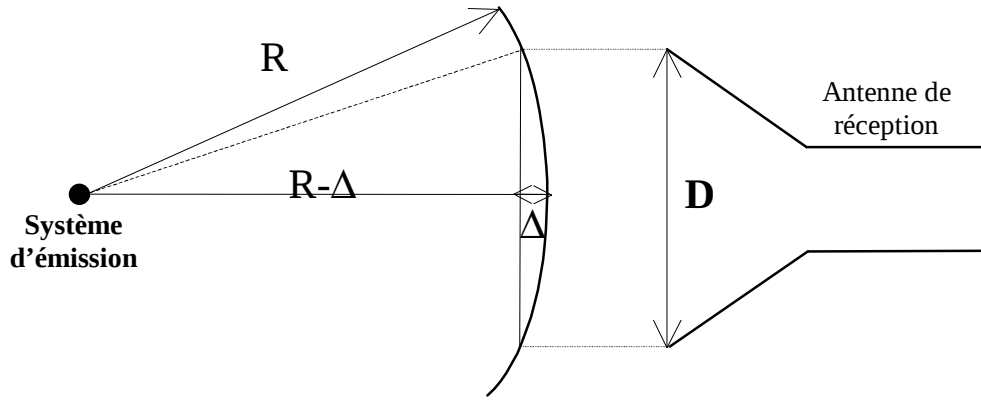


Figure 129 : Schéma de l'onde localement plane

L'écart Δ entre les distances minimales et maximales entre le système d'émission et l'antenne de réception (ou la cible) doit être le plus petit possible. Sa valeur maximale est généralement fixée au sein du laboratoire XLIM à $\Delta \leq \lambda/16$ car cette valeur offre des résultats satisfaisants. Pour satisfaire cette condition la distance $R_{\min}$ minimale entre l'émetteur et l'antenne de réception caractérisée par son ouverture D est obtenue par le calcul ci-dessous.

Le théorème de Pythagore donne :

$$R^2 = (R - \Delta)^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad \text{Équation 23}$$

Cette équation devient après développement et en négligeant les termes en Δ^2 :

$$R^2 = R^2 - 2R\Delta + \frac{D^2}{4} \quad \text{Équation 24}$$

La solution de cette équation est :

$$R = \frac{D^2}{8\Delta} \quad \text{Équation 25}$$

Pour la valeur maximale de Δ , $\Delta_{\max} = \lambda/16$, la valeur minimale de R est alors de :

$$R_{\min} = \frac{16D^2}{8\lambda} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{Équation 26}$$

Dans le cadre du système RUGBI, c'est la fréquence haute de la bande (3 GHz) qui fixe la distance minimale de champ lointain puisque la longueur d'onde correspondante est plus faible.

Pour une mesure en transmission, l'antenne Libellule est placée en face du système d'émission. Son fonctionnement et son ouverture sont similaires à ceux de l'antenne

Valentine. La distance minimale pour être en champ lointain peut être considérée identique, soit 7.94 m.

Pour une mesure de type radar, c'est la cible qui doit être illuminée par une onde plane. Par exemple, si la taille de la cible est de 50 cm, la zone de champ lointain est située à une distance supérieure à 5 m. Plus la cible est petite, plus cette distance minimale à respecter est faible. Le dimensionnement de la cible employée dans les applications de validation du radar RUGBI doit prendre en compte cette condition de champ lointain.

2.1.3 Détermination de la zone de champ lointain dans le cadre du démonstrateur RUGBI

La condition de champ lointain adoptée est la plus défavorable des conclusions issues des précédentes approches. La distance minimale à respecter pour être en condition de champ lointain avec le démonstrateur RUGBI est donc 7.94 m, soit environ 8 m.

Pour cette distance, la taille des cibles choisies doit donc demeurer inférieure à 63 cm.

Dans le cas du réseau de dimensions plus importantes que l'antenne Valentine seule, cette condition de champ lointain ne sera pas parfaitement respectée. Comme il est expliqué dans le paragraphe 2.2, le local possède des dimensions limitées. Il est donc difficile d'augmenter la distance entre le bloc émission et la zone de test. Des moyens de compensation doivent être mis en œuvre pour valider le fonctionnement du réseau même si la condition de champ lointain n'est pas parfaitement respectée.

2.2 Positionnement du système dans le local.

Le local n'est pas une chambre anéchoïque. Des réflexions sur les différents obstacles que rencontrent les ondes risquent de perturber les mesures. L'objectif dans ce paragraphe est de vérifier que le local autorise la réalisation des expérimentations envisagées. Le positionnement de la configuration radar est différencié de celui de la configuration pour les mesures en transmission.

2.2.1 Organisation de l'espace du local

Le plan du local prévu pour implanter le démonstrateur RUGBI est présenté Figure 130. Sa longueur est de 14 m et sa largeur de 10 m. Compte tenu des divers éléments présents dans la salle (chauffage par échangeur au plafond, tuyaux de chauffage, plafond métallique anguleux avec verrières, poutres, murs métalliques,...), le volume d'espace utile est limité. Ce volume utile est présenté sur la Figure 131. Sa longueur est de 11 m, sa largeur de 7 m et sa

hauteur de 6 m. Sachant qu'une distance minimale de 8 m est requise pour être en zone de champ lointain dans le cas d'une mesure en transmission, le système est positionné suivant la longueur du local. Ce positionnement est également adopté pour les mesures radar.

La source d'émission est placée au fond du local à l'abri des portes et du passage car le système optoélectronique est sensible aux chocs et aux vibrations. Les antennes d'émission sont montées sur une plate-forme fixe afin d'être élevées vis-à-vis du sol. Cette plate-forme fixe est située près de la source optoélectronique.

L'antenne de réception est localisée sur la plate-forme fixe près du système d'émission pour les mesures radar et en face sur une seconde plate-forme mobile pour les mesures en transmission. Le système de réception (oscilloscope), les systèmes de contrôle des essais (PC, boîtier de contrôle de la source laser, contrôleur de plateau tournant,...), ainsi que les opérateurs sont placés à l'abri du rayonnement. Pour les essais bas niveau (amplitude des impulsions alimentant les antennes < 1 kV), ces éléments sont positionnés dans une zone du local où le rayonnement est faible. Les opérateurs peuvent alors paramétrer et surveiller facilement l'essai. Pour les essais fort niveau (amplitude des impulsions alimentant les antennes > 1 kV), ces éléments sont placés à l'extérieur du local derrière un mur métallique que le champ ne peut ni traverser, ni contourner.

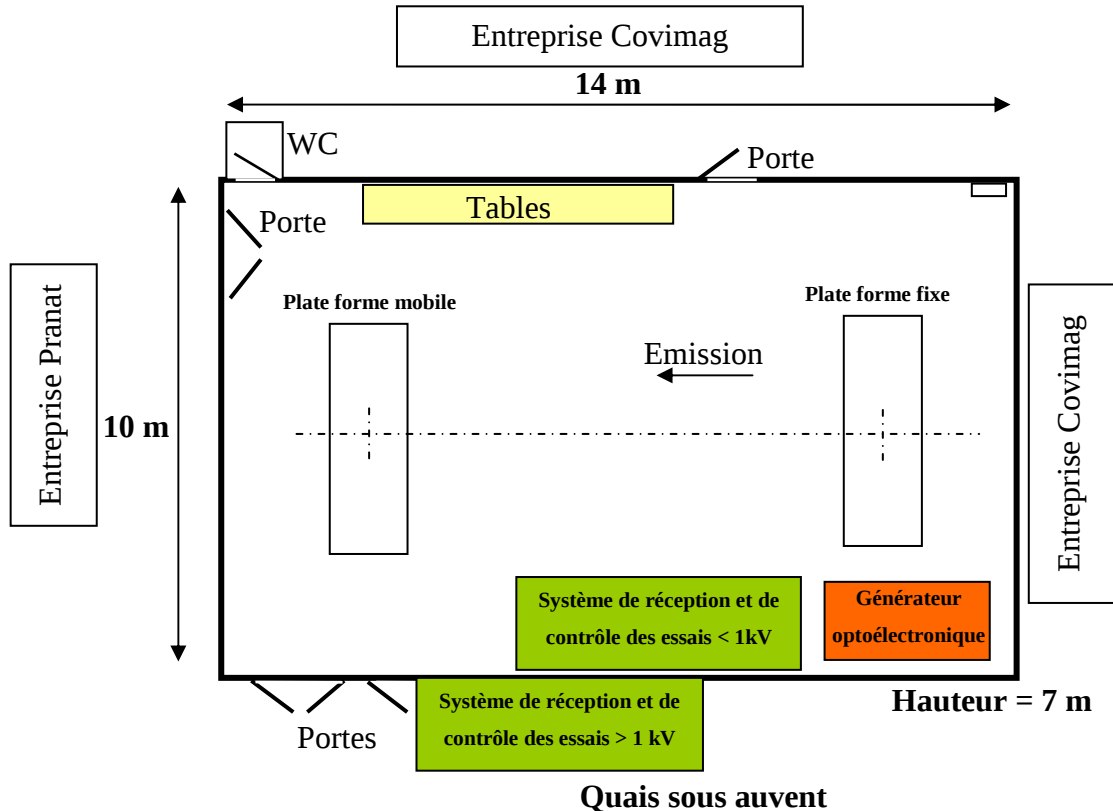


Figure 130 : Vue de dessus du local

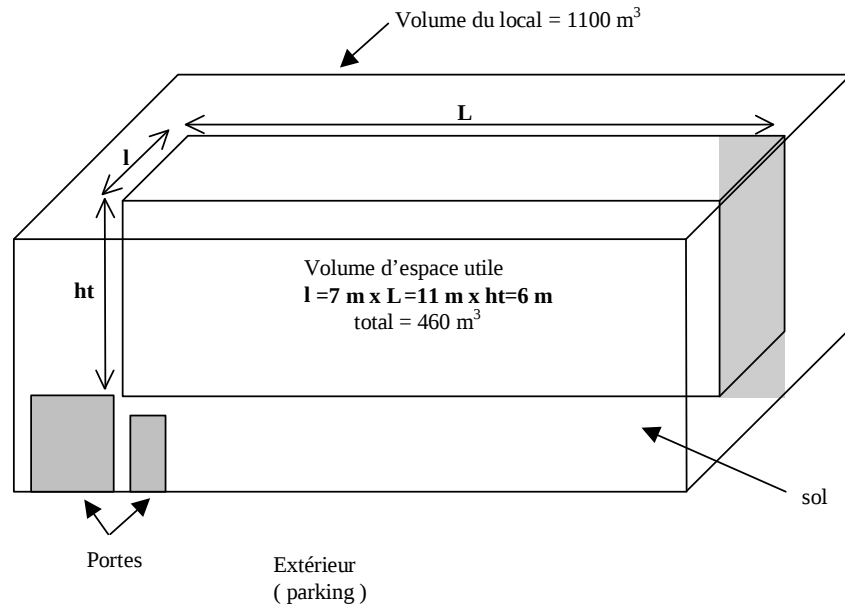


Figure 131 : Volume d'espace libre dans le local

2.2.2 Positionnement du système

Les plates-formes sont dimensionnées et positionnées dans le but de :

- Travailler en zone de champ lointain. Dans le cas d'une mesure en transmission, la distance entre le système d'émission et le système de réception doit être de 8 m (2.1.3).
- Autoriser l'effet réseau dans la zone de test. La largeur réduite du lobe de rayonnement impose une distance minimale pour que les lobes de chaque antenne illuminent conjointement le même point. 8 m semble être compatible avec les caractéristiques du réseau envisagé. (3.3)
- Avoir un temps clair suffisant pour dissocier le signal utile des échos parasites. Le temps clair correspond au temps écoulé entre le début de la réception du signal provenant directement de l'émission ou de la cible et la réception de la première réflexion sur un obstacle de l'environnement de mesure (sol, mur, plafond...). La Figure 132 illustre cette notion dans le cas d'une mesure en transmission. Un simple fenêtrage temporel permet alors de s'affranchir de l'ensemble des échos parasites (Figure 133).

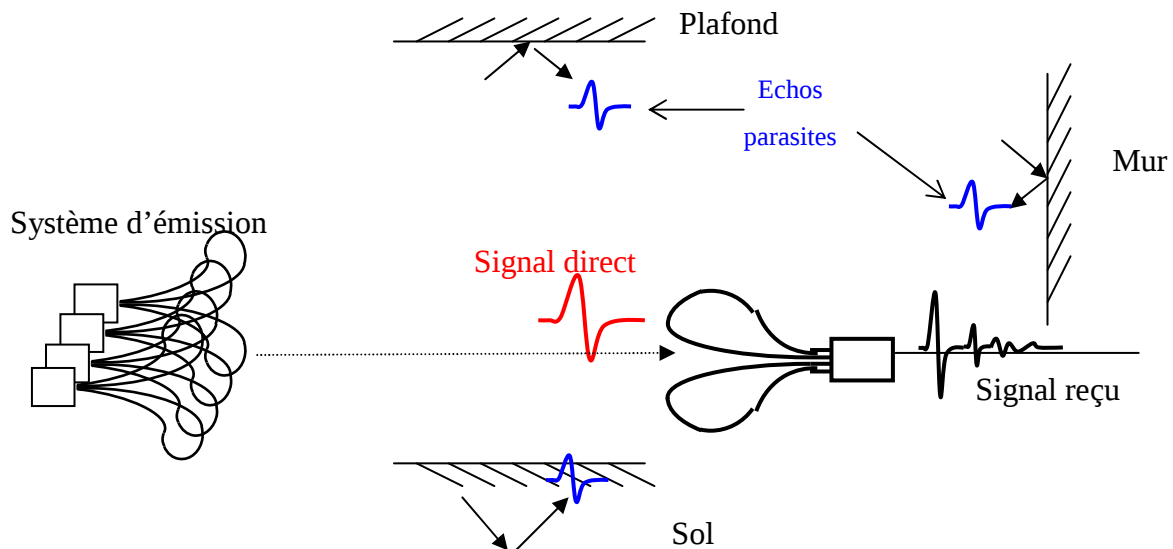


Figure 132 : Signal direct et échos parasites en condition « outdoor »

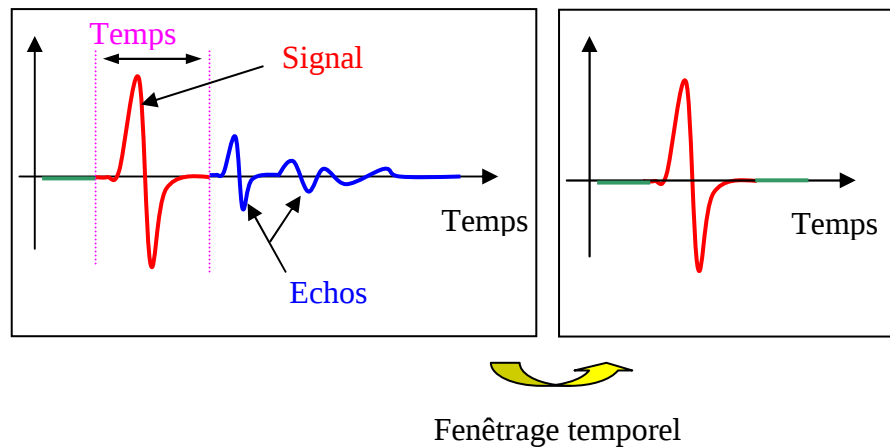


Figure 133 : Elimination des échos parasites

Deux cas correspondant aux deux types de mesures envisagées (mesures radars et mesures en transmission) sont différenciés :

- **Cas d'une mesure en transmission.**

Entre l'antenne d'émission et celle de réception, les signaux parcourent des trajets différents (Figure 134) :

- Le trajet direct équivaut à une distance L
- Le trajet dû à la réflexion R2 sur les murs situés derrière les antennes d'émission équivaut à une distance $L + 2A$
- Le trajet dû à la réflexion R1 sur les murs latéraux, le sol et le plafond équivaut à une distance $L + 2D$

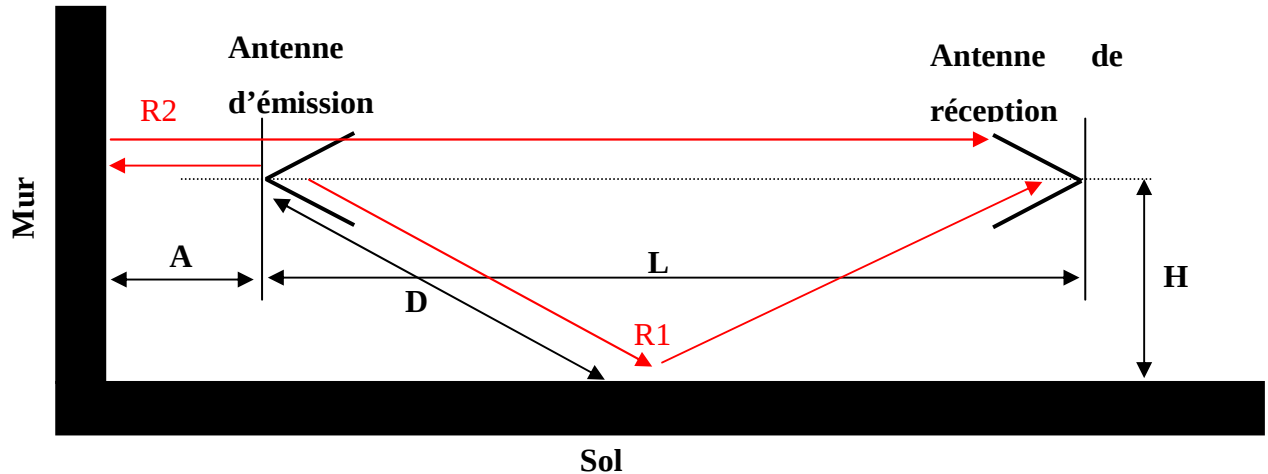


Figure 134 : Parcours des ondes dans le cas d'une mesure en transmission

Le temps clair est la différence de temps de propagation entre le trajet direct et les trajets dus aux différentes réflexions. Les réflexions R1 et R2 donnent respectivement les valeurs de temps clair T_{c1} et T_{c2} indiquées par les formules ci-dessous :

$$T_{c1} = \frac{2D-L}{c} \quad \text{avec} \quad D = \sqrt{\left(\frac{L}{2}\right)^2 + H^2} \quad \text{Équation 27}$$

$$T_{c2} = \frac{2A}{c} \quad \text{Équation 28}$$

Le temps clair disponible dans le local correspond à la valeur la plus faible donnée par ces 2 formules.

Pour maximiser le temps clair, les antennes doivent être positionnées le plus loin possible de tous les obstacles. Suivant la largeur et la hauteur de l'espace libre du local, la position idéale est située au milieu. C'est-à-dire à 3 m en hauteur et à 3.5 m en largeur.

Suivant la longueur de la salle, le système ne doit pas être trop près des murs du fond pour éviter une réflexion de type R2. Il faut néanmoins conserver une distance de 8 m entre les antennes d'émission et de réception pour travailler en zone de champ lointain. Les antennes sont donc placées à 1.5 m des murs du fond.

La valeur de temps clair par rapport au trajet de l'onde (R1) au sol ou au plafond est de 6.67 ns (Tableau 15). Celle par rapport au trajet de l'onde sur les murs latéraux (R1) est de 8.76 ns (Tableau 16). Celle par rapport à la réflexion sur les murs du fond (R2) est de 10 ns (Tableau 17).

Distance H / m	Temps clair / ns pour une distance entre antenne de 8m
2	3,15
2,5	4,78
3	6,67
3,5	8,76
4	11,05
4,5	13,47

Tableau 15 : Evolution du temps clair en fonction de la distance par rapport au sol et au plafond pour une distance entre antenne de 8 m

Distance H / m	Temps clair / ns pour une distance entre antenne de 8m
2	3,15
2,5	4,78
3	6,67
3,5	8,76
4	11,05
4,5	13,47

Tableau 16 : Evolution du temps clair en fonction de la distance par rapport aux murs latéraux pour une distance entre antenne de 8 m

Distance A / m	Temps clair / ns
0,5	3,33
1	6,67
1,5	10
2	13,3
2,5	16,7
3	20

Tableau 17 : Evolution du temps clair en fonction de la distance A

Le temps clair disponible dans le local pour une mesure en transmission est donc de 6.67 ns. Il semble suffisant puisqu'il correspond à 2 fois la largeur du signal rayonné dans l'axe par les antennes (Figure 103). L'implantation du démonstrateur pour réaliser des mesures en transmission est donc possible dans ce local.

Remarque : Un autre critère est aussi à respecter au niveau du positionnement. Le système d'émission doit être positionné le plus loin possible des éléments métalliques pour limiter les phénomènes de couplage. L'obstacle le plus près est le mur du fond à 1.5 m. Placé à cette distance derrière les antennes, aucun couplage n'a lieu.

- **Cas d'une mesure radar.**

La mesure radar envisagée est une mesure de type SAR. Pour des raisons de simplicité le radar reste fixe. Une cible placée au sol en face de ce dernier est déplacée. Des mesures sont réalisées pour différentes positions de cette cible.

Puisque la cible est au sol, la réponse de ce dernier n'est pas dissociable de celle de la cible. Les antennes étant dirigées vers le bas, l'effet du plafond peut être négligé. Seuls les effets des murs sont pris en compte pour le calcul du temps clair.

Une soustraction avec une mesure de référence ne comportant pas la réponse de la cible permet d'éliminer tous les signaux parasites indépendants de la position de la cible :

- Les échos dus à la réflexion du signal direct provenant du radar sur les murs.
- Les différents signaux de couplage et tout particulièrement ceux entre le système d'émission et l'antenne de réception.

Pour des raisons de simplicité, il a été décidé de placer le système radar au même emplacement que celui du système d'émission dans le cadre des mesures en transmission.

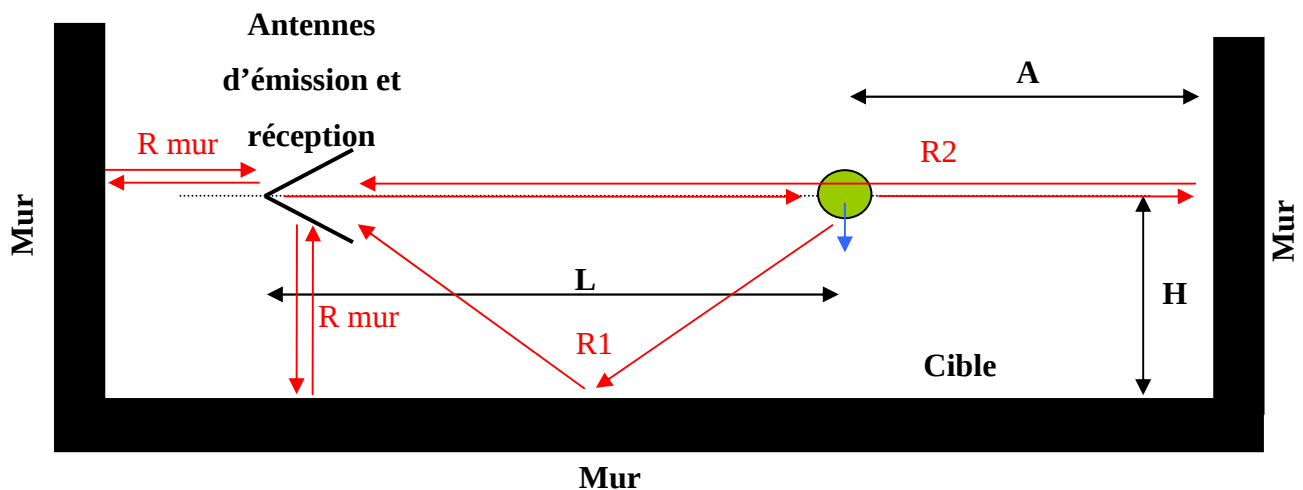


Figure 135 : Parcours des ondes dans le cas d'une mesure radar (vue de dessus)

Les réflexions de la réponse de la cible sur les obstacles perturbent les mesures en créant des réponses de cibles fictives (Figure 135). Les réflexions de type $R1$ sont causées par la présence des murs latéraux. Celles de type $R2$ sont dues au mur du fond. Dans le cadre de l'imagerie SAR, la cible se déplace face au radar suivant un pas constant. La construction de l'image par sommation cohérente (**Chapitre 4 :2.2.1**) élimine complètement l'effet des murs latéraux. En effet, il considère que l'écho de cible décrit en fonction de la position et du temps une hyperbole. L'évolution de l'écho type $R1$ étant différente, il est éliminé.

En revanche, ce n'est pas le cas pour l'écho de type R2 sur le mur du fond. Il faut que cet écho soit suffisamment retardé pour ne pas être mélangé avec la réponse de la cible. En considérant une largeur de réponse de cible de 6 ns, soit 2 fois la largeur du signal rayonné (Figure 103), il faut que le temps d'aller retour des ondes entre la cible et le mur soit supérieur à 6 ns. La cible doit donc être située à plus de 90 cm du mur.

Le local est donc adapté pour réaliser ces mesures radar.

2.2.3 Réalisation des plates-formes

Deux plates-formes ont été réalisées pour placer les antennes en hauteur. Elles sont fabriquées en bois pour limiter le couplage avec les éléments rayonnants. La plate-forme fixe a pour dimensions : 3 m × 1.5 m × 1.8 m (L × l × H). Son toit est inclinable pour orienter les antennes vers le bas dans le cadre des mesures radars. C'est sur cette plate-forme que le système d'émission est monté. La seconde plate-forme, mobile, est dotée des mêmes dimensions que la précédente.

2.2.4 Bilan

Initialement, ce local n'est pas conçu pour l'implantation d'essais en rayonnement. Pourtant, la mise en place et les tests de ce démonstrateur impulsif sont envisageables grâce au principal intérêt des techniques transitoires, à savoir la séparation des réponses par fenêtrage temporel.

Les méthodes harmoniques seraient inopérantes dans de telles conditions. Ce local est cependant limité en volume utile pour des essais à plus longue portée ou pour travailler avec des systèmes imposant une distance de champ lointain plus importante.

Remarques :

- Les essais effectués par la suite lors des expérimentations ont montré que le sol signe faiblement par rapport aux murs métalliques, et tables. Les antennes étant directives, peu d'énergie atteint le sol lorsqu'elles sont placées parallèlement à celui-ci et qu'elles émettent suivant une polarisation verticale. Il est donc possible de se rapprocher du sol au besoin lors des essais.
- Le mur en placoplâtre situé derrière l'antenne de réception (ou derrière la cible) signe très peu.
- En polarisation horizontale, les antennes ont tendance à se coupler avec les plateformes (même réalisées en bois) et le sol si elles sont placées trop près. Une élévation d'un mètre est nécessaire pour ne pas perturber le rayonnement.

2.3 Evaluation du bruit ambiant

Les mesures dans le local sont réalisées hors chambre anéchoïque. L'environnement est donc bruyé. Le bruit ambiant doit être connu pour évaluer dans quelles proportions les mesures sont affectées. Le but de ce paragraphe est :

- D'évaluer le niveau de bruit et quelles bandes de fréquence sont perturbées.
- D'évaluer les perturbations sur le démonstrateur.
- De dimensionner la taille des cibles utilisées pour les tests radar. En effet, si la cible est trop petite, sa réponse est noyée au milieu du bruit et la qualité des mesures est affectée.
- D'étudier les solutions pour limiter les effets du bruit sur les mesures réalisées avec le démonstrateur.

Lors de mesures en rayonnement, le bruit provient de trois sources :

- Les perturbations extérieures naturelles ou humaines (RFI : FM, télévision, GSM, radars,...).
- Le bruit thermique créé par l'agitation électronique. Ce phénomène aléatoire est un bruit blanc dont la puissance dépend entre autres de la bande passante du dispositif : $P_b = K.T.B_p$, avec :
 - o $K = 1.38 \text{ E-23}$ Constante de Boltzman
 - o $T = 290 \text{ K}$ Température ambiante
 - o B_p = Bande passante
- Le bruit du système d'acquisition (oscilloscope).

2.3.1 Bruit présent dans le local

La Figure 136 présente une mesure de bruit obtenue en sortie de l'antenne Libellule et enregistrée par l'oscilloscope TDS 6804 B en mode monocoup. Le niveau du signal temporel est 10 mV. D'autres mesures réalisées lors des différents essais ont montré régulièrement des niveaux de 30 mV et ponctuellement des niveaux supérieurs.

Les signaux dont l'amplitude est inférieure au seuil de bruit (30 mV) ne peuvent pas être mesurés car l'oscilloscope ne peut pas se déclencher.

Remarque : Un signal de déclenchement externe peut toutefois être utilisé. Un filtrage permet alors de retrouver le signal utile à condition que sa bande ne soit pas commune avec celle du bruit. Dans tous les cas, si le signal est trop bruyé, la mesure est inexploitable.

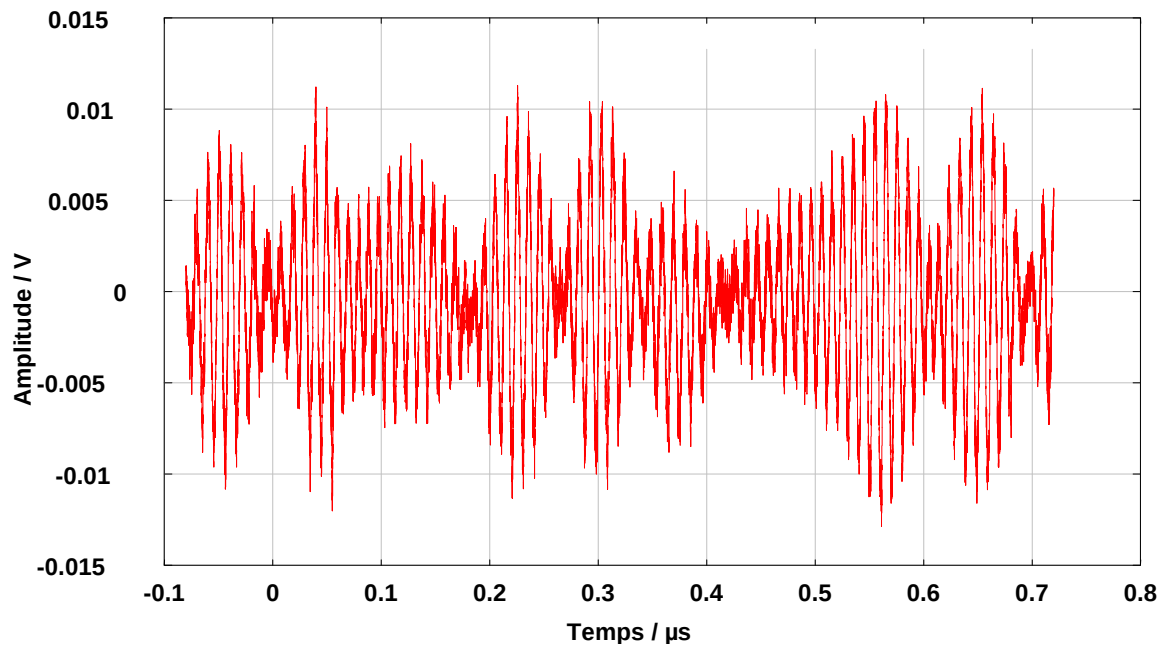


Figure 136 : Mesure du bruit ambiant au pied de l'antenne Libellule

Le spectre du bruit obtenu par FFT (Figure 137) montre qu'il s'agit principalement de bruit ambiant provenant d'installations de type télécoms (GSM, télévision, FM, DECT,...) et radar (proximité de l'aéroport). Le bruit thermique et le bruit de l'oscilloscope sont présents mais restent faibles devant le niveau de bruit ambiant.

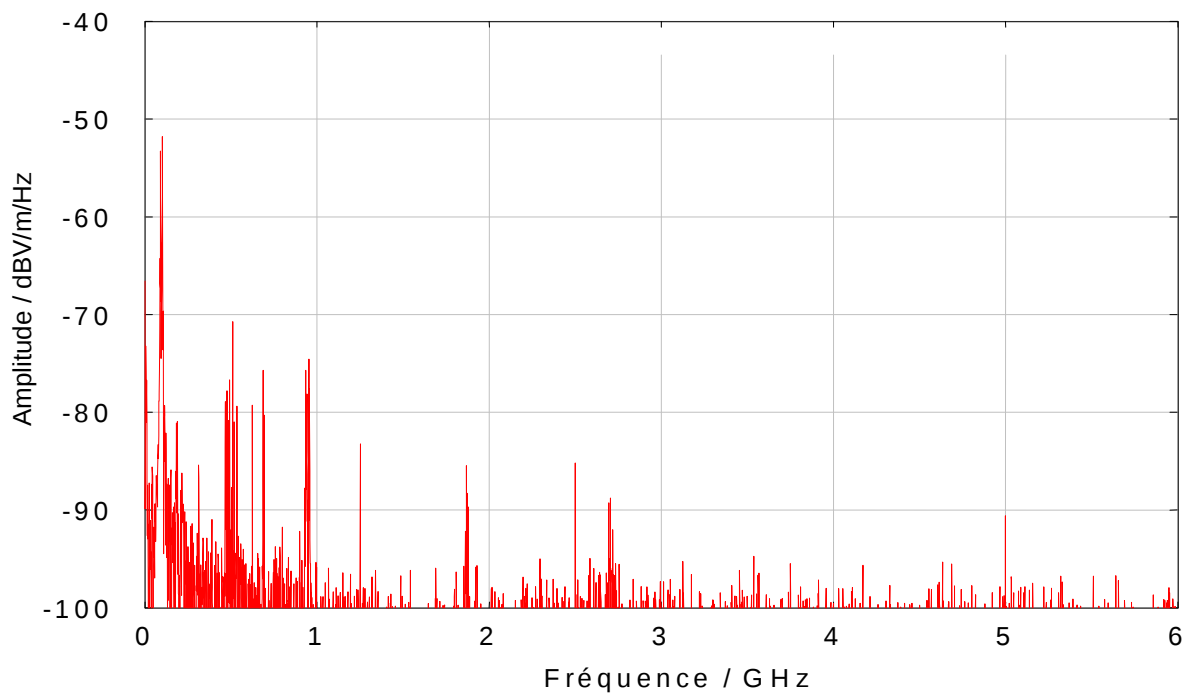


Figure 137 : Spectre du bruit ambiant

2.3.2 La réduction des effets du bruit – Atouts des signaux ULB impulsionnels

Pour réduire les effets du bruit, trois méthodes peuvent être envisagées :

- **Le filtrage.**

Le bruit ambiant est dû principalement à des signaux bande étroite. Ces signaux peuvent être éliminés par filtrage fréquentiel [29]. Le filtrage peut se faire avant l'acquisition ou de façon numérique en post traitement. Néanmoins, le signal ULB peut être perturbé si une trop grande quantité de raies est éliminée (perte d'une partie de l'information spectrale). De plus l'ajout d'éléments dans la chaîne d'acquisition déforme toujours en partie les signaux mesurés.

- **Le moyennage**

Le bruit n'est pas constant dans le temps. Si le signal est moyenné sur plusieurs mesures, le bruit est atténué. La Figure 138 illustre ce résultat. Un signal mesuré sans moyennage est comparé à un signal moyenné sur 50 mesures. Le niveau de bruit est divisé par un facteur 10.

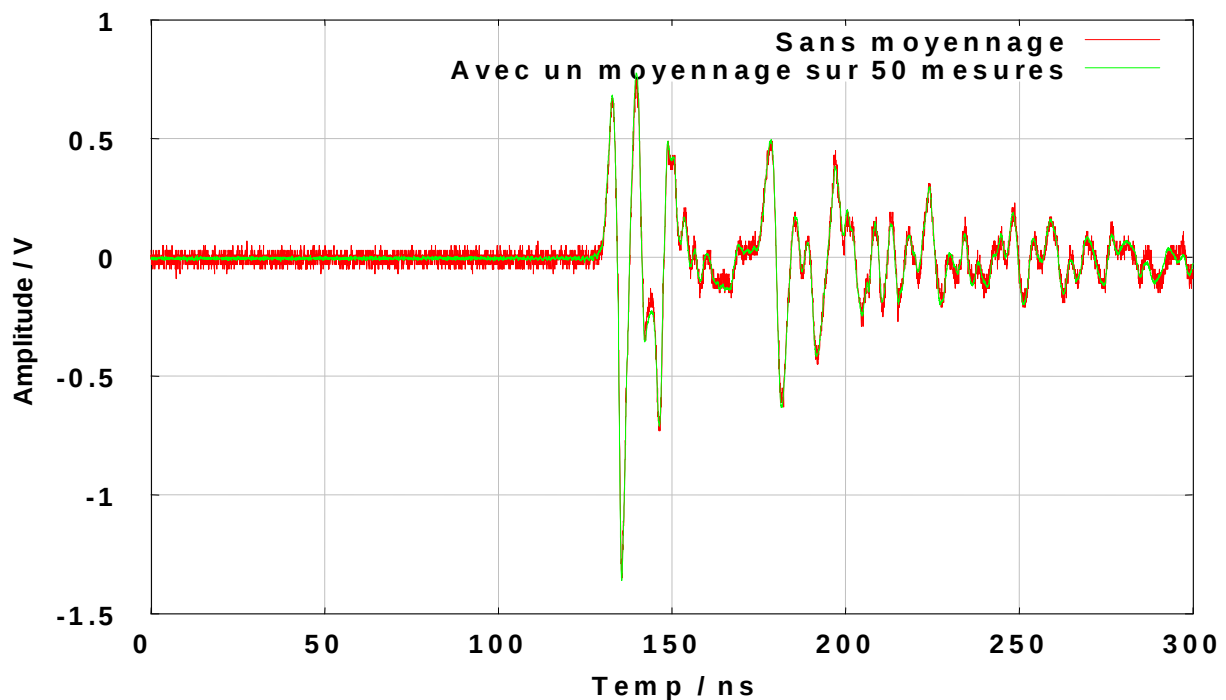


Figure 138 : Effet d'un moyennage sur 50 mesures sur le bruit

- **Le fenêtrage temporel**

Travailler en régime impulsionnel permet d'avoir des signaux très courts. La durée de la fenêtre d'acquisition est très étroite. La quantité de bruit enregistré est faible. La Figure 139 présente les transformées de Fourier de trois mesures du bruit ambiant réalisées avec trois

fenêtres d'acquisition temporelles différentes. Le signal est enregistré en sortie d'une antenne ULB par un oscilloscope temps réel. Une mesure est réalisée sur une longueur de 315 ns. Deux fenêtrages temporels, l'un de 65 ns et l'autre de 10 ns, sont réalisés sur cette mesure. La comparaison des transformées de Fourier (Figure 139) met en évidence le point suivant : plus la fenêtre d'acquisition temporelle est étroite, plus le niveau de bruit enregistré est faible. L'utilisation de signaux très étroits permet donc de réduire la part de bruit enregistré par le système d'acquisition.

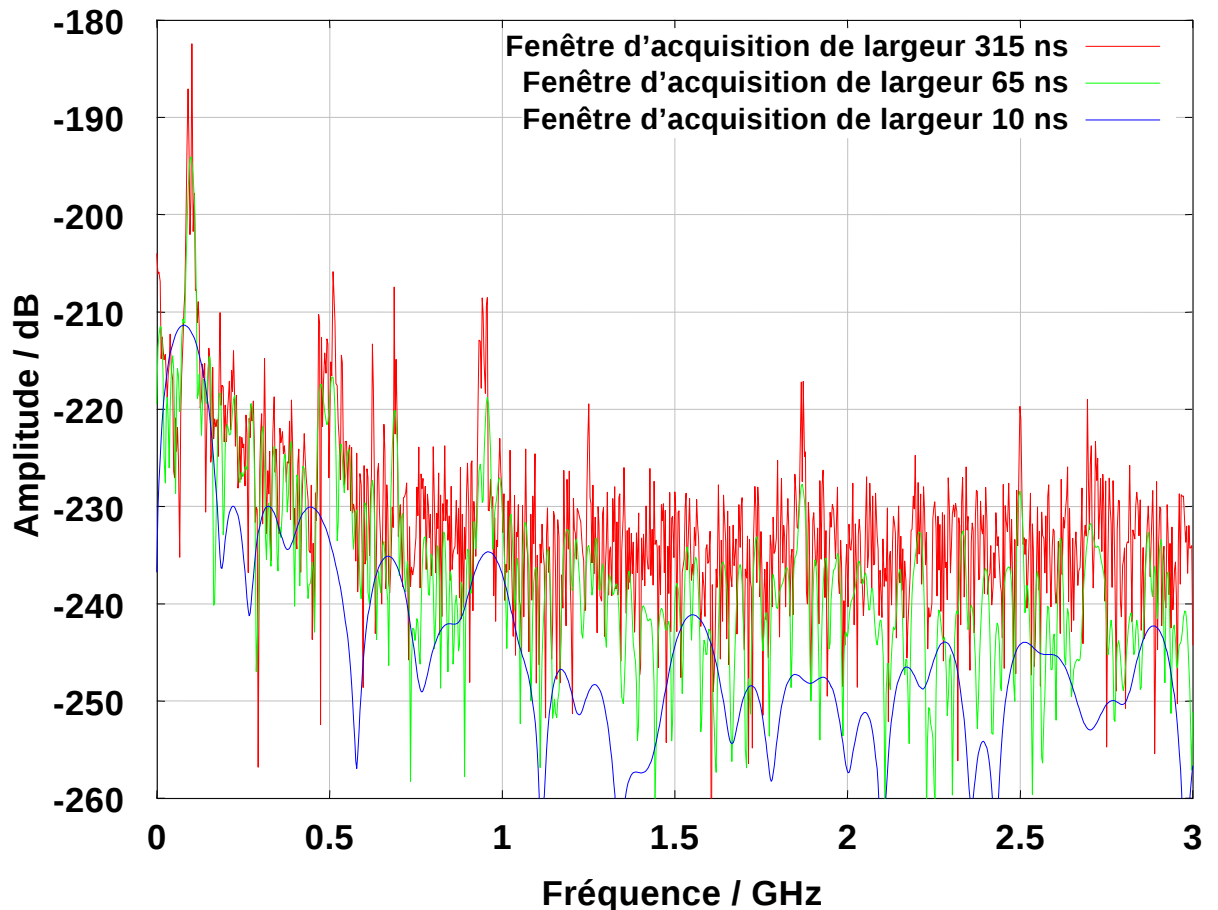


Figure 139 : Transformée de Fourier du bruit ambiant mesuré pour des fenêtres d'acquisition temporelles de 10 ns, 65 ns et 315 ns.

2.3.3 Fonctionnement du démonstrateur dans cet environnement

Le but est de déterminer si le démonstrateur est affecté par la présence de bruit ambiant et si oui dans quelles proportions. Le cas de la mesure en transmission est dissocié de celui de la mesure radar dans lequel une des contraintes est le choix de la cible.

- **Mesure en transmission**

La Figure 140 présente le signal reçu au pied de l'antenne Libellule dans le cadre d'une mesure en transmission dans laquelle une antenne d'émission Valentine est placée en face à 8 m et est alimentée par une impulsion d'amplitude 1 kV. La fonction de transfert des atténuateurs protégeant l'oscilloscope et des câbles est compensée. Un moyennage est effectué sur 50 mesures.

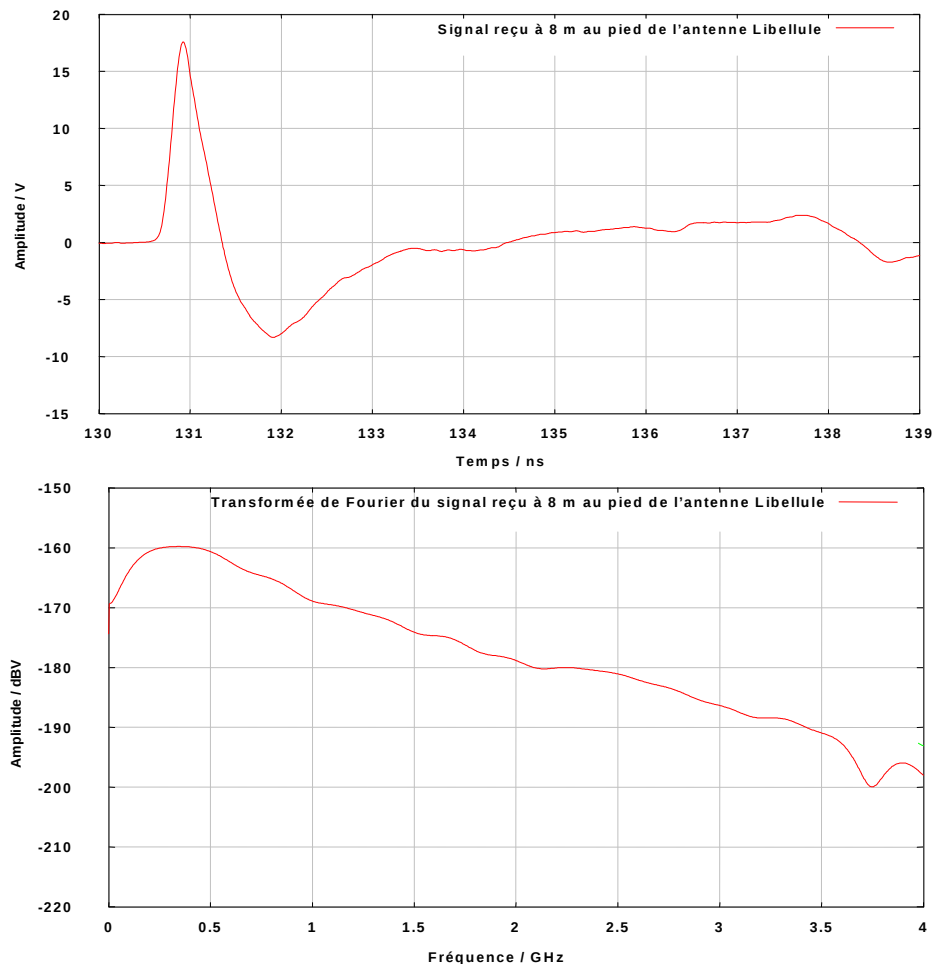


Figure 140 : Signal reçu dans le cadre d'une mesure en transmission

Le signal temporel a un niveau très supérieur avec une amplitude de 18 V (Figure 140) à celui du bruit dont l'amplitude se situe autour de 30 mV et de 3 mV avec l'utilisation du moyennage. Son spectre (Figure 140) a un niveau supérieur de 30 dB par rapport à celui du bruit (Figure 139 : sans moyennage et pour une fenêtre temporelle de 315 ns).

Les mesures en transmission peuvent donc être réalisées dans cet environnement sans aucun souci.

- **Mesure radar**

Le niveau des échos réfléchis par une cible est plus faible que celui du signal émis dans le cadre d'une mesure en transmission. Pour le démonstrateur RUGBI, la cible choisie doit avoir des dimensions inférieures à 63 cm pour respecter la condition de champ lointain. Pour être exploitable, la réponse de la cible doit avoir un niveau suffisant pour être extraite du bruit. Un rapport signal à bruit d'une valeur minimale de 10 est souhaité.

Le laboratoire XLIM possède un trièdre de 45 cm d'arête utilisé lors d'une campagne de mesure radar à travers des cloisons [9]. Pour déterminer si cette cible est utilisable, un test radar est effectué. Le système est monté en configuration radar (Figure 141). Une antenne Valentine est placée en émission et est alimentée par une impulsion d'amplitude 4 kV. L'antenne Libellule est placée en réception près de l'antenne d'émission. Un atténuateur de 20 dB protège l'oscilloscope TDS 6804 B du signal de couplage. Une mesure est réalisée avec la cible placée en face du radar à une distance de 8 m. Le radar et la cible sont tous deux placés au sol. Une seconde mesure est réalisée sans la cible. Une soustraction est réalisée entre ces deux mesures pour éliminer le couplage.

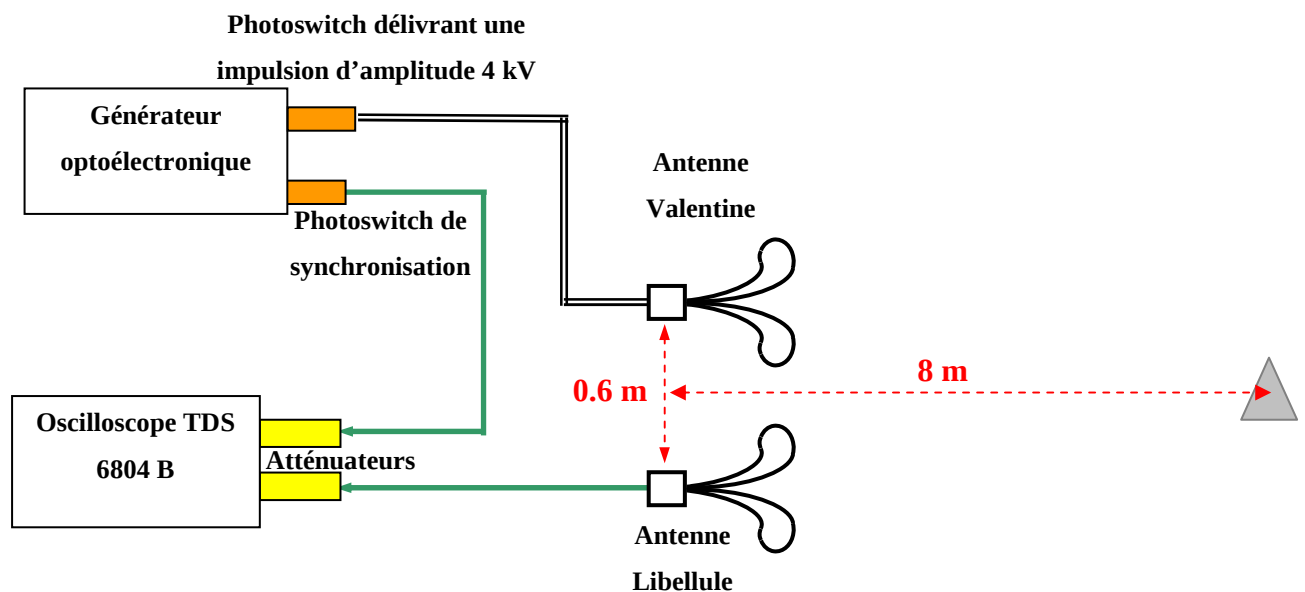


Figure 141 : Dispositif expérimental

Le résultat est présenté sur la Figure 142. La réponse de la cible est bien visible. Son niveau après prise en compte de la présence d'un atténuateur de 20 dB est d'environ 800 mV. Le rapport signal à bruit ambiant de 80 en linéaire est donc satisfaisant. Des résidus de couplage dus aux variations de celui-ci subsistent après la soustraction. Ceux-ci sont plus pénalisants que la présence du bruit ambiant dans le cadre de ces mesures radar. Cette cible offre une réponse d'amplitude suffisante pour être utilisée avec le démonstrateur.

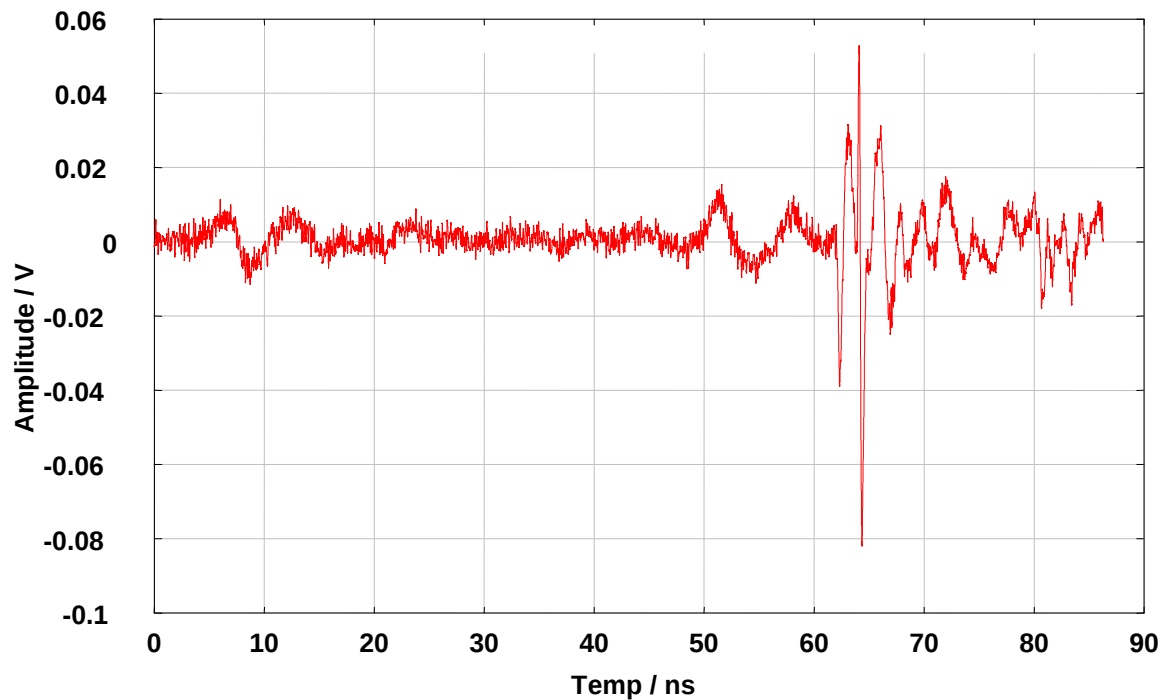


Figure 142 : Réponse d'un trièdre de 45 cm d'arête.

3 Mise en place du réseau de 4 antennes Valentine

Le point clé de l'assemblage du démonstrateur est la construction du réseau de 4 antennes Valentine à l'émission. Pour des raisons de simplicité, l'effet réseau est recherché dans un seul plan. Le plan H de l'antenne Valentine est choisi car c'est dans ce plan que le lobe de rayonnement est le plus large et que les dimensions de l'antenne sont les plus réduites. Le réseau ainsi constitué est un réseau linéaire avec un pas spatial D (écart entre chaque antenne) régulier. Deux modes de fonctionnement sont envisagés :

- Les excitations des antennes sont synchrones pour effectuer le cumul d'énergie dans l'axe du réseau.
- Les excitations sont retardées les unes par rapport aux autres pour diriger le rayonnement dans une direction privilégiée. Le but est de dépointer le lobe de rayonnement par rapport à l'axe du réseau.

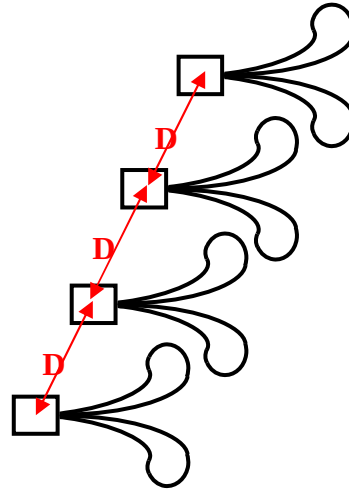


Figure 143 : Réseau linéaire de 4 antennes espacées d'un pas spatial D

Le premier objectif est le choix du pas spatial qui doit permettre de :

- Limiter la formation de lobes de réseaux. Ils entraînent une perte de gain dans le lobe principal et sont cause d'ambiguïté dans le cas d'une utilisation en réception (il est impossible de savoir suivant quelle direction un signal est capté par l'antenne).
- Limiter le couplage entre les antennes d'émission (écart suffisant entre antennes). A l'émission, l'excitation d'une source peut entraîner par couplage l'excitation des voisines par captation d'une partie de l'énergie émise, ce qui provoque une modification du diagramme de rayonnement et une réflexion vers l'entrée du réseau.
- Autoriser l'effet réseau à une distance de 8 m (distance à laquelle les divers essais doivent être conduits) du système d'émission. Les lobes de rayonnement de chaque antenne doivent se superposer à cette distance particulière pour permettre le cumul d'énergie.

Un compromis doit être trouvé pour que ces trois conditions soient respectées au mieux.

Le second objectif est la validation du fonctionnement du réseau prédéfini en accord avec le compromis précédent en effectuant des essais à l'aide d'un système électronique.

3.1 Condition sur le pas spatial D entre antennes pour éliminer les lobes de réseau.

3.1.1 Facteur de réseau

Dans le réseau étudié, les quatre antennes et leurs alimentations sont identiques. Si leurs rayonnements sont considérés parfaitement identiques et leurs centres de phase fixes

pour toutes les fréquences, il est possible d'obtenir le diagramme de rayonnement du réseau $F(\theta)$ (θ angle entre la direction d'observation du champ et l'axe de l'antenne) en multipliant le diagramme de l'antenne élémentaire $S(\theta)$ par un terme appelé facteur de réseau $R(\theta)$ (Figure 144) : [30]

$$F(\theta) = S(\theta) \times R(\theta)$$

Équation 29

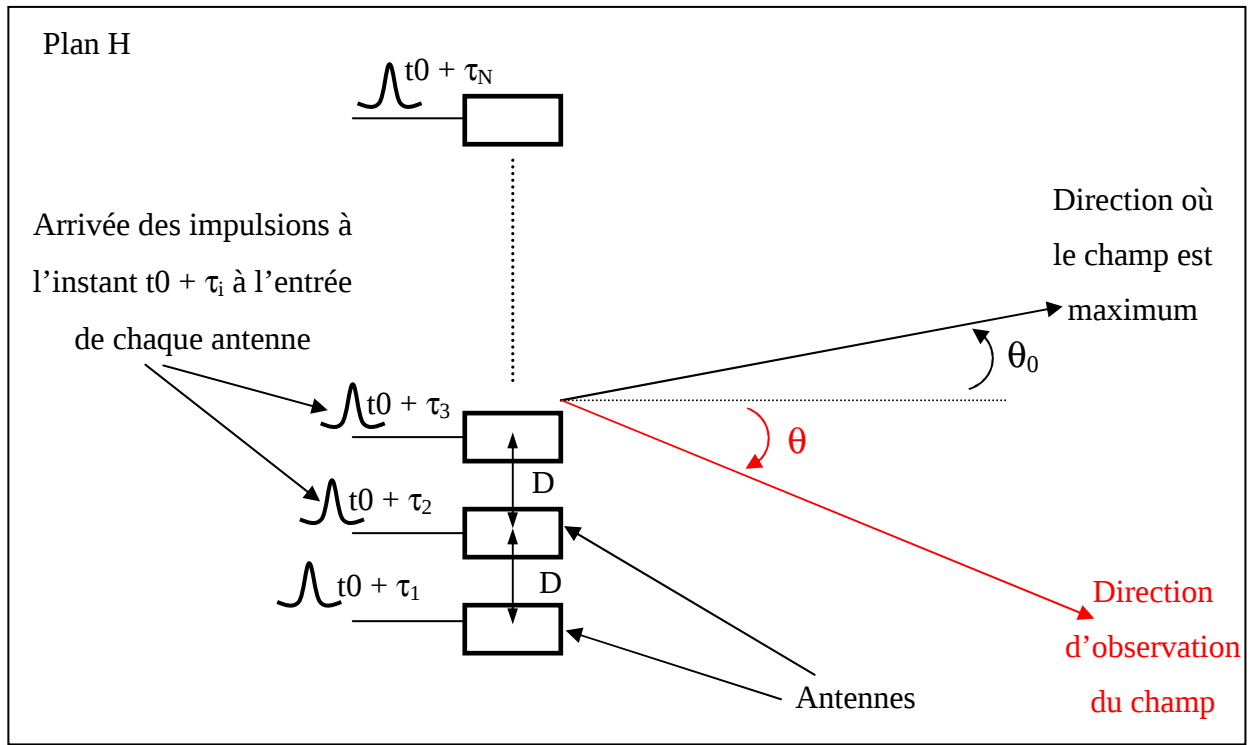


Figure 144 : Réseau linéaire et dépointage

Le facteur de réseau correspond au diagramme d'un réseau virtuel constitué de sources élémentaires omnidirectionnelles situées à l'emplacement du centre de phase des sources réelles.

Pour un réseau linéaire de N antennes placées côte à côte, $R(\theta)$ est déterminé à partir de l'équation suivante :

$$R(\theta) = \frac{\sin \left[N \left(\frac{\pi}{\lambda} D (\sin \theta - \sin \theta_0) \right) \right]}{\sin \left[\frac{\pi}{\lambda} D (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}$$

Équation 30

D est la distance entre chaque antenne. Le facteur de réseau prend en compte un dépointage angulaire θ_0 . En effet, il est possible de concentrer le rayonnement dans une direction donnée θ_0 et de réaliser ainsi du dépointage angulaire, en jouant sur le retard

d'excitation des antennes. Dans le cas où les antennes sont séparées d'une distance D , pour obtenir un dépointage θ_0 , le retard différentiel à appliquer entre la première source d'alimentation et la N ème est égal à :

$$\tau_N = \frac{(N-1) \cdot D \cdot \sin \theta_0}{C} \quad \text{Équation 31}$$

Par exemple, pour 4 antennes séparées d'une distance D de 35 cm, le retard entre chaque impulsion doit être de 203 ps pour avoir un angle de dépointage de 10° .

A partir du facteur de réseau et du diagramme d'une antenne élémentaire, il est possible de calculer rapidement les caractéristiques de rayonnement d'un réseau, économisant ainsi du temps de calcul pour les simulations et des manipulations dans le cadre expérimental. En revanche le facteur de réseau ne prend pas en compte l'effet du couplage entre les différentes antennes montées en réseau.

Le facteur de réseau est un outil utilisé préférentiellement avec des antennes bande étroite. Dans le cas d'antennes large bande pour lesquelles le centre de phase n'est pas constant, il est impossible d'appliquer ce concept puisqu'il faut changer la position des sources élémentaires omnidirectionnelles théoriques en fonction de sa position.

Dans le cadre du démonstrateur RUGBI, des antennes à ondes progressives (Valentine) sont utilisées. Leur centre de phase varie peu en fonction de la fréquence. La théorie du facteur de réseau peut donc s'appliquer en première approximation.

3.1.2 Condition d'absence de lobes de réseau

La théorie du facteur de réseau [30] permet d'obtenir la condition d'absence de lobe de réseaux. Deux cas sont envisagés :

- Si les sources sont toutes en phase, la condition d'absence de lobes de réseau est $D < \lambda$ (D distance entre antenne).
- Si un déphasage linéaire est appliqué entre les sources pour obtenir un angle de dépointage, cette condition devient $D < \lambda / 2$.

Le démonstrateur devant réaliser du dépointage, c'est cette deuxième formule qui est considérée.

Le Tableau 18 présente l'évolution en fonction de la fréquence de la distance entre les antennes d'émission à ne pas dépasser pour ne pas avoir de lobes de réseau. La fréquence minimale du démonstrateur RUGBI est 300 MHz, la longueur d'onde associée est donc 1 m. Dans ce cas, D doit être égal au maximum à 50 cm. Sa fréquence maximale est de 3 GHz soit

une longueur d'onde de 10 cm. Pour n'avoir aucun lobe de réseau, il faut une distance D entre antenne de 5 cm.

Fréquence / GHz	λ / m	Distance D (/ m) maximale pour éliminer les lobes de réseaux
0.30	1.00	0.50
0.50	0.60	0.30
1.00	0.30	0.15
1.50	0.20	0.10
2.00	0.15	0.08
2.50	0.12	0.06
3.00	0.10	0.05

Tableau 18 : Condition d'absence de lobes de réseau en fonction de la fréquence

La distance D doit donc rester inférieure à 5 cm pour avoir une absence totale de lobes de réseau sur toute la bande de fonctionnement du démonstrateur.

3.2 Condition sur le pas spatial D entre antennes pour éliminer le couplage entre les antennes d'émission.

Le rayonnement d'une antenne élémentaire en présence de voisines très proches peut différer dans de grandes proportions de celui d'une source isolée.

A l'émission, l'excitation d'une source peut entraîner par couplage une certaine excitation des voisines qui recueillent une partie de l'énergie émise et qui en re-rayonne une autre partie entraînant une modification du diagramme de rayonnement et une réflexion vers l'entrée du réseau.

Pour étudier les influences de l'écart entre antennes sur le signal formé, l'expérience décrite sur la Figure 145 est réalisée. Un réseau de deux antennes Valentine est formé. Il est alimenté par deux impulsions synchrones délivrées par le générateur APG1 (Figure 97) associé à un répartiteur 1 voie vers 4 de la société Kentech. Le champ est enregistré par une antenne Libellule associée à l'oscilloscope monocoup TDS 6804 B. Le signal de sortie est observé pour une distance entre antennes de 45 cm, une de 35 cm et une autre de 25 cm qui correspondent à la plus petite distance réglable. En effet, lors de la fabrication des antennes, il a été demandé qu'elles puissent être utilisées séparément. Chaque antenne comporte un support de largeur égale à 25 cm.

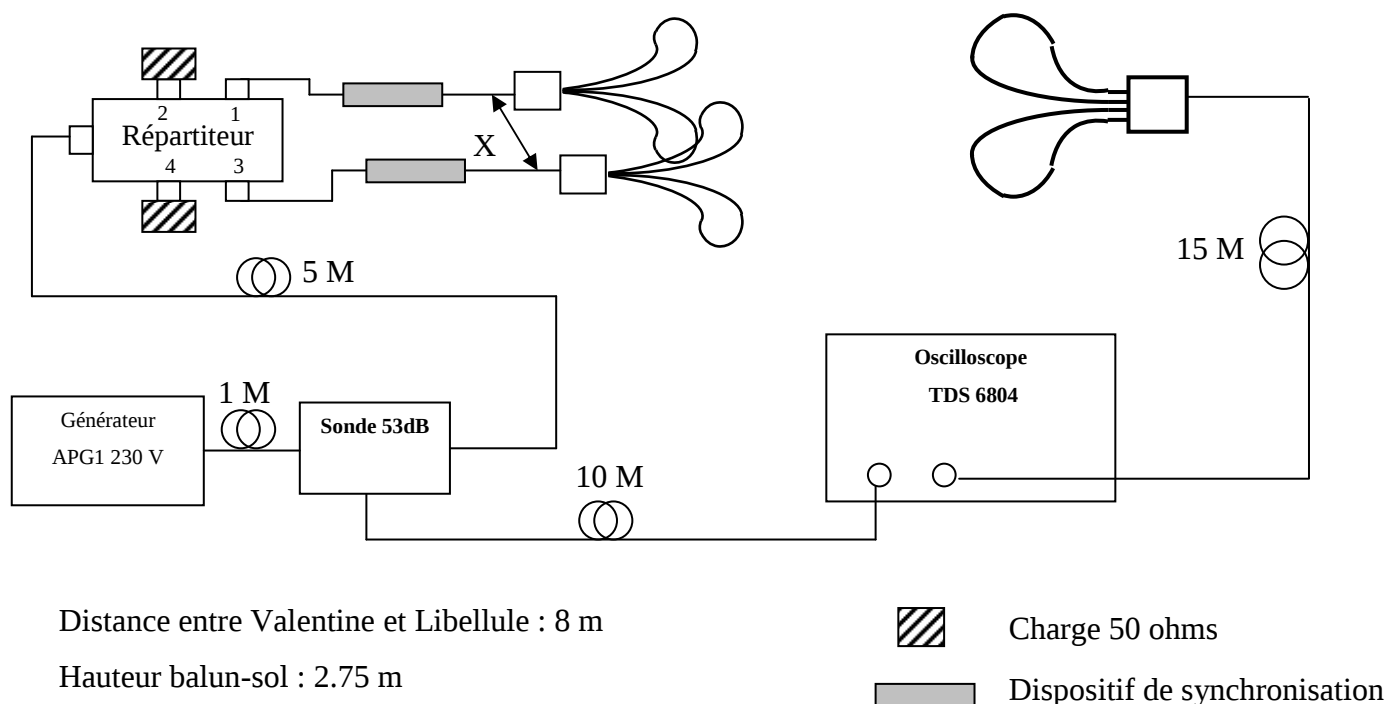


Figure 145 : Dispositif pour tester l'influence de l'écart entre antennes

Les résultats présentés sur la Figure 146 et sur le Tableau 19 montrent que le niveau de champ mesuré est plus faible pour une distance de 25 cm entre antennes, ce qui traduit la présence de couplage modifiant le rayonnement. Il est identique pour 35 cm et 45 cm. L'influence du couplage peut être considérée nulle à partir de 35 cm d'écart entre antennes.

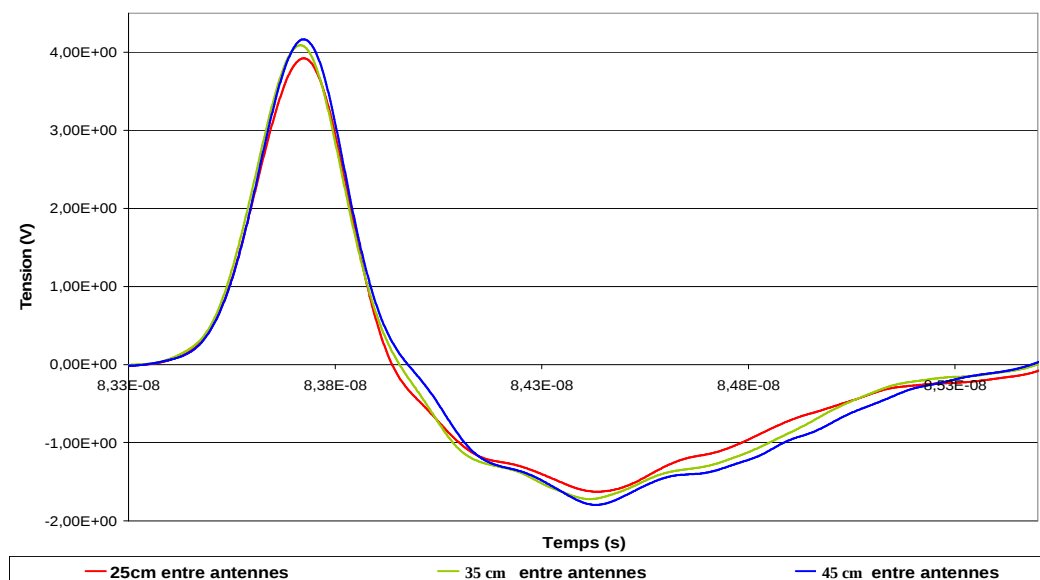


Figure 146 : Signal reçu pour différentes distances entre antennes

Distance X	Amplitude crête max	Amplitude crête min	Amplitude crête à crête
25 cm entre antennes	3.922 V	-1.629 V	5.551 V
35 cm entre antennes	4.090 V	-1.723 V	5.813 V
45 cm entre antennes	4.166 V	-1.796 V	5.962 V

Tableau 19 : Amplitude pour différentes distances entre antennes

3.3 Condition sur le pas spatial D entre antennes pour garantir l'effet réseau à une distance de 8 m.

Pour les expérimentations dans le local de mesure, le champ ne peut pas être mesuré à l'infini car la distance entre l'émission et la réception est limitée à 8 m. Dans le plan H, le lobe de rayonnement des antennes Valentine aux hautes fréquences est beaucoup plus étroit qu'aux basses fréquences. Si la distance entre antenne devient trop importante, les faisceaux des antennes les plus éloignées risquent de ne plus se croiser et l'effet réseau s'en trouvera compromis.

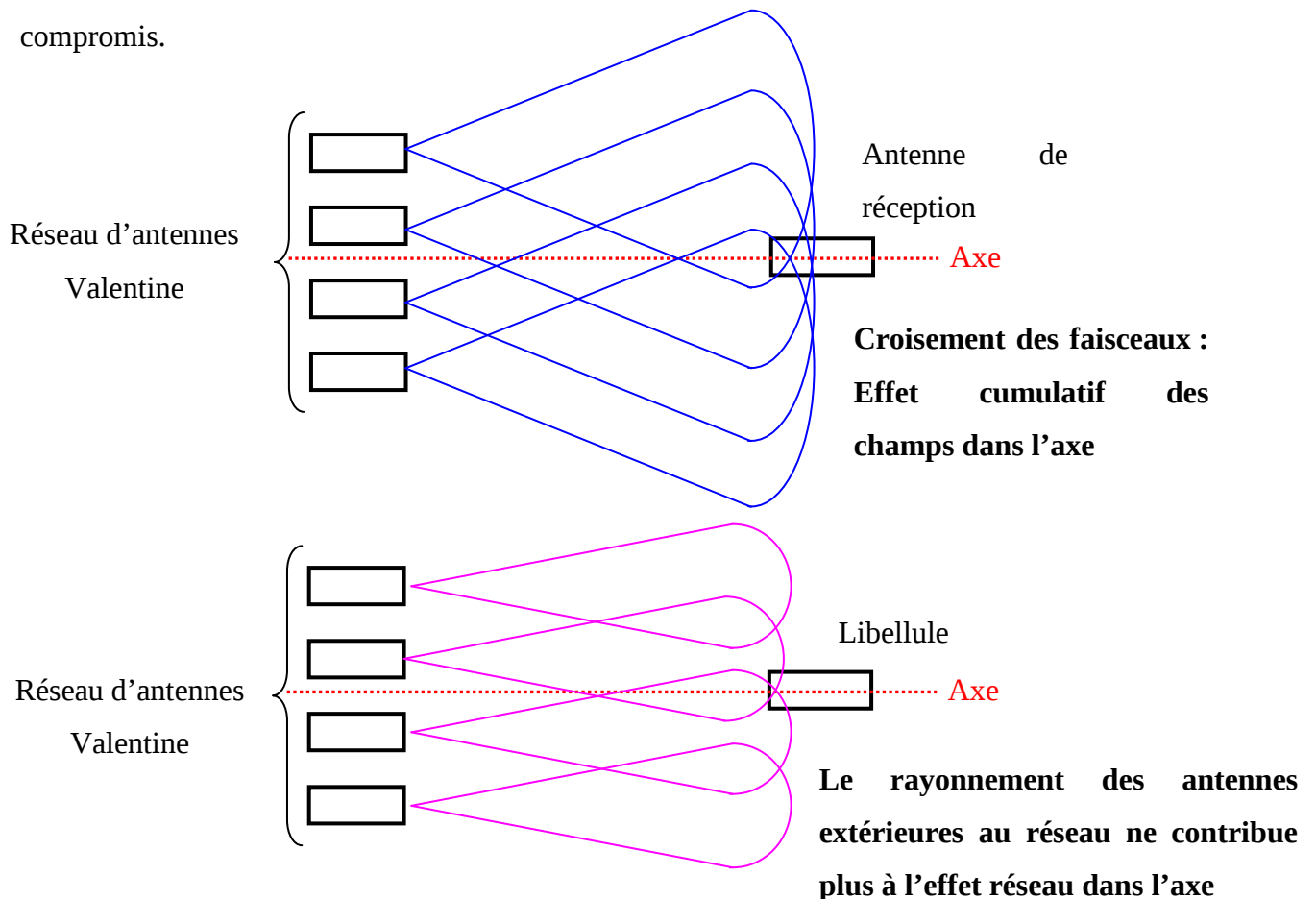


Figure 147 : Relation entre la distance entre antennes sur l'effet réseau

L'ouverture la plus faible de l'antenne à -3 dB du maximum est de 8° (demi angle) à 3 GHz, la distance entre les deux antennes situées aux extrémités du réseau doit être inférieure à 1.12 m pour un croisement de faisceaux à 8 m de l'émission soit une distance maximale de 37 cm entre antennes.

3.4 Choix de la distance entre antennes.

Il est bien évident que ces trois conditions ne peuvent pas être respectées simultanément. Un compromis doit être obtenu en sachant que :

- La condition sur la construction de l'effet réseau à 8 m doit être impérativement respectée.
- Une tolérance sur les lobes de réseau peut être acceptée.
- Le support des antennes ne permet pas d'obtenir une distance inférieure à 25 cm.
- Le contenu spectral de l'impulsion est plutôt basse fréquence.

Pour finaliser le choix de la distance entre antenne, une étude paramétrique est réalisée à l'aide de simulations FDTD (**Annexes**). Une étude d'un réseau de 4 antennes Valentines (Figure 148) est réalisée pour deux distances entre antennes (25 cm et 35 cm) et pour différents retards d'excitation entre les différentes sources.

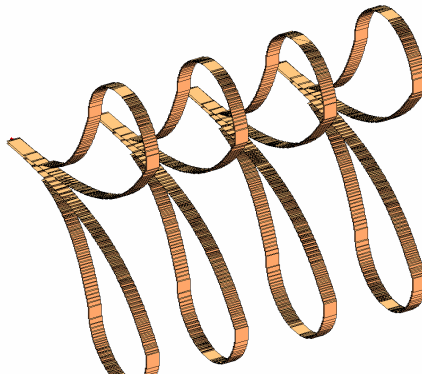


Figure 148 : Maillage FDTD du réseau d'antennes Valentine

La Figure 149 et la Figure 150 présentent les diagrammes de rayonnements obtenus en champ lointain pour différentes configurations du réseau et pour une synchronisation parfaite des sources. A basse fréquence (500 MHz), un gain plus élevé de 2 dB est à noter avec la configuration adoptant un espacement de 35 cm entre antennes. Ceci est dû à la diminution du couplage. En revanche, une augmentation de 6 dB des lobes secondaires est à observer. A haute fréquence (2.5 GHz), les lobes secondaires sont de niveau plus élevés avec la configuration 35 cm. Une chute de gain est également à noter lorsque l'espacement entre antennes est plus élevé (les faisceaux deviennent parallèles et n'éclairent plus le même point).

La distance entre antenne de 25 cm apparaît mieux adaptée car même si une chute de gain dans l'axe est constatée à basse fréquence, cette dernière reste moins pénalisante que l'augmentation de l'amplitude des lobes de réseau.

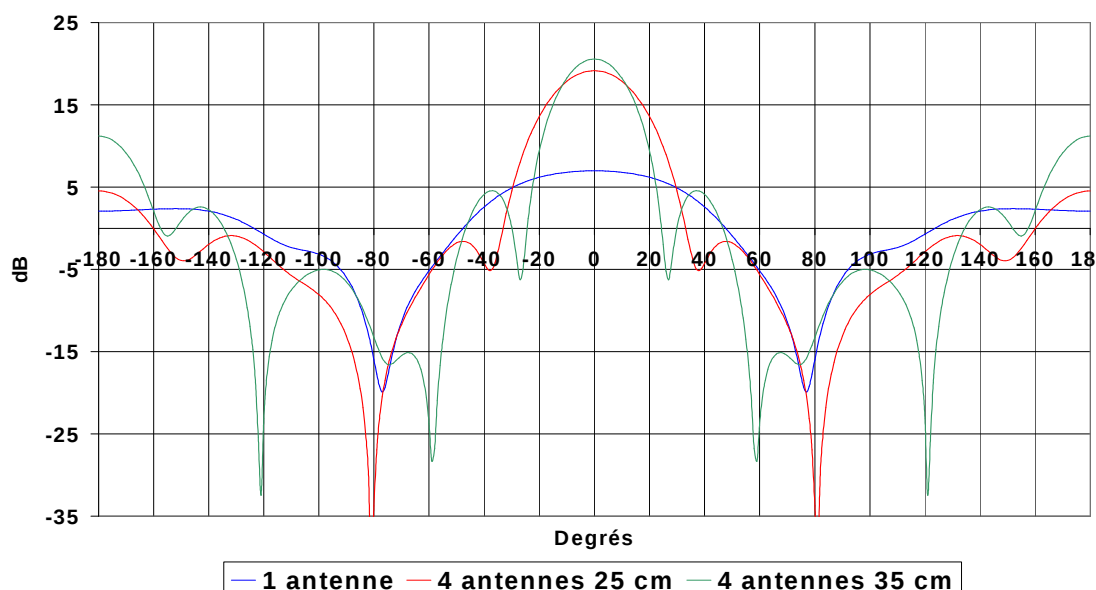


Figure 149 : Diagrammes de rayonnement dans le plan H à 500 MHz pour différentes configurations du réseau d'antenne

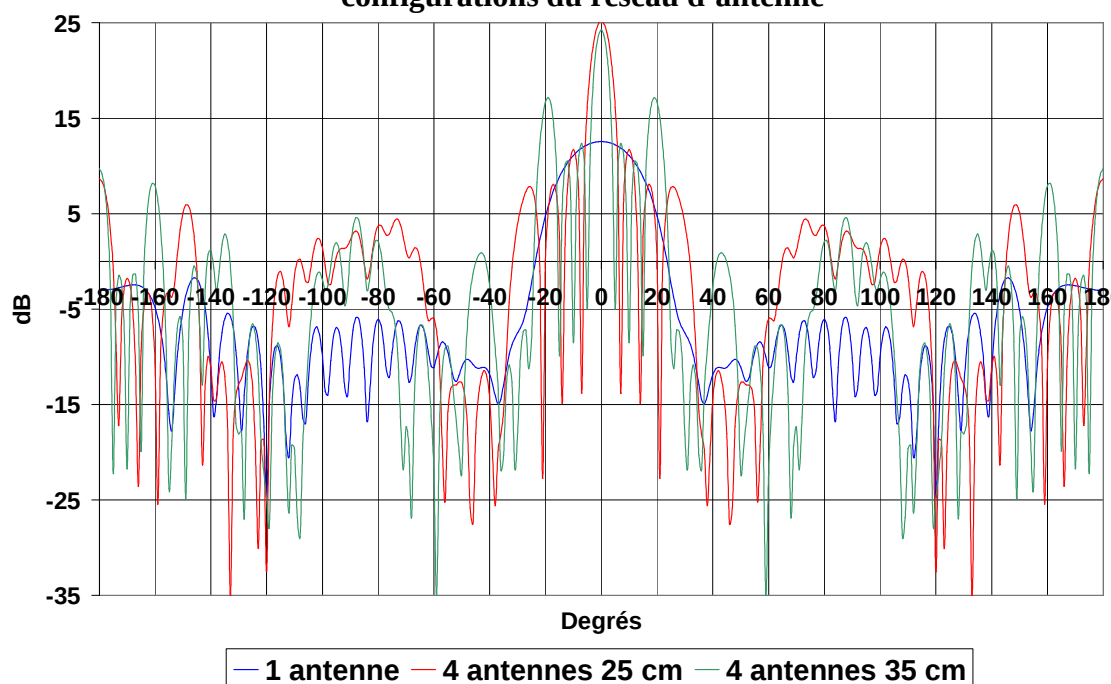
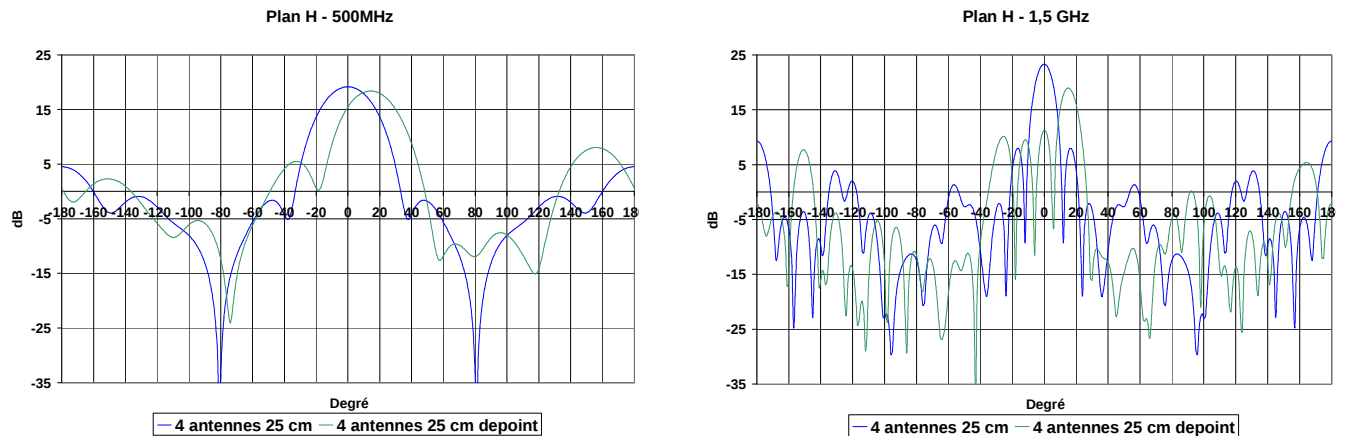


Figure 150 : Diagrammes de rayonnement dans le plan H à 2.5 GHz pour différentes configurations du réseau d'antenne

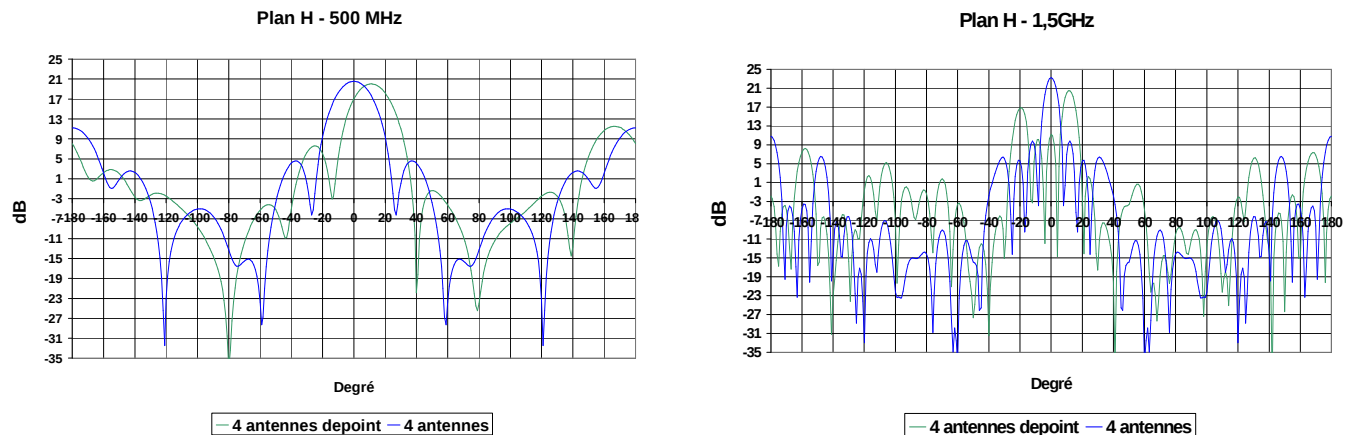
La Figure 151 présentent les diagrammes de rayonnements obtenus en champ lointain pour différentes configurations du réseau et pour un retard d'excitation entre les sources permettant d'obtenir un dépointage de 15°. Lorsque la distance entre antenne est de 35 cm, les

lobes de réseau ont un niveau plus important que dans le cas sans dépointage et apparaissent plus bas en fréquence. D'autres simulations montrent que :

- Plus l'angle de dépointage est grand, plus ce lobe apparaît dans les basses fréquences.
- A partir d'une certaine fréquence, un lobe de réseau supplante même le lobe principal.



25 cm entre antennes



35 cm entre antennes

Figure 151 : Comparaison des diagrammes avec et sans dépointage pour 25 et 35 cm entre antennes

Le meilleur choix pour un fonctionnement sur la bande 300 MHz – 3 GHz est donc une distance entre antenne de 25 cm. Cependant, dans la bande 300 MHz – 1 GHz correspondant au spectre couvert par le générateur optoélectronique associé à RUGBI (Chapitre 2 :2.8.1), une distance de 35 cm offre un gain supérieur tout en conservant un niveau de lobes de réseau inférieur à -10 dB de celui du lobe principal.

Dans le futur, pour un générateur travaillant dans une bande plus haute fréquence, la distance entre antennes devra être réduite. Il serait également plus judicieux de monter les antennes sur un même support.

3.5 Tests de validation

Le but de ces essais [59] est de valider initialement le fonctionnement du réseau avant de le relier aux sources optoélectroniques. Les objectifs sont de :

- Valider l'effet réseau
- Valider le fonctionnement du dépointage électronique

Différentes méthodes de mesures (transitoire et harmonique) sont comparées et confrontées à des simulations FDTD.

Pour la méthode transitoire, le système d'émission utilisé combine un générateur électronique impulsionnel APG1 (Figure 97), un répartiteur 1 voie vers 4, et des lignes à retard mécaniques de type ligne coaxiale à air qui permettent de régler le retard entre chaque impulsion avec une précision de 10 ps (Figure 152). Ce système permet donc d'avoir quatre sources identiques qui peuvent être synchronisées ou retardées les unes par rapport aux autres. Un déphasage de 250 ps est ensuite appliqué entre chaque impulsion pour obtenir un dépointage de 12.5° du lobe principal. La mesure est réalisée à l'aide d'un plateau tournant en bois offrant une précision de 5° .

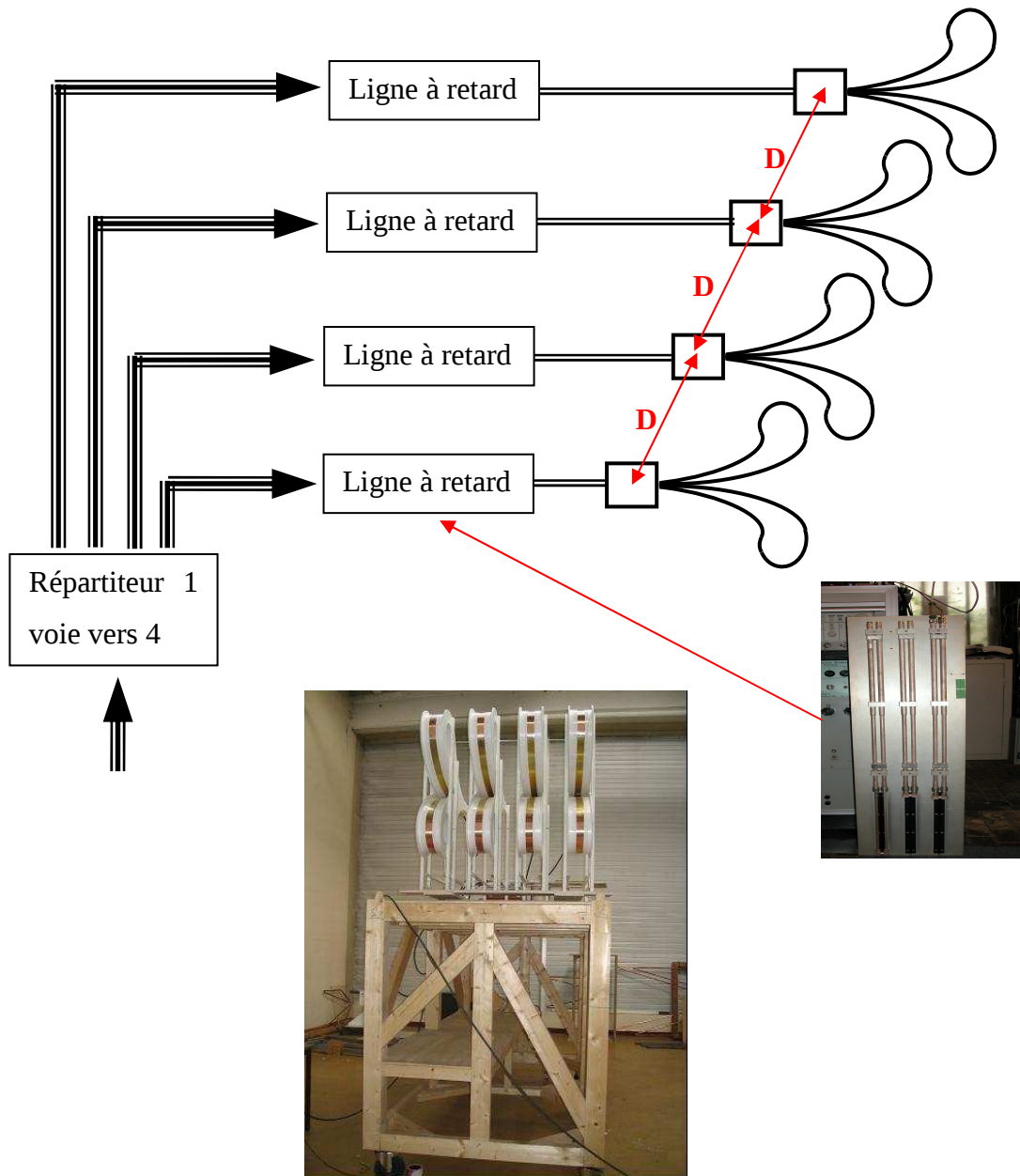


Figure 152 : Dispositif expérimental

Des tests sont également effectués en harmonique à la base de mesure anéchoïque CHEOPS au centre DGA/CELAR (Figure 153). La précision de mesure est inférieure à 1° .



Figure 153 : Mesure harmonique

Les diagrammes de rayonnement sont mesurés dans le plan E et dans le plan H sur toute la bande de fréquence pour différentes configurations du système d'émission (1 antenne, réseau de 2 antennes ou réseau de 4 antennes).

La Figure 154 présente le diagramme de rayonnement obtenu par la méthode transitoire pour 750 MHz dans le plan E en fonction du nombre d'antennes placées à l'émission. Le lobe de rayonnement reste naturellement identique quel que soit le nombre d'antennes.

La Figure 155 présente le diagramme de rayonnement obtenu par la méthode transitoire pour 750 MHz dans le plan H en fonction du nombre d'antennes placées à l'émission. Conformément à l'effet réseau souhaité, le lobe de rayonnement se resserre lorsque le nombre d'antennes augmente. Des lobes de réseau apparaissent avec quatre antennes.

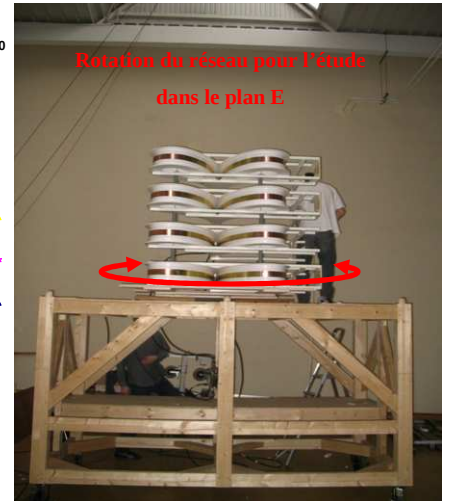
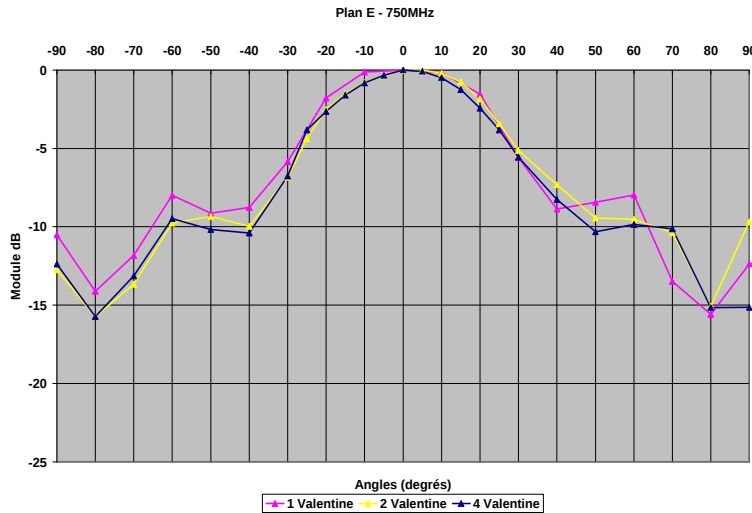


Figure 154 : Diagramme dans le plan E à 750 MHz. Méthode transitoire.

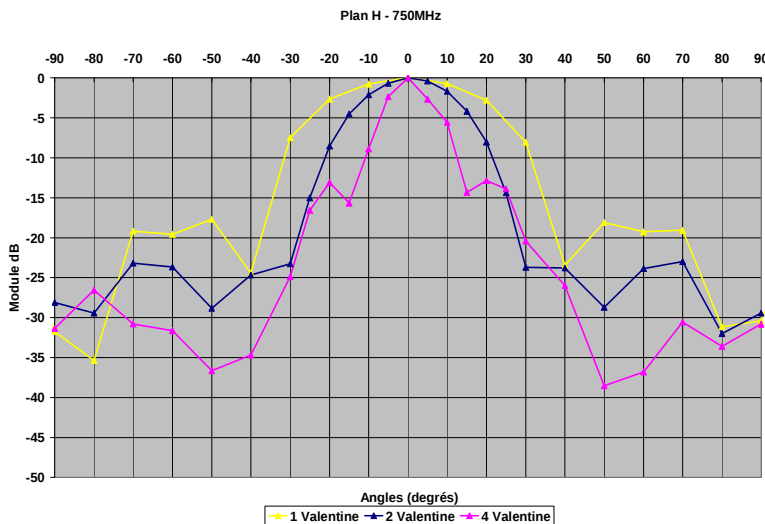


Figure 155 : Diagramme dans le plan H à 750 MHz. Méthode transitoire.

La Figure 156 et la Figure 157 présentent les diagrammes de rayonnement obtenus dans le plan H pour une fréquence de 500 MHz et une de 1.5 GHz dans le cas où un retard de 250 ps est imposé entre chaque impulsion afin d'orienter le lobe principal suivant une direction de 12.4° . Un dépointage angulaire de 12.4° est effectivement observé expérimentalement. Un lobe de réseau dont l'amplitude est proche de celle du lobe principal apparaît vers -25° pour une fréquence de 1.5 GHz.

Ces derniers résultats permettent également de comparer les différentes méthodes de mesures transitoire et harmonique aux simulations FDTD. Les différents résultats concordent. Par exemple, la différence observée au niveau du lobe principal est inférieure à 1 dB.

La méthode transitoire offre une mauvaise discrétisation lorsque la fréquence est élevée en raison du faible pas angulaire de rotation et de l'étroitesse des lobes. L'achat d'un plateau tournant piloté avec une grande précision a donc été effectué pour réaliser la suite des tests du système complet.

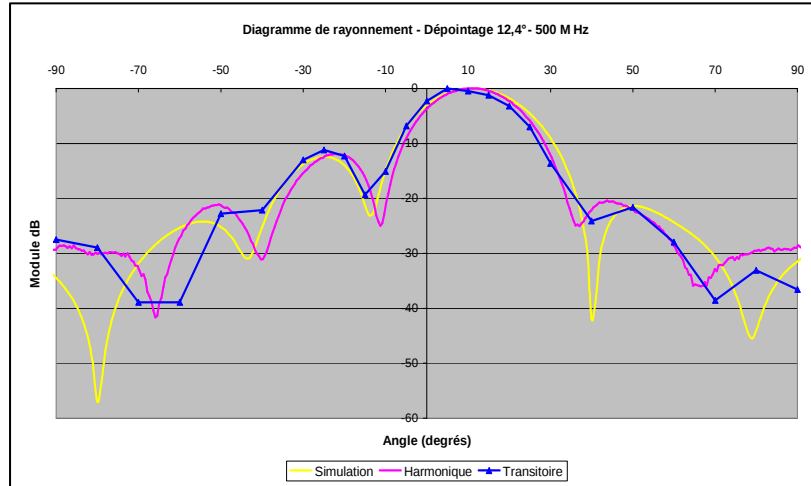


Figure 156 : Diagramme du réseau de 4 antennes avec dépointage de 12.4° à 600 MHz dans le plan H.

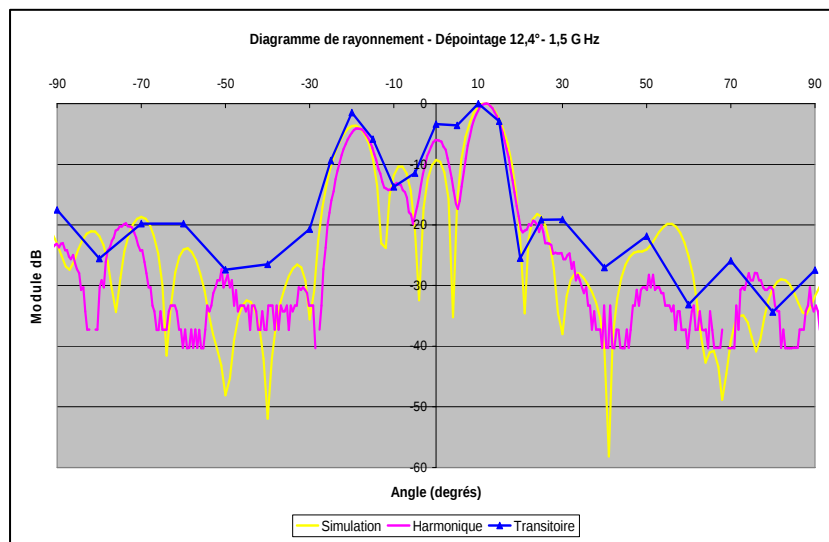


Figure 157 : Diagramme du réseau de 4 antennes avec dépointage de 12.4° à 1.5 GHz dans le plan H.

Ces premiers tests permettent de :

- Vérifier le fonctionnement du réseau et la présence de l'effet réseau dans le plan H
- Valider la possibilité de réaliser du dépointage
- Valider le fonctionnement de la méthode de mesure transitoire qui est utilisée dans le dernier chapitre pour caractériser le fonctionnement du démonstrateur optoélectronique complet.

4 Mise en place et réglage du système complet

Cette partie présente la mise en place et le réglage du système complet. Elle s'articule essentiellement autour des trois points suivants :

- La mise en place des outils de mesure. Il s'agit de mettre au point la partie logicielle qui gère le séquençement et l'acquisition des mesures.
- Le réglage de l'oscilloscope TDS 6804 B.
- La méthode de synchronisation des sources.

4.1 Mise en place des outils de mesure

Les bancs de mesures nécessitent des outils logiciels pour réaliser le séquençement de la mesure, l'acquisition des données et les traitements. Plusieurs objectifs doivent être remplis :

- Le pilotage des expérimentations comme la mesure d'un diagramme de rayonnement ou la réalisation d'une fauchée en imagerie SAR.
- L'automatisation et l'optimisation de la vitesse de réalisation des mesures.
- L'acquisition des données provenant de l'oscilloscope monocoup TDS 6804 B.
- Les traitements et l'exploitation des données.

4.1.1 Logiciel Labview

Labview est le logiciel idéal pour piloter le démonstrateur car il permet de gérer l'ensemble de la chaîne d'acquisition et des traitements. De plus, les temps de développement sous cet environnement sont réduits. [57]

Il s'agit d'un environnement de développement graphique favorisant la réalisation rapide d'applications modulaires et évolutives pour le test, la mesure et le contrôle. Il permet de créer diverses applications, de piloter des systèmes d'instrumentation, de faire différents traitements sur les données (opérations mathématiques ou traitement du signal), ou encore de

générer des signaux. Grâce à des instruments virtuels (Figure 158), il permet de construire des façades de contrôle pour piloter toutes sortes d'appareils (oscilloscopes, générateurs, ...).

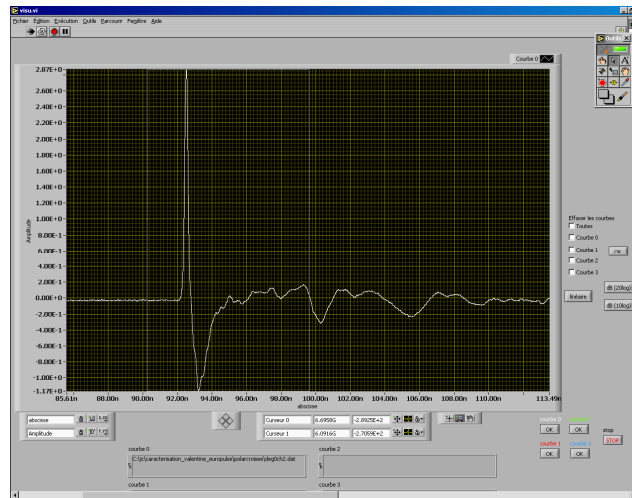


Figure 158 : Instrument virtuel : Interface homme machine (face avant)

C'est un langage de programmation graphique (Figure 159) sur fond de langage C. Un langage de programmation graphique utilise des icônes et boîtes à la place des lignes de texte pour créer des applications. A l'inverse des langages textuels dans lesquels ce sont les instructions qui déterminent l'exécution du programme, Labview utilise une programmation par flux de données. Ce sont les flux de données qui déterminent l'ordre d'exécution des tâches. Ce logiciel peut être associé à différentes cartes d'acquisition ou de contrôle ainsi qu'à des automates ou encore à des sondes.

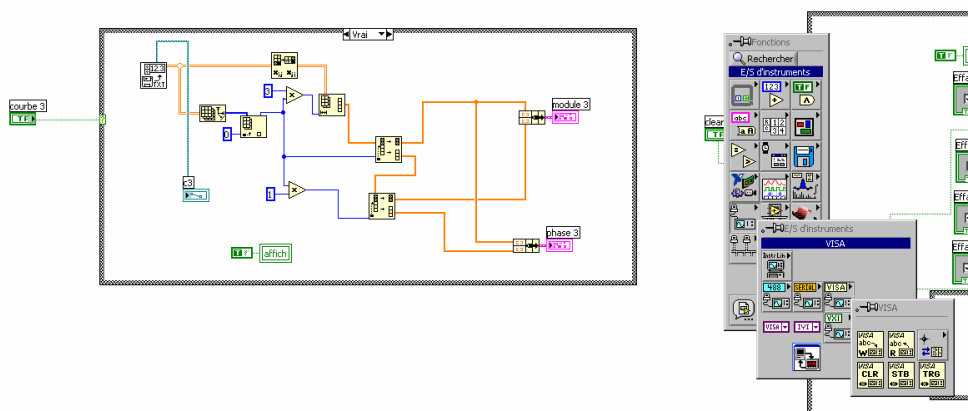


Figure 159 : Exemple de programme Labview (diagramme)

4.1.2 Gestion des essais

La solution choisie pour piloter les essais est l'utilisation d'un PC standard équipé de Labview qui assure toutes les fonctions de contrôle et de séquençement des essais (Figure 160).

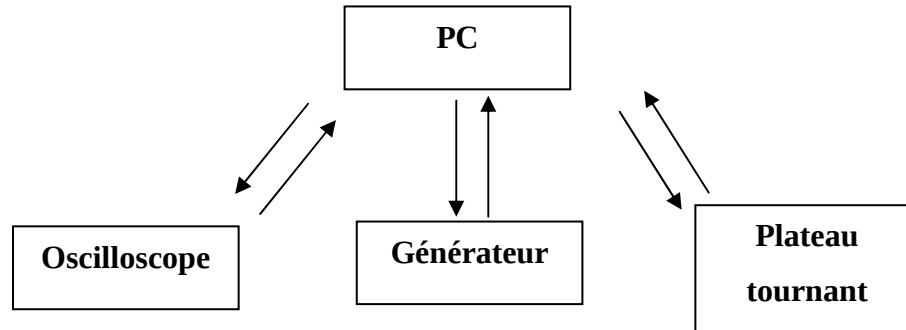


Figure 160 : Communication entre les différents éléments du système

4.1.2.1 Acquisition des données sur l'oscilloscope TDS 6804B

Cet oscilloscope dispose d'un PC intégré. Les mesures peuvent être directement chargées sur ce PC à travers différents drivers fournis. Il dispose d'une première interface GPIB interne et d'une seconde externe. Il est possible de piloter l'oscilloscope avec Labview via l'une de ces interfaces. Des drivers compatibles avec Labview peuvent être téléchargés sur les sites Internet de Tektronix et de National Instrument. Leur défaut est qu'il s'agit de drivers génériques contenant des fonctions annexes parfois inutiles et effectuant les transferts de données sous format ASCII. La conception d'un driver rapide effectuant le transfert des données sous format binaire a été réalisée pour obtenir une vitesse de transfert plus élevée des données (par exemple, le nombre 1.23456789E+10 est codé sur 64 bits en format binaire double précision et nécessite $14 \times 8 = 112$ bits en ASCII). Le déclenchement de la mesure et les réglages de l'oscilloscope peuvent également être commandés.

4.1.2.2 Contrôle du déclenchement de la source optoélectronique

Un système de contrôle de la source optoélectronique a été mis au point pour pouvoir déclencher l'émission à distance et éviter ainsi de se trouver dans la zone de tir lors de l'utilisation de champs de niveaux élevés. Il est possible de contrôler l'émission de plusieurs manières. Tout d'abord au niveau de la source laser qui peut être pilotée par un PC. Cette première méthode présente un inconvénient majeur. En effet, si l'émission laser est stoppée, le système se refroidit et nécessite au rallumage plusieurs minutes d'attente avant de retrouver une stabilité parfaite. La reproductibilité du signal s'en trouve alors dégradée. Une autre

solution est de couper la source haute tension. Celle-ci est malheureusement dépourvue de système de contrôle externe. De plus une coupure de cette source ne signifie pas un arrêt instantané des émissions car les câbles d'alimentation sont chargés et il faut plusieurs secondes de tirs pour qu'ils soient complètement déchargés. La solution envisagée consiste à obturer le faisceau en sortie du laser. Un cache fabriqué dans un matériau absorbant la longueur d'onde du laser est placé devant le faisceau par un servo contrôle utilisé en modélisme (Figure 161). Il s'agit d'un moteur capable de soulever 6 kg asservi en position. Il est contrôlé par un train d'impulsions modulées en largeur. Ce signal de contrôle est généré par un premier microcontrôleur PIC 16F84. Un second microcontrôleur servira d'interface avec le PC par communication RS232. Le tout est contrôlé par Labview.

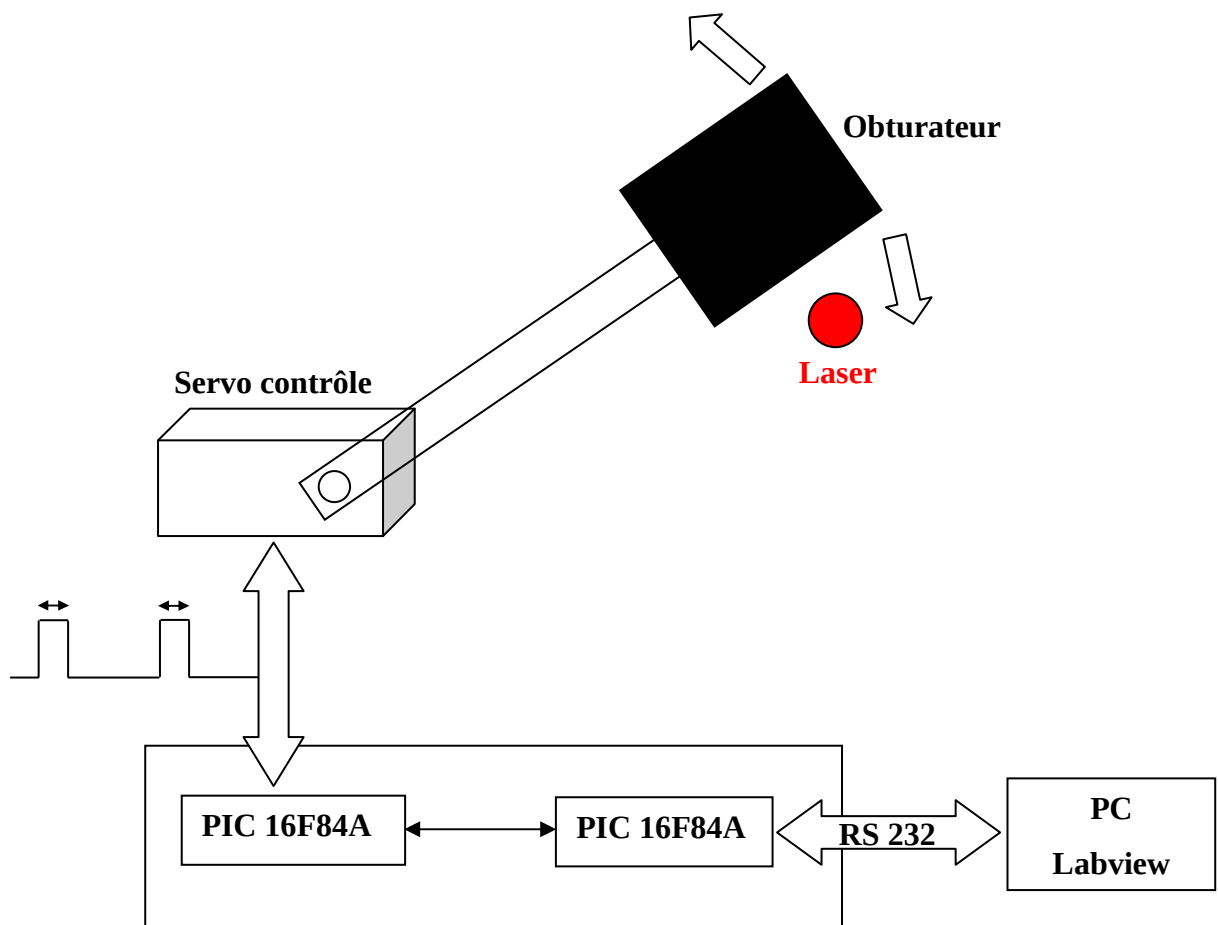


Figure 161 : Système de contrôle de la source optoélectronique

4.1.2.3 Traitement et exploitation des données

Labview offre des possibilités de traitement et d'exploitation des données. Il permet d'avoir une rapidité de traitement et une visualisation pratique des données. De plus

l'utilisation d'un seul logiciel pour gérer à la fois la gestion des essais, l'acquisition et le traitement des données est très intéressante car elle offre un gain de temps non négligeable. C'est pourquoi des programmes incluant tous les algorithmes de traitement nécessaires ont été développés sous Labview. Les principaux sont :

- Transformée de Fourier discrète et transformée de Fourier discrète inverse
- Fenêtrage temporel et fréquentiel
- Algorithme de sommation cohérente pour l'imagerie SAR
- Graphes de comparaison de signaux
- Affichage des diagrammes de rayonnement et des images radar sur des graphes 3D
- Calculs mathématiques divers dans le domaine temporel ou fréquentiel

4.1.2.4 *Amélioration du banc transitoire de mesure de diagrammes de rayonnement*

- **Achat d'un plateau tournant pilotable**

Un plateau tournant en bois manuel a été fabriqué au début du projet pour réaliser les diagrammes de rayonnement. Sa précision angulaire est de 5° . Le besoin de précision (Figure 157) et de rapidité de mesure a motivé l'achat d'un plateau automatisé de marque Siepel (Figure 162). Sa précision angulaire est de $\pm 0.5^\circ$. Il est possible de le piloter par GPIB à l'aide de Labview et de contrôler sa position et sa vitesse de rotation. Il supporte 2 tonnes et son diamètre est de 1,5 m ce qui est suffisant pour positionner le réseau d'antennes.



Figure 162 : Plateau tournant.

Ne disposant pas d'une plate-forme permettant de surélever les antennes, ces dernières sont placées directement sur le plateau tournant métallique, lui-même placé au sol. Pour étudier les effets de ce plateau une comparaison a été effectuée avec les diagrammes obtenus en utilisant le plateau tournant en bois placé sur une plate-forme à 3 m du sol. Les mesures présentées sur la Figure 163 ont été réalisées avec le réseau d'antennes Valentine entre -90° et 90° . Ces courbes mettent en évidence la faible influence du plateau et du sol sur les mesures réalisées avec ce type d'antenne et cette polarisation. Pour d'autres types d'antennes

et une polarisation horizontale, l'acquisition d'une plate forme pour éloigner les antennes du sol et du plateau métallique serait nécessaire. Enfin, la comparaison de ces diagrammes met en évidence l'amélioration obtenue au niveau précision avec un pas de mesure de 1°.

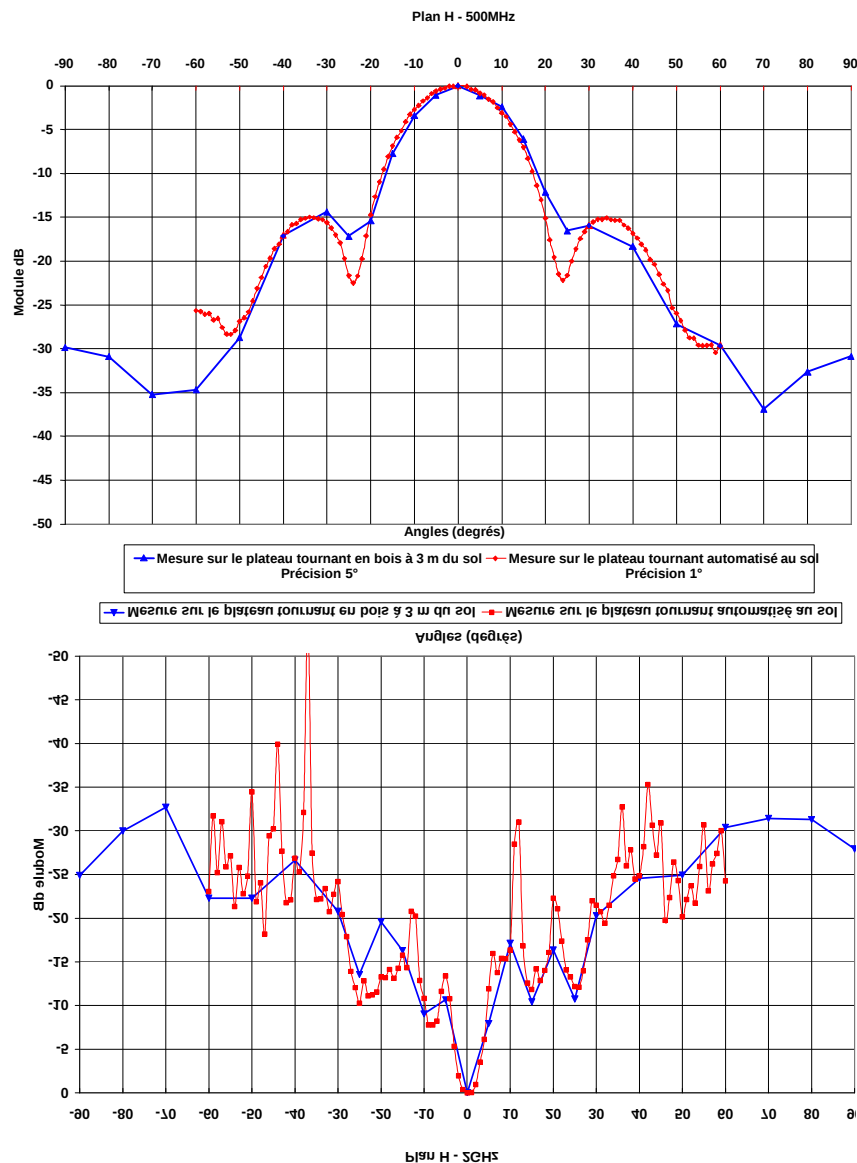


Figure 163 : Effet du plateau tournant automatisé et du positionnement au sol

- **Automatisation du fenêtrage temporel.**

Un second point à améliorer concerne le traitement de données. Un fenêtrage temporel doit être effectué sur chaque mesure pour conserver uniquement le signal utile. Sur la mesure d'un diagramme complet avec un pas de 1°, 360 mesures sont à traiter. Le temps pour réaliser ce traitement manuellement est très important (une demi journée). Il a donc été nécessaire d'automatiser ce traitement. Une automatisation complète n'est pas envisageable car la forme des signaux évolue en fonction de la direction de pointage du système. Un programme de

fenêtrage semi-automatique a été réalisé. Les alternances du signal à conserver sont choisies en temps réel par l'utilisateur pour chaque mesure. Le programme effectue la troncature sur un niveau nul du signal pour réduire les oscillations dans le domaine fréquentiel dues à l'effet de porte. Un programme effectue ensuite le calcul de la transformée de Fourier discrète de chaque mesure fenêtrée. Les résultats peuvent ensuite être représentés suivant différents modes d'affichages (Diagramme de rayonnement 2D ou 3D). La durée du traitement est ramenée à une demi heure.

4.2 Le réglage de l'oscilloscope TDS 6804 B

L'oscilloscope TDS 6804 B présenté dans le **Chapitre 2 :4.3** offre de nombreuses possibilités de réglage. Sa fréquence d'échantillonnage est réglée à son maximum soit 20 Géc/s. Le mode de fonctionnement choisi est le mode IT (Interpolated Time) qui ajoute des points interpolés entre les points mesurés car il permet une observation plus précise des courbes (pas temporel d'environ 2 ps au lieu des 50 ps entre 2 échantillons mesurés). Un moyennage sur 50 mesures est utilisé pour améliorer la reproductibilité des mesures (problèmes de reproductibilité de +/- 10 % de la source optoélectronique) et permet d'éliminer les effets du bruit ambiant. La synchronisation avec le générateur est réalisée par le cinquième photocommutateur prévu à cet effet. Le déclenchement est réalisé sur « niveau » à 70 – 80 % du maximum pour rester sur une partie du front de montée très raide et éliminer également les impulsions mal générées par le dispositif optoélectronique. Le calibre est choisi en fonction des signaux mesurés. Il est ajusté pour exploiter au maximum la plage de tension disponible sans aller jusqu'à la saturation du signal. La limitation de sa tension d'entrée est fixée à 4 V crête par mesure de précaution même s'il résiste à des tensions de 5 V RMS pour parer à d'éventuelles erreurs au niveau du réglage du générateur.

4.3 Synchronisation des sources optoélectroniques

Le réseau de 4 antennes Valentine est relié aux sources optoélectroniques. Pour cumuler l'énergie dans une direction donnée, la synchronisation, c'est à dire le réglage du retard d'excitation entre les sources, doit être effectué.

Le dispositif de lignes à retard optiques prévu sur la source optoélectronique permet de régler facilement et précisément l'instant de déclenchement de chaque impulsion. L'amplitude des signaux peut être pondérée par réglage de l'éclairement sur le photocommutateur.

Deux méthodes de synchronisation sont envisagées :

- La synchronisation en émission.
- La synchronisation en réception.

La méthode dite de synchronisation en émission consiste à placer tour à tour chaque antenne Valentine à la même position en émission face à une antenne de réception (Figure 164). L'objectif étant que les impulsions émises en sortie de chaque antenne soient synchrones.

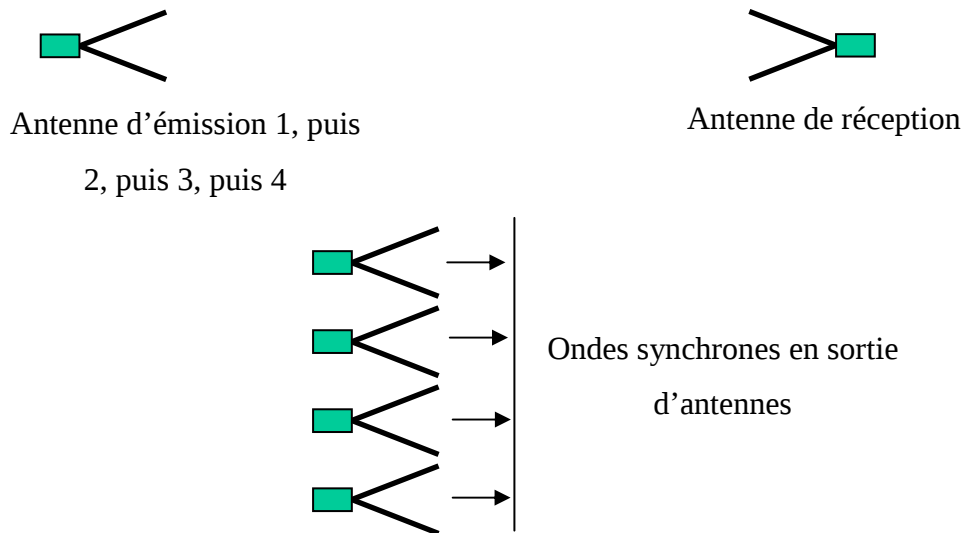


Figure 164 : Synchronisation en émission.

Cette méthode est envisageable uniquement lorsque l'antenne de réception est suffisamment éloignée des antennes d'émission.

Dans le cas du démonstrateur, la distance entre le réseau et l'antenne de réception est seulement de 8 m. Une différence de trajet de 1.5 cm existe entre les signaux issus des antennes centrales et ceux issus des antennes latérales (Figure 165) soit une différence de temps de propagation de l'ordre de 50 ps. Cette différence est faible au regard des 3 ns de la largeur d'impulsion.

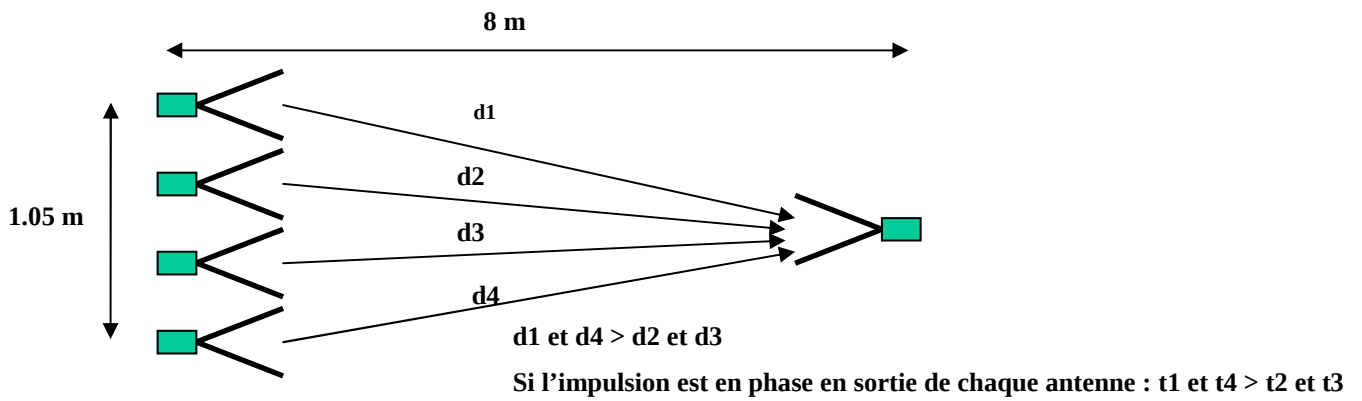


Figure 165 : Différence de trajet des signaux issus de chaque source.

Néanmoins, pour valider le fonctionnement du cumul de puissance dans l'axe (ou dans une direction particulière) et conserver un temps de montée constant, une méthode dite de synchronisation en réception est choisie car elle permet de compenser cette différence de trajet en un point donné.

Cette méthode consiste à placer l'antenne en réception face au réseau à l'endroit où le cumul des énergies est souhaité (Figure 166). Les antennes d'émission sont alimentées successivement (leur position est maintenue au sein du réseau). Les impulsions émises par chacune d'entre elles et reçues au pied de l'antenne de réception sont synchronisées en déplaçant les lignes à retard optique et en observant les décalages temporels obtenus sur l'oscilloscope. L'antenne de réception reçoit quatre signaux parfaitement synchrones. Le cumul d'énergie est obtenu en un point et à une distance particulière.

Cette méthode a aussi l'avantage d'être rapide car elle ne nécessite pas le démontage du réseau.

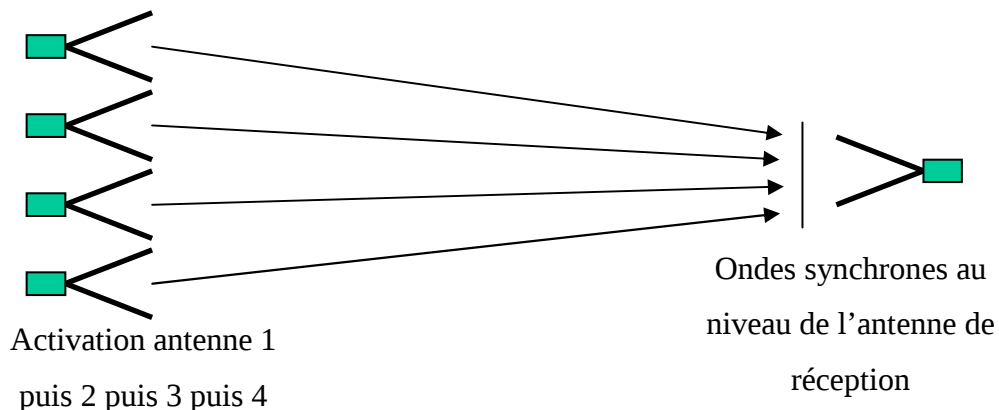


Figure 166 : Synchronisation en réception.

Cette seconde méthode de synchronisation en réception est choisie car elle seule permet une mesure correcte du cumul de puissance à 8 m. La Figure 167 présente les 4 signaux reçus au pied de l'antenne Libellule placée en face du réseau en réception. La synchronisation est parfaitement réalisée. La précision obtenue est la même que celle déterminée en sortie des photocommutateurs dans le cas des essais effectués au **Chapitre 2 :2.8.3.**

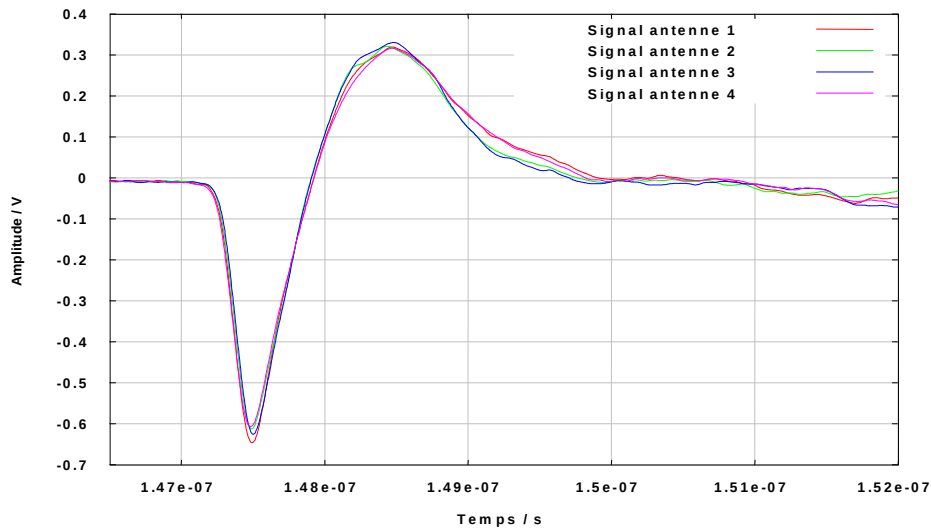


Figure 167 : Signaux reçus synchronisés

Il est possible d'utiliser cette méthode de synchronisation pour introduire un dépointage suivant de petits angles. Le réseau d'antenne est tourné face à l'antenne de réception suivant la direction privilégiée de rayonnement (Figure 168). Les signaux sont alors synchronisés successivement pour chaque antenne d'émission.

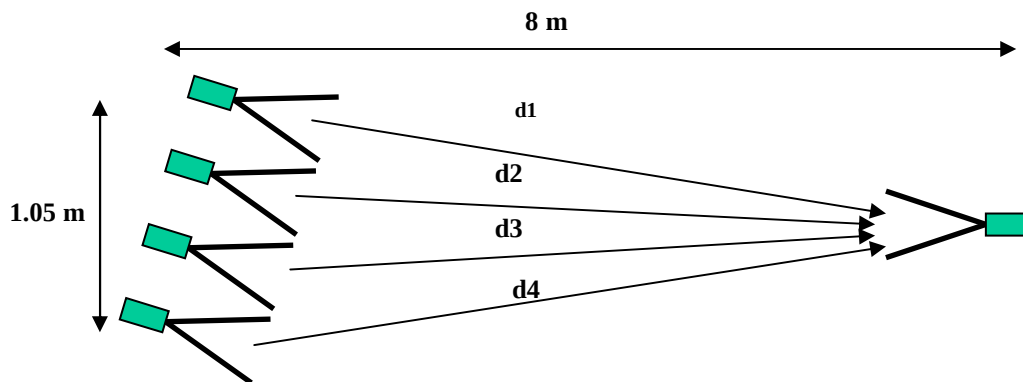


Figure 168 : Synchronisation des sources pour avoir un dépointage du rayonnement

5 Conclusion

Divers points ont été traités dans ce chapitre.

Le premier est l'étude du local et particulièrement le positionnement du démonstrateur à l'intérieur. Pour les mesures effectuées en transmission, la distance entre le système d'émission et le système de réception est fixée à 8 m. Le temps clair correspondant est de 6.67 ns soit deux fois la largeur de l'impulsion rayonnée (3 ns). Pour les mesures radars, la cible doit être placée à une distance supérieure à 90 cm du mur du fond. Une distance de 8 m par rapport au radar semble également être satisfaisante pour favoriser la création de l'effet réseau.

L'étude du bruit ambiant dans le local montre que celui-ci ne gêne pas le fonctionnement du démonstrateur d'autant plus qu'un moyennage sur 50 mesures est effectué pour compenser les problèmes de reproductibilité des sources. La cible choisie pour l'imagerie est un trièdre de 45 cm d'arête autorisant un rapport signal à bruit ambiant de 80 en linéaire. Toutefois, à cause du couplage qui n'est pas parfaitement reproductible, le rapport signal à bruit estimé est de 4 en linéaire.

La construction du réseau et son fonctionnement sont validés. La distance entre antenne choisie est de 35 cm.

Pour réaliser le contrôle des essais, des programmes sont développés sous le logiciel Labview. Le besoin de précision sur la détermination des diagrammes de rayonnement a nécessité l'acquisition d'un plateau tournant automatisé.

Enfin, une méthode de synchronisation des signaux en réception permet de compenser efficacement la différence de trajet entre les ondes émises par chaque antenne d'émission.

Chapitre 4 : Tests et résultats du démonstrateur radar RUGBI

Ce quatrième chapitre présente les différents essais effectués et les résultats obtenus avec le démonstrateur RUGBI. Trois parties sont à distinguer.

La première regroupe les essais réalisés en transmission. L'objectif est l'analyse du rayonnement du réseau de quatre antennes Valentine associé à la source optoélectronique. Plusieurs points sont analysés :

- Le cumul d'énergie dans l'axe.
- L'effet réseau.
- Le dépointage angulaire du lobe principal.

La seconde partie traite des essais radars. Quatre points sont abordés :

- Le couplage induit par le réseau d'antennes sur l'antenne de réception.
- La réalisation d'une fauchée de type SAR pour valider le fonctionnement du démonstrateur.
- L'étude d'autres techniques d'imagerie radar.
- L'utilisation d'une impulsion de type monocycle.

Ce chapitre se conclut en mettant en évidence les perspectives offertes par ce projet.

1 Essais en transmission : Etude du rayonnement du démonstrateur

Dans cette première partie, le rayonnement du démonstrateur est étudié. Les objectifs sont :

- L'étude du champ rayonné dans l'axe afin d'observer l'augmentation du champ en fonction du nombre d'antennes à l'émission.
- L'analyse des capacités de rayonnement du réseau avec notamment l'augmentation de la directivité et la possibilité d'effectuer du dépointage.

1.1 Champ rayonné dans l'axe du réseau d'émission

La configuration du système est présentée sur la Figure 169. Les antennes d'émission sont placées à 3 m du sol (hauteur sol – balun) sur la plate forme fixe. L'antenne de réception est positionnée en vis à vis sur la plate forme mobile à la même hauteur et à une distance de 8 m (balun à balun) de l'émission suivant le positionnement adopté au **Chapitre 3 :2.2**. Chaque antenne d'émission est alimentée par le même signal d'amplitude 1 kV. La synchronisation de ces signaux est réalisée par la méthode de synchronisation dite en réception (**Chapitre 3 :4.3**).

Un atténuateur PSPL de 20 dB et un BARTH de 6 dB protègent l'oscilloscope sur la voie reliée à l'antenne de réception. Un atténuateur PSPL de 20 dB et un PSPL de 6 dB protègent l'oscilloscope sur la voie connectée au cinquième photocommutateur de synchronisation.

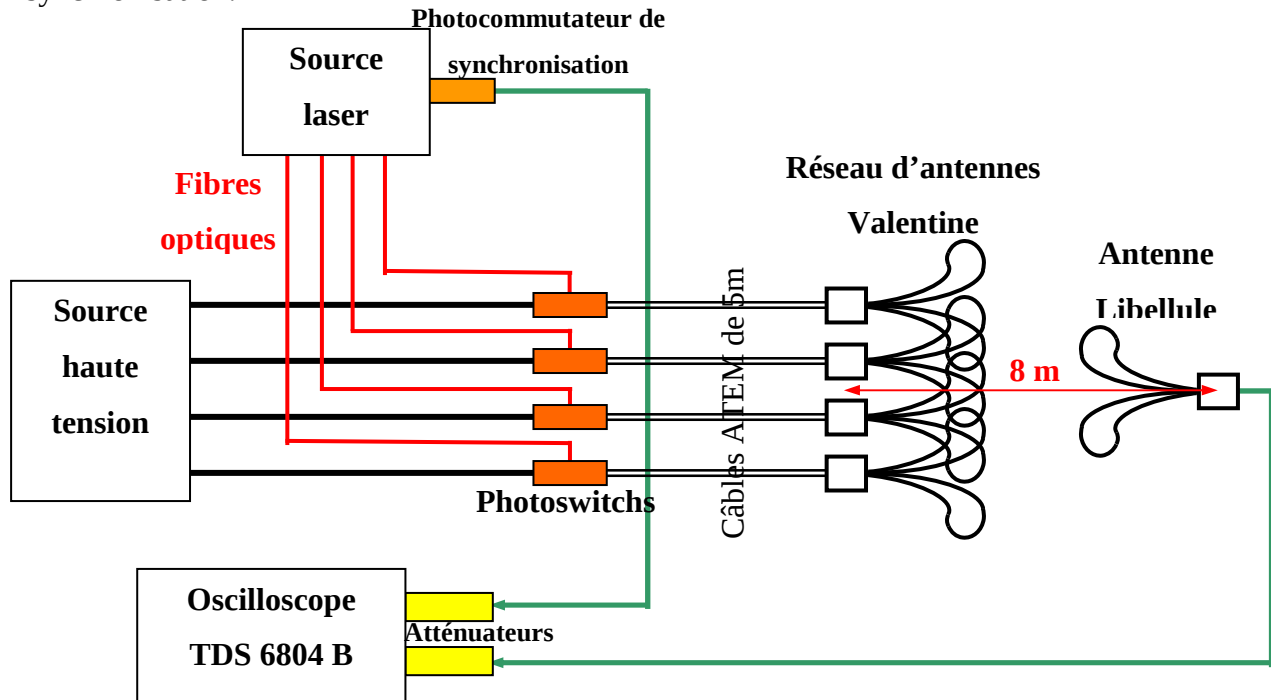


Figure 169 : Dispositif expérimental

Plusieurs configurations à l'émission sont testées :

- 1 antenne seule.
- 2 antennes situées aux extrémités du réseau.
- 2 antennes situées au centre du réseau.
- 3 antennes.
- 4 antennes.

La Figure 170 présente les signaux temporels mesurés au pied de l'antenne de réception suivant l'axe principal du système d'émission considéré. Le niveau de champ reçu est égal à la multiplication de celui obtenu avec une antenne seule par le nombre d'antennes placées en émission. Ainsi lorsque le réseau de quatre antennes est utilisé, l'amplitude du champ reçu est quatre fois plus élevée que celle atteinte avec une antenne seule.

Le même cumul d'énergie est observé quelle que soit la position des antennes dans le réseau. En effet si deux antennes sont placées au centre ou aux extrémités, les signaux temporels sont rigoureusement identiques.

Aucun étalement temporel de l'impulsion n'est constaté. La forme et le temps de montée restent inchangés. Seule l'amplitude s'accroît avec le nombre d'aérien.

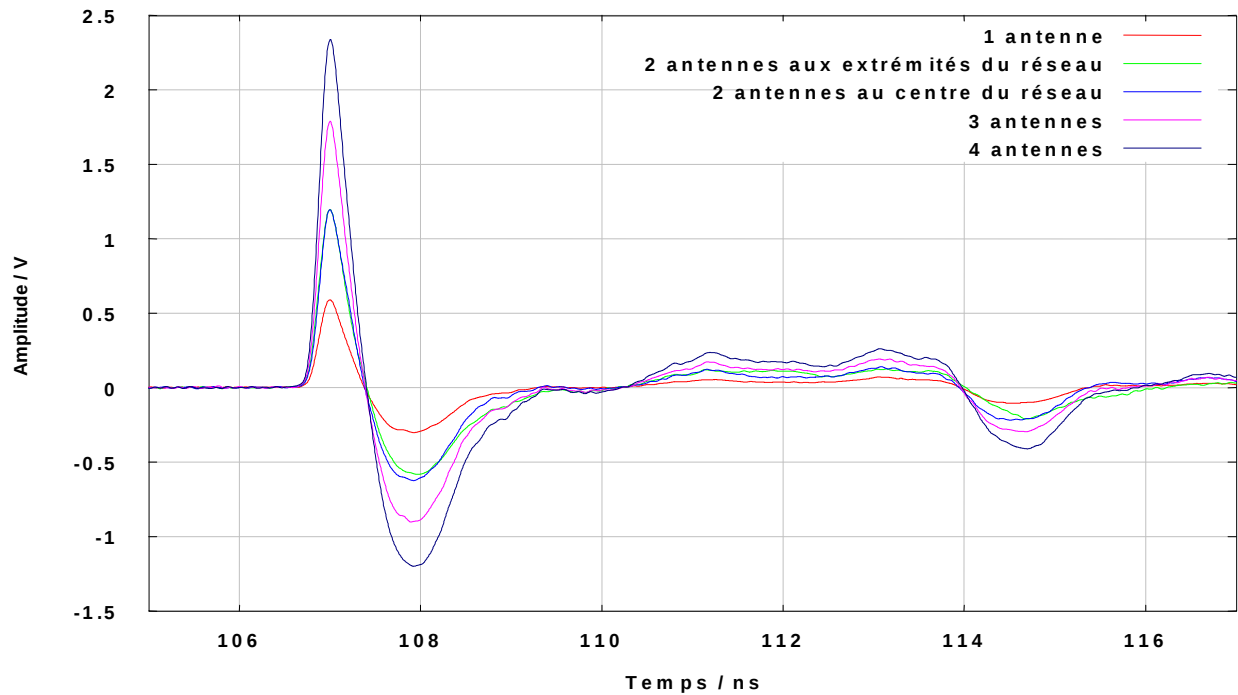


Figure 170 : Signaux temporels mesurés dans l'axe.

La Figure 171 présente la transformée de Fourier des signaux temporels reçus. Une augmentation de l'amplitude de 6 dB (ou de 6 dB de l'énergie) est constatée lorsque le nombre d'antennes est doublé. Cette augmentation est constante sur toute la bande de fréquence en dessous de 3 GHz. Au-delà, le cumul d'énergie n'est plus efficace puisque les antennes sont très directives. La distance choisie entre antennes est trop importante pour conserver un effet réseau au-delà de 3 GHz. Peu d'énergie étant rayonnée au dessus de 3 GHz en raison de la bande passante des antennes Valentine (**Chapitre 2 :3.4.3.2**) et du générateur (**Chapitre 2 :2.8.1**), cette perte de cumul n'est pas observable sur les signaux temporels (Figure 170).

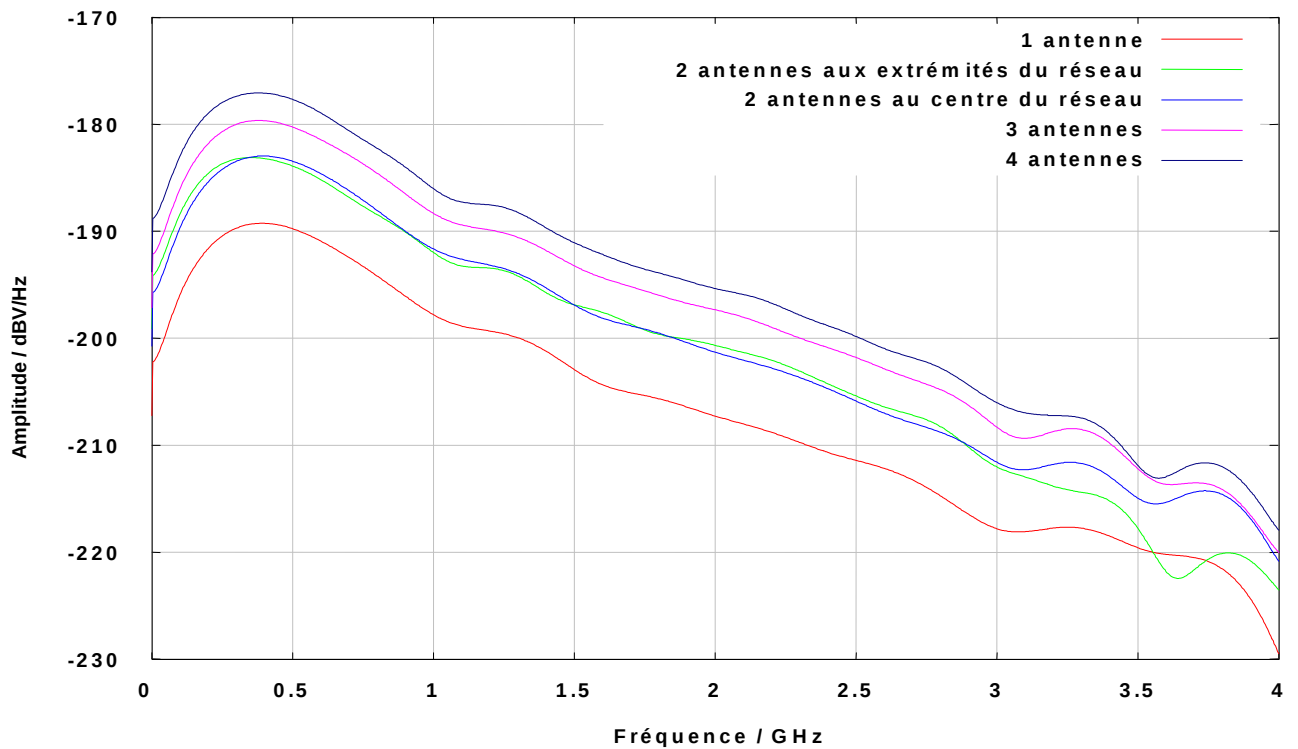


Figure 171 : Transformée de Fourier des signaux temporels mesurés dans l'axe

En conclusion, la sommation des champs est parfaitement réalisée. Le cumul de l'énergie dans l'axe est validé dans la bande de fonctionnement du démonstrateur.

1.2 Diagrammes de rayonnement du démonstrateur

Le but est d'étudier précisément le réseau alimenté par la source optoélectronique dans le plan H, plan dans lequel l'effet réseau s'applique. Pour cela le système est placé sur le plateau tournant automatisé (Figure 172) présenté dans le **Chapitre 3 :4.1.2.4**. Les mesures sont effectuées entre -60° et 60° avec un pas de 1° . L'angle 0° correspond à la mesure dans l'axe. Le centre de rotation est positionné au niveau de la sortie du balun dans le cas d'une antenne seule et au milieu du segment reliant les sorties des baluns des quatre antennes dans le cas du réseau (Figure 172). L'ensemble du dispositif expérimental est identique à celui adopté lors de l'analyse du champ dans l'axe (Figure 169).



Figure 172 : Dispositif de mesure du diagramme de rayonnement

Plusieurs configurations sont étudiées :

- Une antenne Valentine seule en émission alimentée par une impulsion d'amplitude 4 kV.
- Le réseau de quatre antennes Valentine, chacune étant alimentée de façon synchrone par une impulsion d'amplitude 1 kV.
- Le réseau de quatre antennes, chacune étant alimentée par une impulsion d'amplitude 1 kV. Ces quatre impulsions sont retardées entre elles de 203 ps pour dépointer le lobe principal suivant un angle de -10° . Cet angle de 10° est choisi vu que le niveau de champ rayonné suivant cette direction par l'antenne Valentine seule, est supérieur à -3 dB du niveau de champ maximum observé dans l'axe.

L'excitation par une impulsion d'amplitude 4 kV d'une antenne seule et par une impulsion d'amplitude 1 kV de chacune des antennes montées en réseau génère deux champs rayonnés dans l'axe de même amplitude favorisant ainsi les comparaisons. La méthode de synchronisation des impulsions adoptée est systématiquement celle dite en « réception » (Chapitre 3 :4.3).

1.2.1 Etude des signaux rayonnés dans le domaine temporel

La Figure 173 présente le signal temporel reçu par l'oscilloscope en fonction de l'angle de rotation du plateau tournant dans le cas d'une antenne d'émission Valentine seule. Le maximum de champ est obtenu suivant l'axe de l'antenne (position 0°). Les champs rayonnés sont symétriques de part et d'autre de cet axe. L'impulsion s'étale temporellement lorsque l'angle d'observation du champ rayonné s'écarte de la position 0° . Ce résultat est justifié par le fait que les zones de l'antenne contribuant au rayonnement évoluent avec la fréquence (Figure 127). Les signaux reçus sont en phase pour les différents angles

d'observation étant donné que la rotation de l'antenne s'effectue autour d'un point fixe, la sortie du balun, origine spatiale du rayonnement.

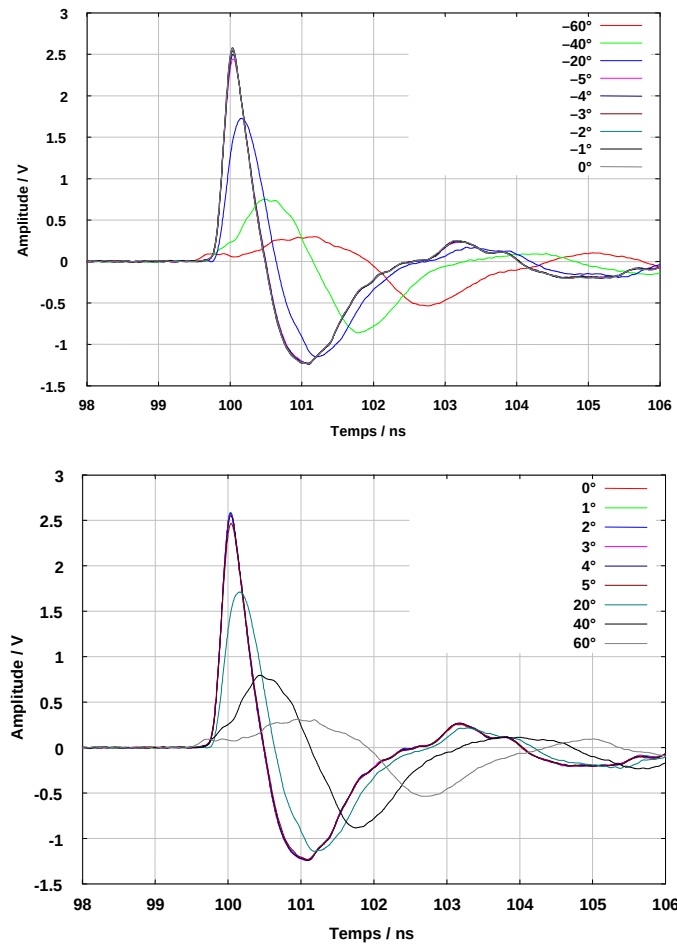


Figure 173 : Evolution du signal temporel en fonction de l'angle d'observation pour une antenne seule.

La Figure 174 présente le signal temporel reçu par l'oscilloscope en fonction de l'angle de rotation du plateau tournant dans le cas du réseau de 4 antennes Valentine placé à l'émission. Le maximum d'amplitude est obtenu pour le champ mesuré suivant l'axe du réseau (position 0°). L'amplitude du champ décroît plus rapidement que dans le cas de l'antenne seule lorsque l'angle d'observation s'écarte de l'axe principal de l'antenne. Le lobe de rayonnement est donc plus étroit. Les champs rayonnés sont symétriques de part et d'autre de l'axe de l'antenne. L'étalement temporel des impulsions est plus important qu'avec une antenne seule lorsque la mesure est réalisée loin de l'axe du réseau car les impulsions émises par chaque antenne ne sont plus parfaitement synchrones. Dans le cas du réseau, les signaux reçus en fonction de l'angle d'observation sont retardés les uns par rapport aux autres. En effet, le début du signal est lié au balun le plus proche du système de réception. Dans le cas d'une mesure radar nécessitant un point d'origine unique de rayonnement, des corrections

doivent être effectuées si la cible n'est pas suffisamment éloignée pour pouvoir considérer le système d'émission comme ponctuel.

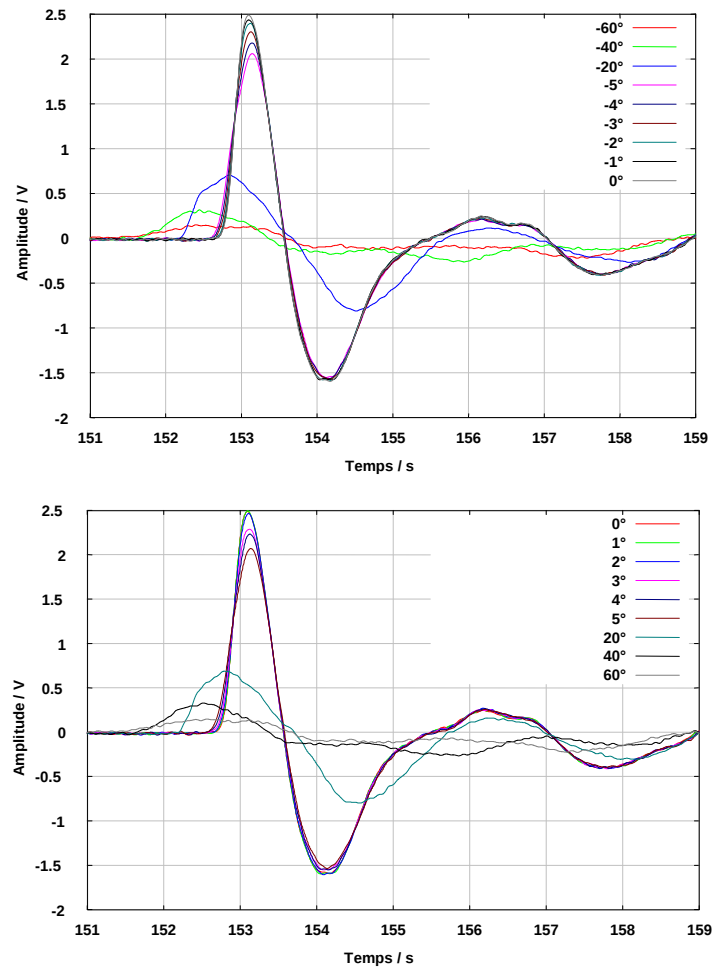


Figure 174 : Evolution du signal temporel en fonction de l'angle d'observation pour le réseau de 4 antennes Valentine.

La Figure 175 présente le signal temporel reçu par l'oscilloscope en fonction de l'angle de rotation du plateau tournant dans le cas du réseau de 4 antennes Valentine placé à l'émission et réglé pour un dépointage de -10° . Le maximum d'amplitude est obtenu pour l'angle d'observation de -10° . Le dépointage est réalisé. La forme, l'étalement temporel et la durée de l'impulsion sont conservés. Une baisse du niveau, par rapport au cas étudié sans dépointage, est constatée car le rayonnement d'une antenne Valentine n'est pas maximum pour un angle de 10° . L'amplitude du signal est toutefois plus élevée autour de 20° , ce qui traduit la présence de lobes de réseau. La symétrie autour de l'angle -10° n'est pas conservée en raison de ces lobes de réseau.

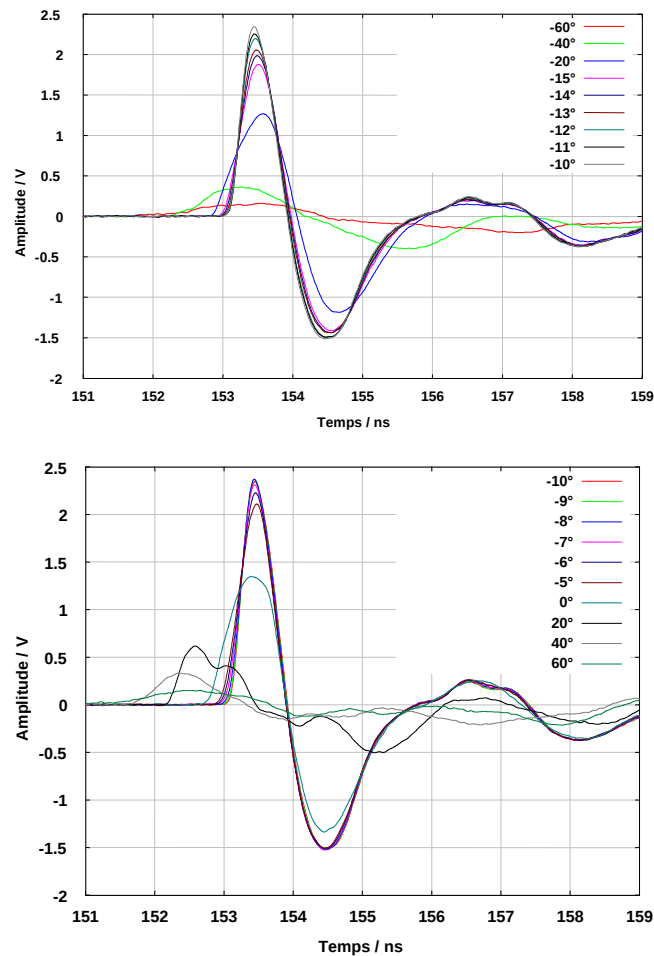


Figure 175 : Evolution du signal temporel en fonction de l'angle d'observation pour le réseau de 4 antennes Valentine et un angle de dépointage de -10° .

Les tâches de rayonnement transitoires sont présentées sur la Figure 176. Les mesures temporelles effectuées sont superposées sur le même graphe. Une représentation de l'amplitude (en Volts) en fonction de l'angle d'observation et du temps est obtenue.

La tâche de rayonnement est plus étroite avec le réseau d'antenne (focalisation de l'énergie rayonnée). L'amplitude maximale est divisée par 2 à partir de 10° dans le cas du réseau et à partir de 30° dans le cas d'une antenne seule. L'étalement temporel de l'impulsion est inexistant pour les mesures proches de 0° mais apparaît à partir de 20° en raison de la désynchronisation des impulsions. La valeur de l'étalement est de 1.4 ns pour un angle de 20° .

Dans le cas du dépointage, la tâche de rayonnement est centrée sur -10° ; ce qui est en accord avec les attentes. L'allure temporelle et spatiale de la tâche est identique à celle observée sans dépointage. En revanche, une tâche (en bleu) correspondant à des lobes de réseau parasites apparaît du côté opposé au dépointage. Les niveaux d'amplitude de ces

derniers restent toutefois très inférieurs à ceux du lobe principal puisque l'impulsion générée contient peu de composantes haute fréquence à l'origine de ces lobes de réseau.

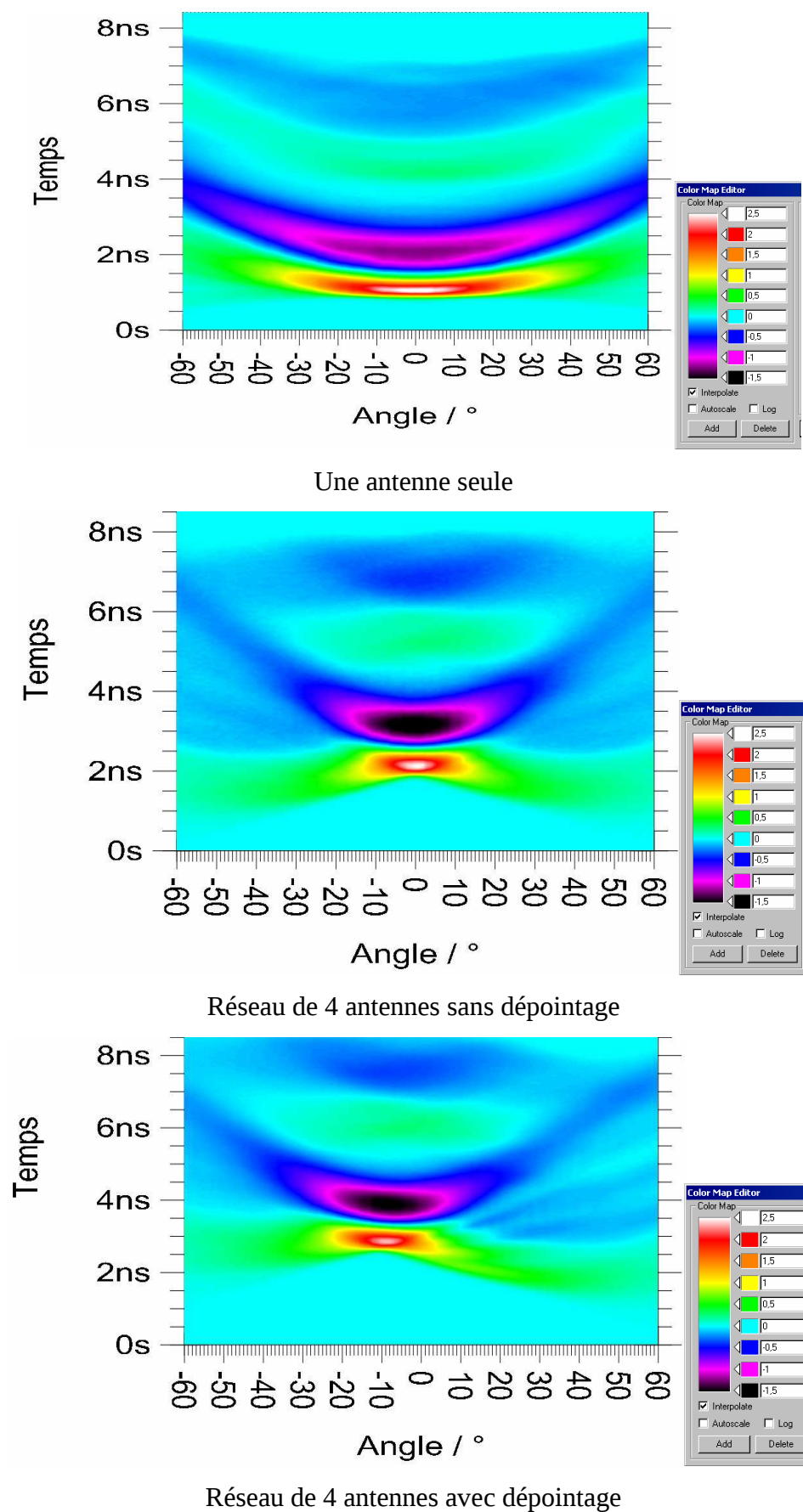


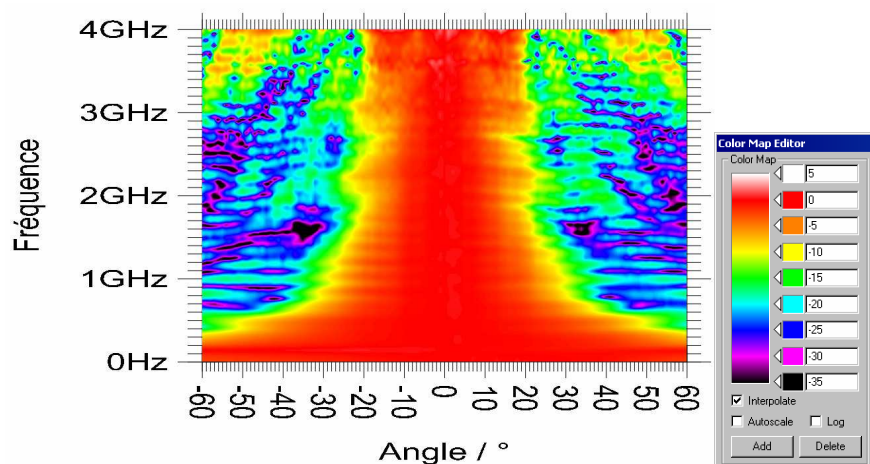
Figure 176 : Tâches de rayonnement temporelles

1.2.2 Etude des signaux dans le domaine fréquentiel

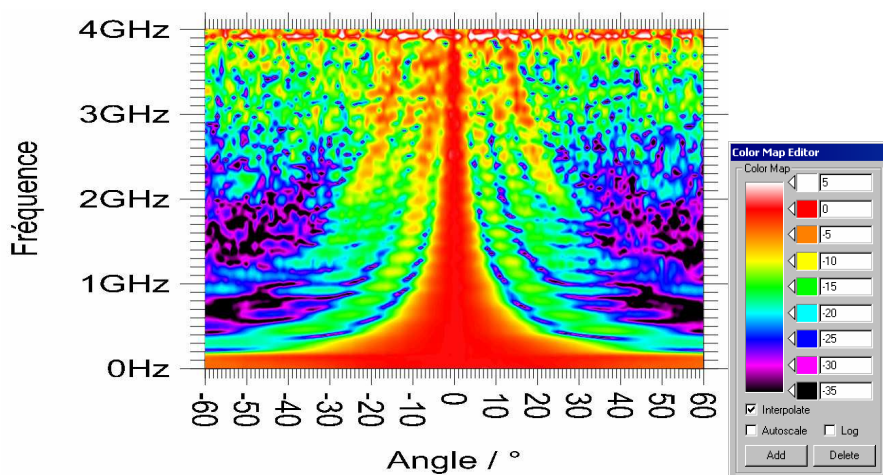
Sur la Figure 177, les diagrammes de rayonnement fréquentiels correspondant à la représentation de l'amplitude en fonction de la fréquence et de l'angle d'observation sont présentés. L'amplitude est donnée en dB et est normalisée par rapport à celle reçue dans la direction où le rayonnement est maximum (0° dans le cas de l'antenne seule et du réseau sans dépointage et -10° dans le cas du réseau avec dépointage).

Le lobe de rayonnement est plus étroit avec le réseau d'antennes. Des lobes de réseau parasites apparaissent à partir de 2 GHz. Au dessus de 3 GHz les mesures sont bruitées car l'impulsion ne contient plus suffisamment d'énergie.

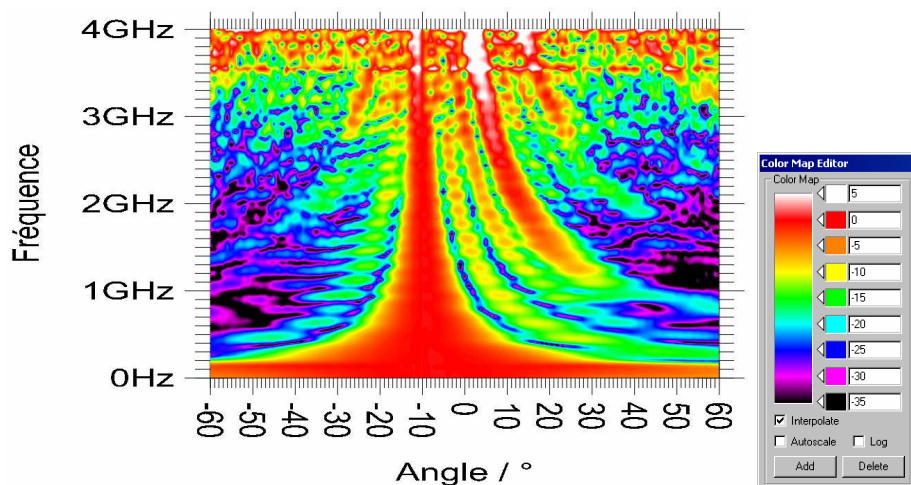
Dans le cas du dépointage, le lobe principal est centré sur -10° et est identique en terme de forme à celui obtenu dans le cas sans dépointage. L'orientation du lobe principal ne varie pas avec la fréquence ; ce réseau est non dispersif. Des lobes de réseau parasites apparaissent au dessus de 1 GHz. Ces lobes finissent par avoir un niveau supérieur à celui du lobe principal à partir de 2.5 GHz.



Une antenne seule



Réseau de 4 antennes sans dépointage



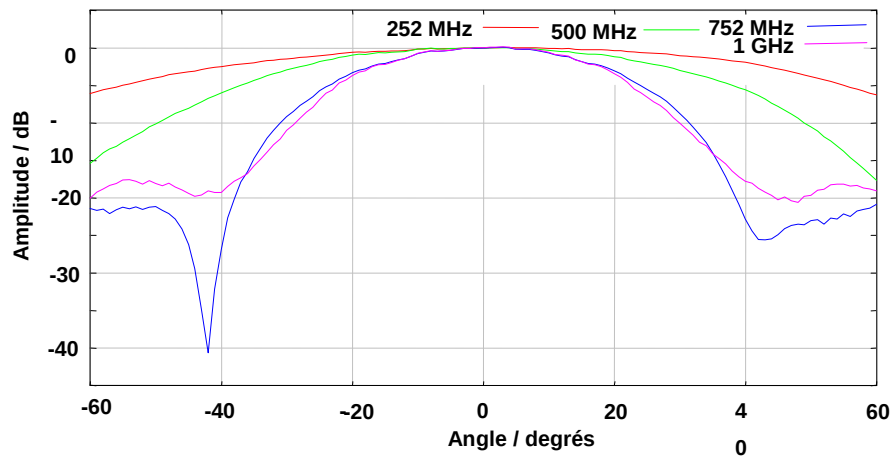
Réseau de 4 antennes avec un dépointage de -10°

Figure 177 : Diagramme de rayonnement fréquentiel normalisé par la direction du champ dans l'axe

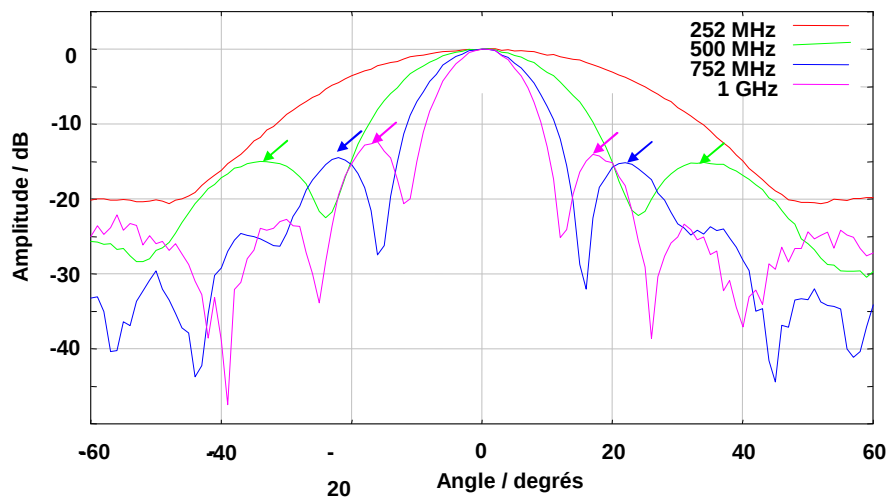
La Figure 178 et la Figure 179 présentent quelques coupes 2D de ces diagrammes de rayonnement fréquentiels pour différentes fréquences. Ils permettent d’analyser l’évolution du lobe principal et des lobes de réseau en fonction de la fréquence et de comparer les différentes configurations étudiées. Les lobes de réseaux sont marqués par des flèches. Les mêmes observations que sur les diagrammes de rayonnement fréquentiels 3D peuvent être effectuées. Ces diagrammes permettent de mesurer la demi largeur du lobe principal à -10 dB du maximum. Celle-ci est relevée dans le Tableau 20. Avec l’utilisation du réseau, le lobe principal est deux fois plus étroit à basse fréquence (< 1 GHz) et quatre fois plus étroit à haute fréquence (> 1 GHz) que dans le cas d’une antenne seule. Les lobes de réseau sont considérés pénalisants lorsque la différence de niveau avec le lobe principal est inférieure à 10 dB. Ce phénomène (marqué « lobe de réseau » en rouge dans le Tableau 20) se produit à partir de 2.5 GHz dans le cas sans dépointage et à partir de 1.5 GHz dans le cas du dépointage de -10° .

Fréquence	Demi largeur de lobe à -10 dB pour une antenne seule	Demi largeur de lobe à -10 dB pour le réseau de 4 Valentine	Demi largeur de lobe à -10 dB pour le réseau de 4 Valentine avec dépointage de -10°
250 MHz	$> 60^\circ$	33°	33°
500 MHz	50°	18°	18°
750 MHz	32°	14°	14°
1 GHz	28°	10°	10°
1.5 GHz	25°	8°	$8^\circ + \text{lobes de réseau}$
2 GHz	22°	5°	$5^\circ + \text{lobes de réseau}$
2.5 GHz	20°	$5^\circ + \text{lobes de réseau}$	$5^\circ + \text{lobes de réseau}$
3 GHz	19°	$5^\circ + \text{lobes de réseau}$	$5^\circ + \text{lobes de réseau}$

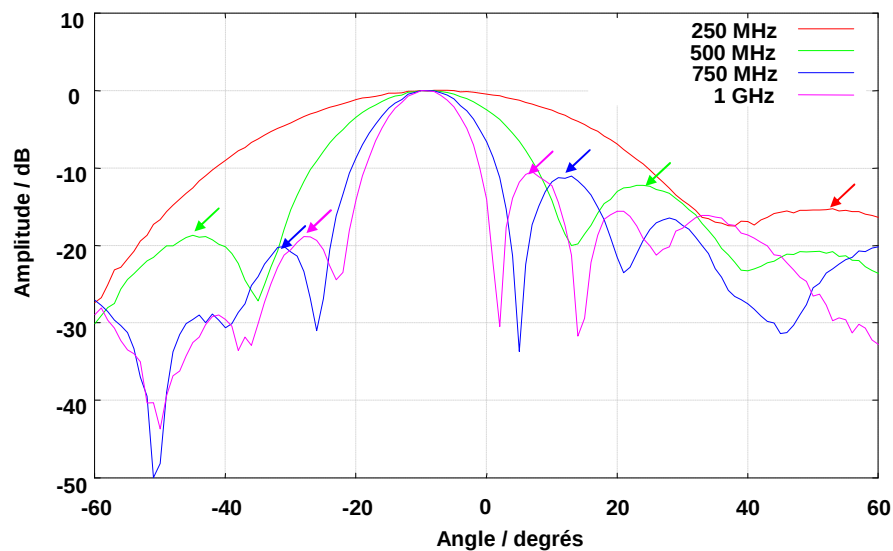
Tableau 20 : Evolution de la demi largeur du lobe principal en fonction de la fréquence



1 antenne seule

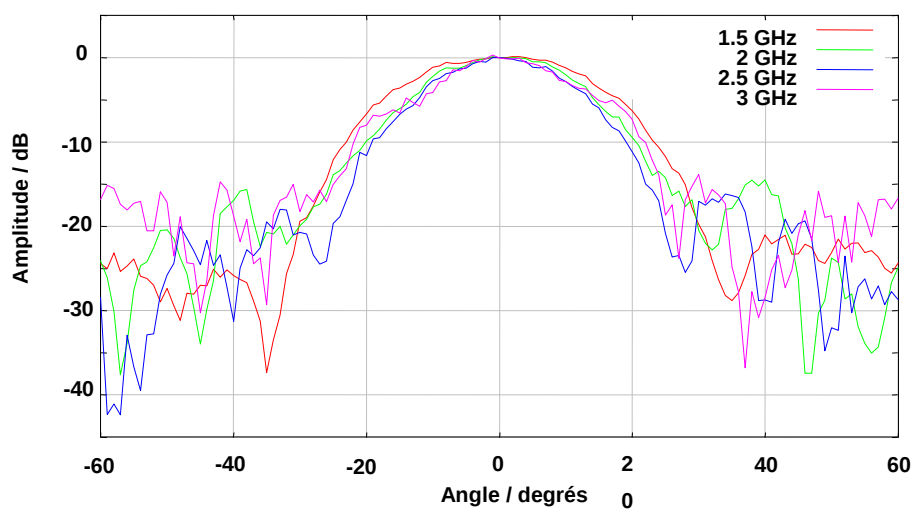


Réseau de 4 antennes sans dépointage

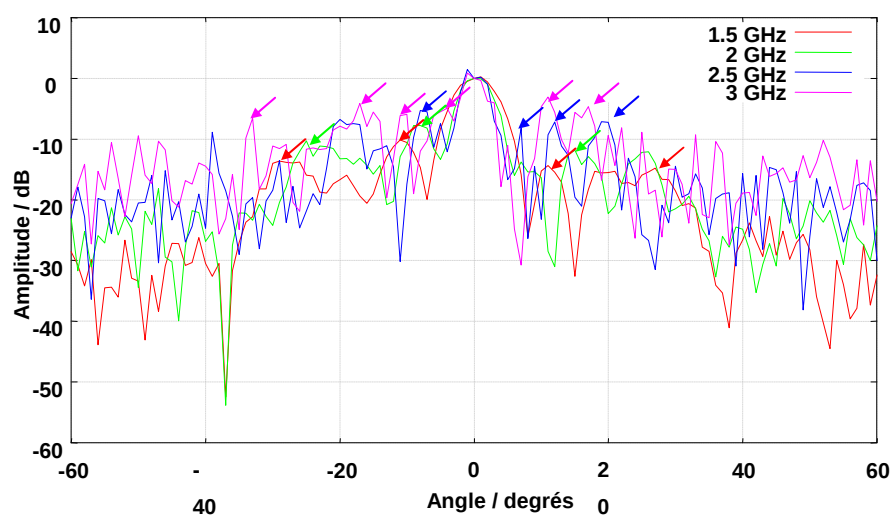


Réseau de 4 antennes avec dépointage de -10°

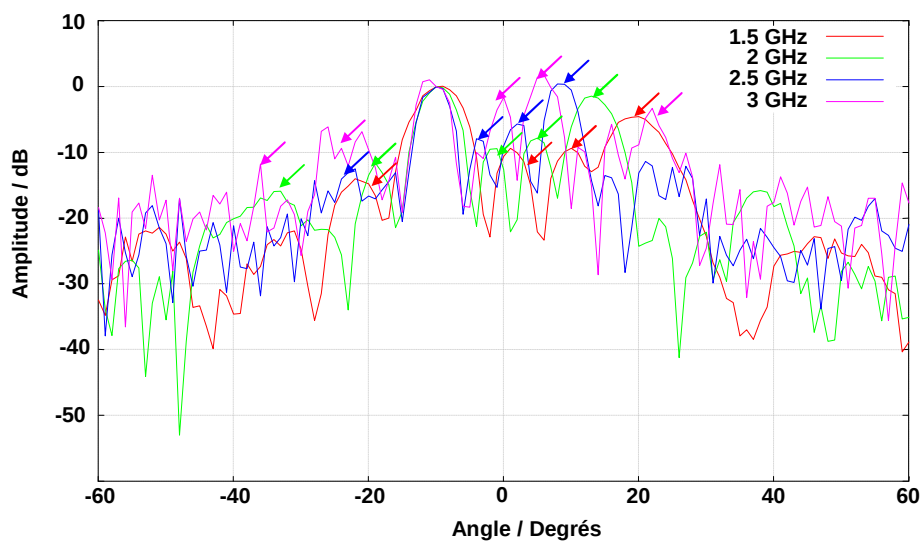
Figure 178 : Diagrammes de rayonnement fréquentiels normalisés



1 antenne seule



Réseau de 4 antennes sans dépointage



Réseau de 4 antennes avec dépointage de -10°

Figure 179 : Diagrammes de rayonnement fréquentiels normalisés

1.3 Conclusion

Les essais réalisés avec le démonstrateur sont satisfaisants :

- Le cumul de l'énergie est parfaitement réalisé dans l'axe avec quatre antennes. Le niveau de champ est multiplié par quatre. La portée radar peut donc être multipliée par deux.
- Le lobe de rayonnement est deux à quatre fois plus étroit en fonction de la fréquence avec l'utilisation du réseau de quatre antennes.
- Le dépointage est parfaitement réalisé dans la direction voulue.

Des problèmes de formation du faisceau sont néanmoins constatés en haute fréquence à cause de la distance entre antennes choisie (35 cm) trop élevée pour permettre un fonctionnement correct du réseau sur la bande 300 MHz – 3 GHz. Dans le cas du démonstrateur, l'impulsion rayonnée contient peu d'énergie aux fréquences supérieures à 2 GHz (-17 dB à 2 GHz par rapport au maximum situé à 400 MHz), les lobes de réseaux présents sont donc peu visibles sur le signal temporel. Avec une impulsion au contenu fréquentiel plus élevé, il serait nécessaire de réduire la distance entre antennes.

2 Essais en configuration radar : validation du fonctionnement du démonstrateur

Cette partie regroupe trois points :

- L'étude du couplage entre le réseau d'antennes à l'émission et l'antenne de réception qui affecte la dynamique des mesures radars.
- La validation du fonctionnement du démonstrateur par l'imagerie SAR.
- L'amélioration du fonctionnement du système grâce à l'utilisation d'une impulsion de type monocycle afin d'augmenter son rendement et de réduire le couplage entre le réseau d'émission et l'antenne de réception.

2.1 Etude du couplage entre le réseau à l'émission et une antenne en réception dans le cadre d'une mesure radar

Pour les applications radars fonctionnant en mode quasi-monostatique, le couplage entre les antennes d'émission et de réception dégrade la qualité des résultats. Deux types de couplage sont à distinguer :

- Le couplage direct dû à la propagation de l'impulsion le long de l'antenne d'émission. Son niveau fort nécessite une protection du système d'acquisition et limite la dynamique de mesure. Il peut être dissocié de la réponse de la cible par fenêtrage temporel.
- Le couplage long dû aux aller-retour des composantes non rayonnées sur l'antenne d'émission essentiellement basses fréquences. Son niveau est plus faible que celui du couplage direct mais il peut se superposer à la réponse de la cible. S'il est constant (signal d'émission parfaitement reproductible), il est possible de l'éliminer en soustrayant la mesure contenant la réponse de la cible avec une mesure comportant uniquement le signal de couplage. Sinon un filtrage peut être utilisé à condition que la réponse de la cible n'en soit pas affectée (couverture spectrale différente).

L'étude suivante analyse les couplages directs et longs induits par le réseau, les quantifie et les compare aux couplages observés avec une antenne seule.

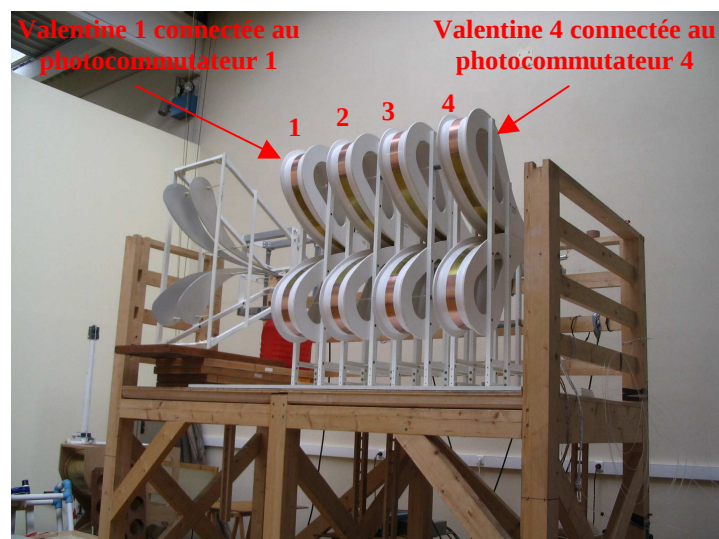


Figure 180 : Mesure du couplage entre le réseau de 4 antennes et l'antenne de réception

Libellule

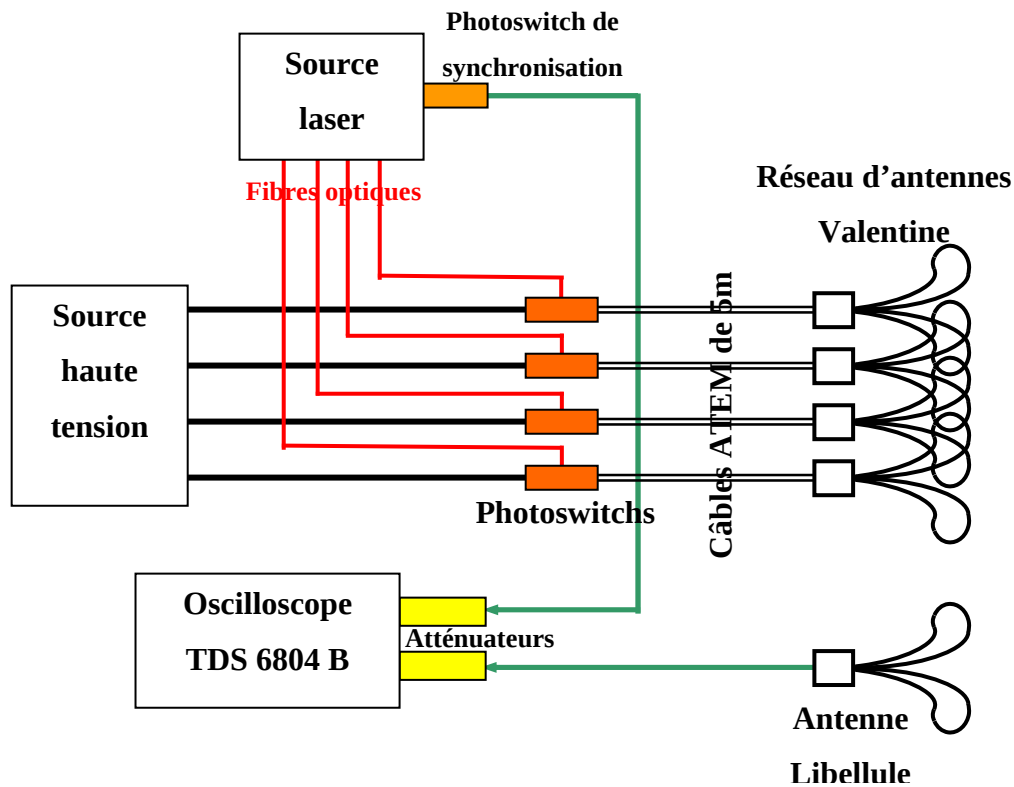


Figure 181 : Dispositif expérimental

La Figure 180 et la Figure 181 présentent le dispositif de mesure en configuration radar. L'antenne Libellule est placée en réception. Des mesures sont réalisées pour deux configurations d'émission :

- Le réseau de quatre antennes Valentine. Elles sont alimentées par le même signal d'amplitude 1 kV.
- Une antenne Valentine seule. Elle est alimentée par une impulsion d'amplitude 4 kV.

Le signal rayonné dans l'axe est identique dans les deux cas.

Un atténuateur PSPL de 20 dB et un BARTH de 6 dB protègent l'oscilloscope sur la voie provenant de l'antenne de réception. Un atténuateur PSPL de 20 dB et un PSPL de 6 dB protègent l'oscilloscope sur la voie provenant du cinquième photocommutateur de synchronisation.

Le balun de l'antenne de réception est placé à 1.12 m du centre du réseau ou du balun de l'antenne seule (Figure 182).

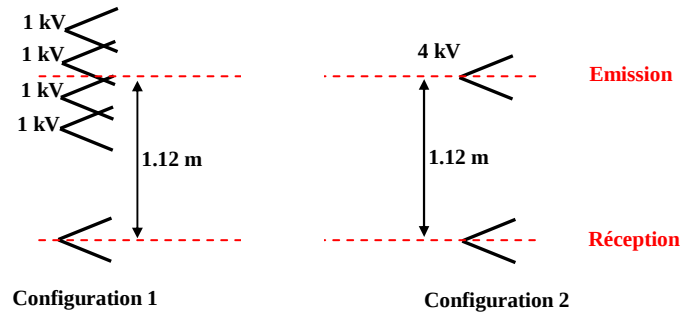


Figure 182 : Les deux configurations envisagées pour l'étude du couplage : comparaisons antenne seule – réseau d'antennes

La Figure 183 permet de comparer le couplage obtenu avec le réseau à celui obtenu avec une antenne seule placée en lieu et en place du réseau. Le niveau crête à crête de couplage direct est de 2.10 V avec le réseau et de 3.43 V avec l'antenne seule. Une baisse du couplage direct de 38.8 % est donc observée avec le réseau de quatre antennes. Le niveau de couplage long est également réduit avec l'utilisation du réseau. Une diminution moyenne de 30 % est constatée.

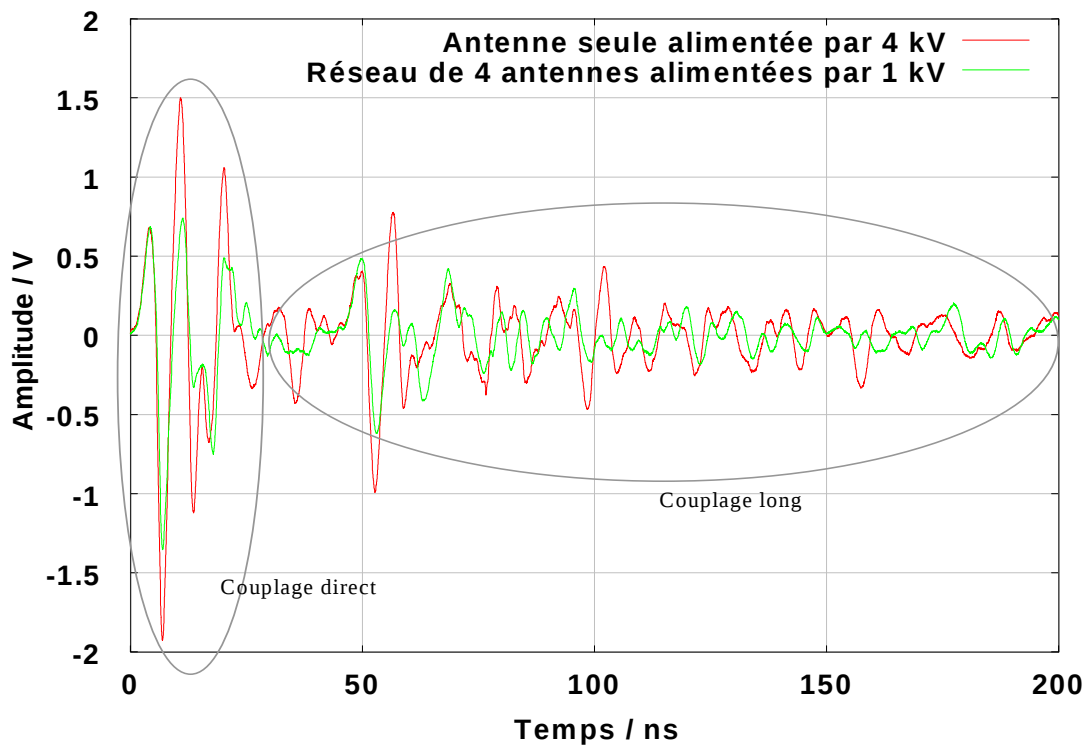


Figure 183 : Comparaison du couplage dû au réseau avec celui dû à une antenne seule.

La Figure 184 présente la transformée de Fourier des signaux de couplage. Ces signaux sont essentiellement basse fréquence. Leurs principales composantes spectrales sont

contenues dans la bande inférieure à 400 MHz. Un filtrage peut donc permettre d'éliminer ces signaux parasites dans la mesure où les réponses des cibles à détecter ne contiennent pas d'énergie dans cette bande de fréquence. Le couplage avec le réseau d'antennes est en moyenne inférieur de 30 % à celui obtenu avec une antenne seule.

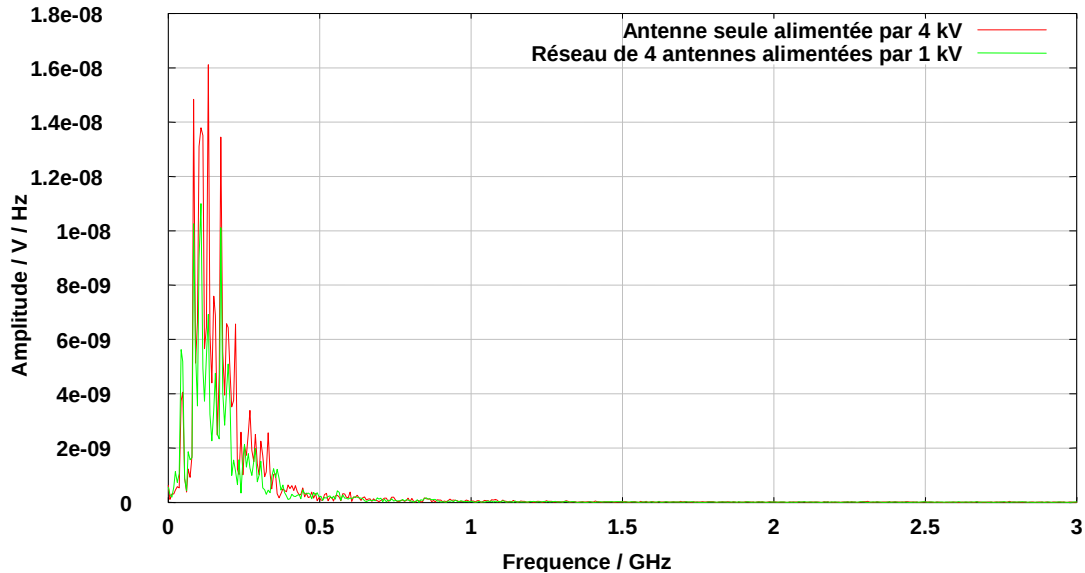


Figure 184 : Transformée de Fourier des signaux de couplage

Un second test est effectué. Le balun de l'antenne de réception est placé à 90 cm du réseau ou du balun d'une antenne seule positionnée en lieu et place de l'antenne du réseau la plus proche du système de réception (Figure 185). Cette antenne seule est alimentée par une impulsion d'amplitude 1 kV.

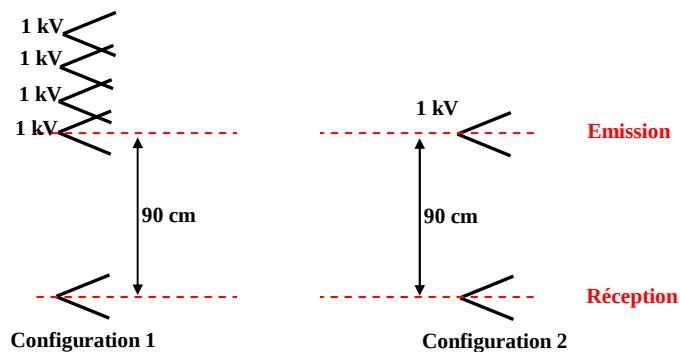


Figure 185 : Les deux configurations pour l'étude du couplage : comparaisons antenne seule – réseau d'antennes

La Figure 186 permet de comparer le couplage obtenu avec le réseau à celui obtenu avec cette antenne seule. Les niveaux de couplage direct et long sont similaires dans les deux cas. Avec le réseau, ces niveaux dépendent donc essentiellement de l'antenne d'émission située la plus proche du système de réception.

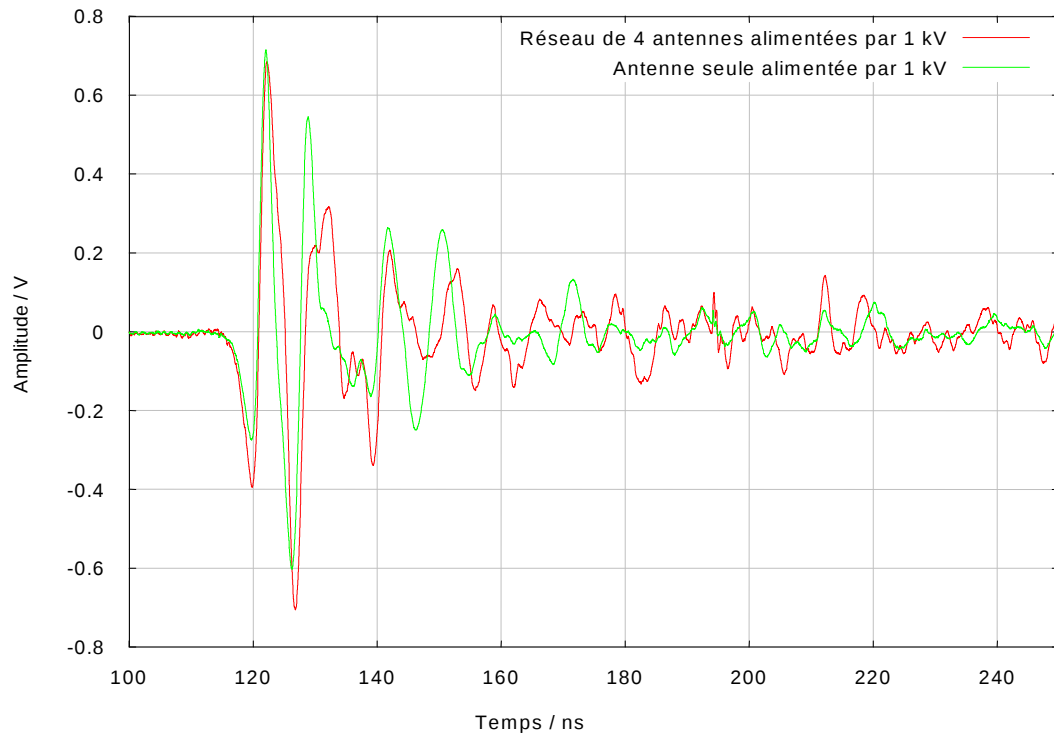


Figure 186 : Comparaison du couplage dû au réseau avec celui dû à une antenne seule.

2.2 Validation du fonctionnement du démonstrateur par une expérimentation probatoire d'imagerie SAR

Pour tester le démonstrateur RUGBI complet et valider son fonctionnement dans le cadre des applications radars, une fauchée d'imagerie SAR d'une cible est réalisée.

2.2.1 Définition d'une mesure radar SAR.

Le principe de fonctionnement est identique à celui du radar à visée latérale Pulsar (**Chapitre 1 :2.3.1**). Le radar se déplace le long d'une zone à étudier ou autour. Une mesure est effectuée pour différentes positions connues. L'image est ensuite reconstituée grâce à différents algorithmes tels que la méthode WK ou la sommation cohérente adoptée pour cette étude [4].

En superposant toutes les mesures temporelles sur un même graphe, une représentation de l'amplitude en fonction du temps et en fonction des différentes positions du radar, appelée carte des réponses impulsionnelles, est obtenue (Figure 187). Dans le cas où le radar se déplace transversalement par rapport à la cible, le temps d'aller retour de l'onde entre le radar

et la cible se réduit lorsque le radar s'en approche et augmente quand il s'en éloigne. Il est minimum lorsque le radar est en face de la cible. L'évolution de la réponse de la cible en fonction du déplacement du radar et du temps décrit une hyperbole (Figure 187).

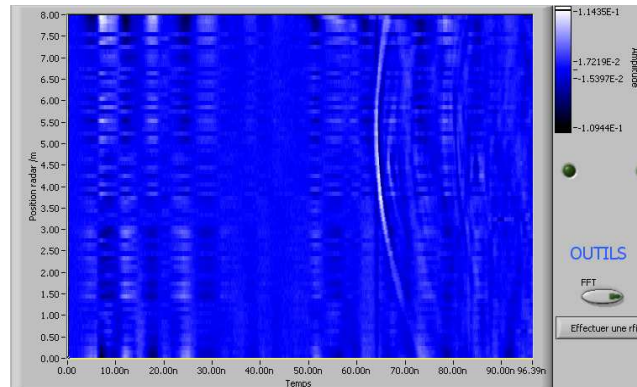


Figure 187 : Carte des réponses impulsionnelles

En utilisant un algorithme de sommation cohérente, il est possible de reconstituer l'image dans un plan (Figure 189). La zone à reconstituer est découpée en pixels. Pour chacun d'eux, la distance entre le radar et le pixel considéré est calculée pour toutes les positions de mesure (Figure 188). De cette distance est déduit le temps de propagation de l'onde entre le radar et le pixel. A ce temps est reliée une amplitude dans les fichiers de mesures. La somme de ces amplitudes est ramenée au niveau du pixel.

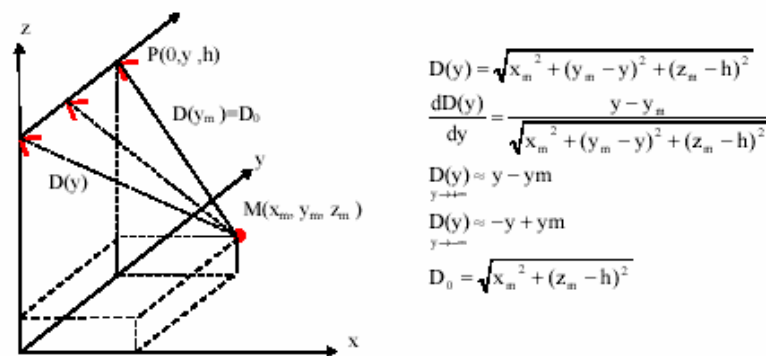


Figure 188 : Calcul de la distance entre un pixel et le radar dans le cadre d'une mesure d'image SAR

La superposition de l'énergie contenue dans chaque pixel donne une image (Figure 189).

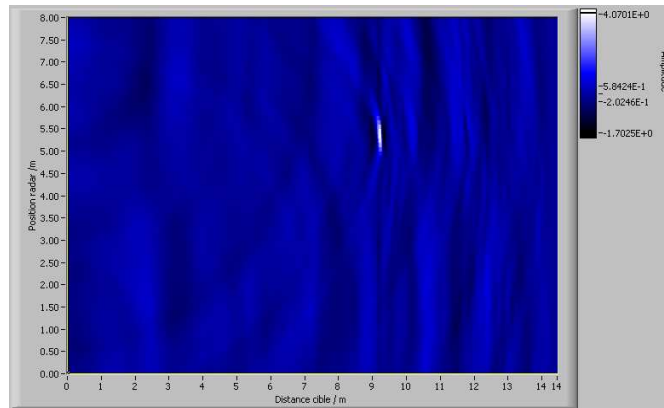


Figure 189 : Image construite par sommation cohérente

De l'identification peut également être réalisée grâce à des méthodes de corrélation ou de filtrage.

Ce type de radar est principalement utilisé pour détecter et localiser des cibles statiques ou ayant une vitesse très faible par rapport à celle du radar. De plus il nécessite un déplacement qui n'est pas toujours possible au niveau opérationnel (exemple : besoin de discrétion ou combat dans des milieux encombrés). Son avantage est que le système radar est simple et compact (pas de systèmes d'émission réception multiples). L'image obtenue peut être 2 D si le radar se déplace suivant un seul axe ou 3 D s'il se déplace suivant 2 axes.

Dans le cas d'une mesure ISAR, la cible se déplace ou tourne devant le radar. Sa position doit être contrôlée et connue pour chaque mesure. Il s'agit alors de construire l'image de la cible pour l'étudier et non plus de la localiser. Les applications de cette méthode sont :

- L'imagerie d'une cible pour étudier sa signature radar (détermination des points d'accrochages radar ou des points brillants).
- L'étude du contenu d'un objet [28]. Par exemple le contenu d'une valise ou ce que quelqu'un cache sous ses vêtements.
- Le contrôle non destructif.
- L'imagerie médicale.

En revanche, elle n'est pas adaptée à des applications de type surveillance du champ de bataille car le déplacement des cibles n'est pas connu.

2.2.2 Paramètres expérimentaux

Le mode de fonctionnement choisi dans le cadre du démonstrateur RUGBI est l'ISAR car il est plus facile de déplacer une cible que le système radar complet dans le local d'essai.

La configuration expérimentale pour l'imagerie est présentée sur la Figure 190 et sur la Figure 191. Le système d'émission et de réception du démonstrateur est situé à 2,7 m du sol

et pointe en direction du sol où se trouve l'objet à détecter, en l'occurrence un trièdre de 45 cm d'arête (**Chapitre 3 :2.3.3**). La distance entre la cible et le balun des antennes est de 9.6 m en projection au sol ce qui correspond à une distance radar-cible de 10 m. La distance entre la cible et le mur du fond est de 1 m pour permettre de séparer l'écho de la cible de celui du mur (**Chapitre 3 :2.2**).

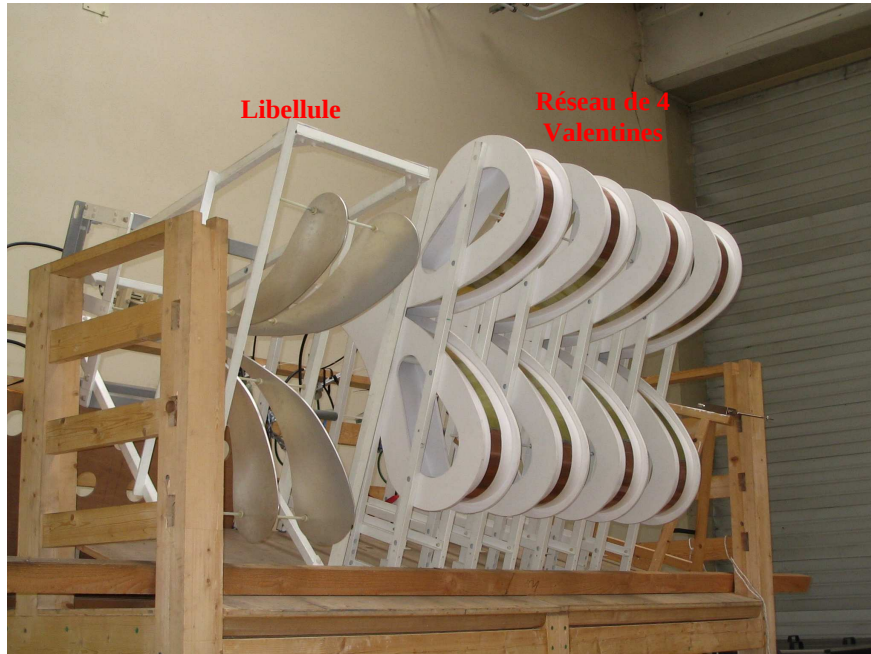


Figure 190 : Photo du dispositif expérimental

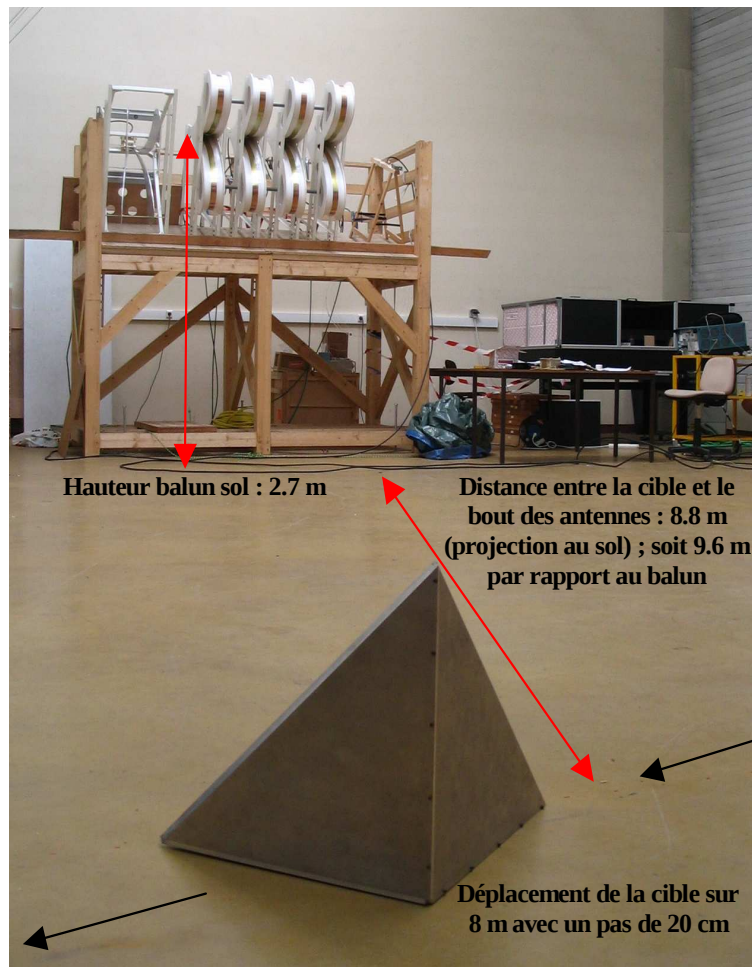


Figure 191 : Photographie du démonstrateur pour l'imagerie SAR

La cible se déplace latéralement par rapport au radar et sur une distance de 8 m par pas constant de 20 cm, ce qui représente 40 mesures. La cible est en face du centre du radar pour 5 m de fauchée (Figure 192).

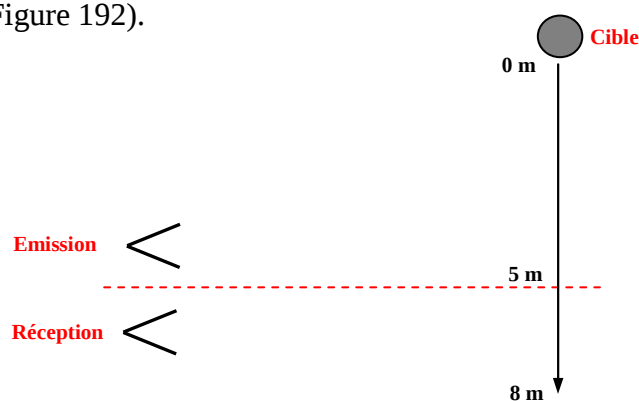


Figure 192 : Déplacement de la cible par rapport au radar

Deux configurations sont testées en émission pour évaluer les avantages et inconvénients du réseau :

- Le réseau de quatre antennes Valentine chacune étant alimentée par une impulsion d'amplitude 1 kV.
- Une antenne Valentine seule alimentée par une impulsion d'amplitude 4 kV.

L'impulsion rayonnée est dans les deux cas équivalente. Seuls le couplage et le lobe de rayonnement sont différents. L'antenne seule est positionnée à l'emplacement du centre du réseau (Figure 193). Le balun de l'antenne de réception est placé à 1.12 m du centre du réseau et à 1.12 m du balun de l'antenne seule.

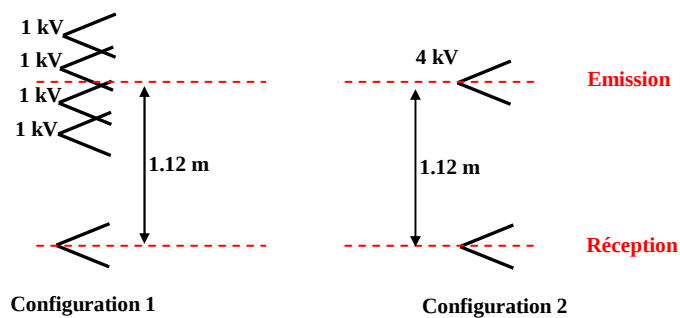


Figure 193 : Les deux configurations utilisées pour l'imagerie SAR

Sans atténuateur, le niveau de couplage mesuré en sortie de l'antenne de réception est de 19 V (Figure 183). L'oscilloscope, supportant au maximum une tension de 5 V RMS, est protégé du signal de couplage par un atténuateur PSPL de 20 dB qui permet de réduire le niveau à 1.9 V.

La source laser a des problèmes de reproductibilité (**Chapitre 2 :2.8.2**). Un moyennage sur 50 mesures est effectué pour que ce phénomène lié uniquement à cette source ait une incidence faible sur la suite des travaux effectués avec le démonstrateur. En effet, des tests effectués sans moyennage montrent que l'image obtenue est très bruitée et la cible difficile à observer. [60]

Dans le cas du réseau, la méthode de synchronisation réalisée avant de procéder à la fauchée est celle dite en réception. L'antenne de réception est placée en face de l'axe du réseau, à la place de la cible (Figure 194).

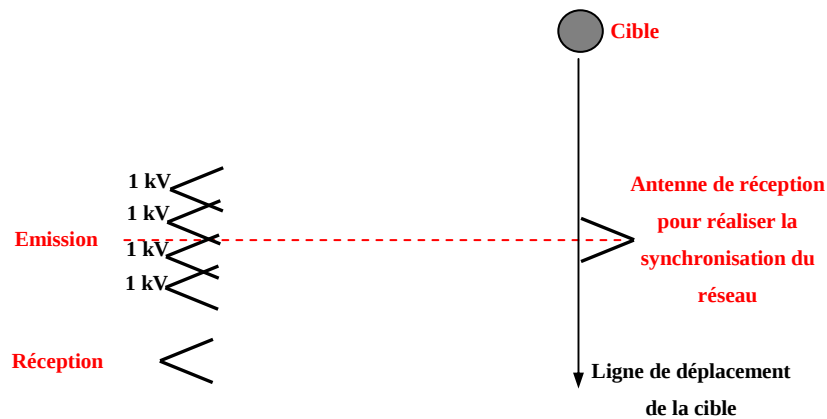


Figure 194 : Synchronisation du réseau

2.2.3 Signaux temporels mesurés par l'oscilloscope.

La Figure 195 et la Figure 196 présentent quelques signaux temporels enregistrés par l'oscilloscope pour différentes positions de la cible et ceci pour les deux configurations d'émission. Même si le moyennage est effectué, des variations du couplage sont à observer. Elles sont dues au changement de température de la source laser (1/2 heure entre la première et la dernière mesure). La réponse de la cible est très faible devant les signaux de couplage. Le signal de couplage est toujours plus élevé avec une antenne seule. Ses variations sont également plus importantes.

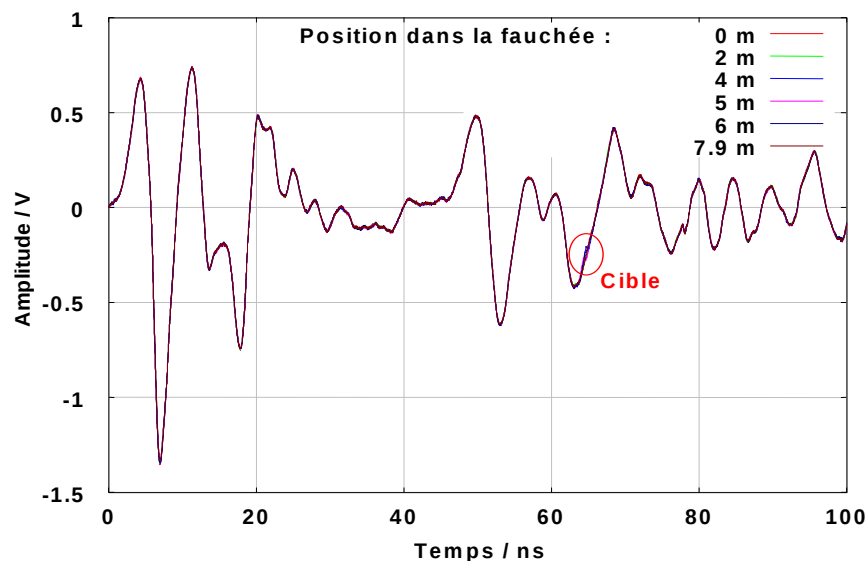


Figure 195 : Signaux reçus pour différentes positions de la cible avec le réseau de quatre antennes Valentine en émission

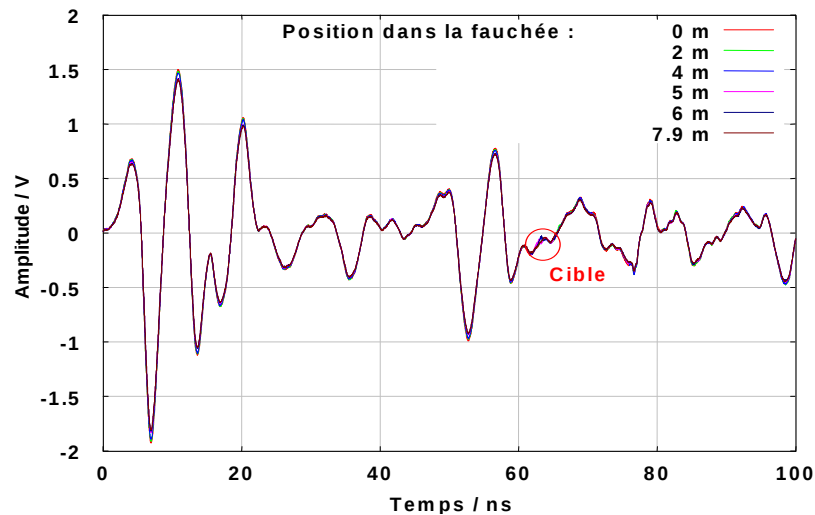


Figure 196 : Signaux reçus pour différentes positions de la cible avec une antenne Valentine seule en émission

Il est nécessaire d'éliminer ces signaux de couplage très forts devant l'écho de la cible. Pour cela une soustraction temporelle des mesures est réalisée avec une mesure de référence ne contenant que les signaux de couplage et les échos fixes du signal radar sur les murs du local. Cette mesure de référence peut être obtenue par plusieurs méthodes :

- En réalisant une mesure sans cible. Cette méthode n'est pas utilisable dans le cadre opérationnel car les cibles et leurs positions ne sont pas connues.
- En calculant la moyenne de plusieurs mesures. Comme la cible se déplace, sa réponse est plus ou moins retardée dans le temps. En effectuant une moyenne des mesures, il ne reste que les signaux fixes (couplages et échos fixes). Une moyenne glissante dans le temps permet de compenser d'éventuelles variations du couplage. Il faut que la position de la réponse de la cible varie suffisamment d'une mesure utilisée pour le calcul de la moyenne sur l'autre pour ne pas altérer cette réponse après soustraction.

Pour ce test, la mesure de référence est calculée en effectuant la moyenne sur un ensemble de 15 mesures choisies de manière aléatoire en début et en fin de fauchée lorsque la réponse de la cible est faible et que sa position varie le plus d'une mesure sur l'autre.

La Figure 197 et la Figure 198 présentent le signal mesuré après soustraction dans le cas où la cible est face au radar (position 5 m de la fauchée). La réponse de la cible est identique en forme et de niveau crête (48 mV) pour les deux configurations d'émission. En revanche, le niveau des résidus de couplage dus aux variations de celui-ci est deux fois plus fort dans le cas de l'antenne seule en émission.

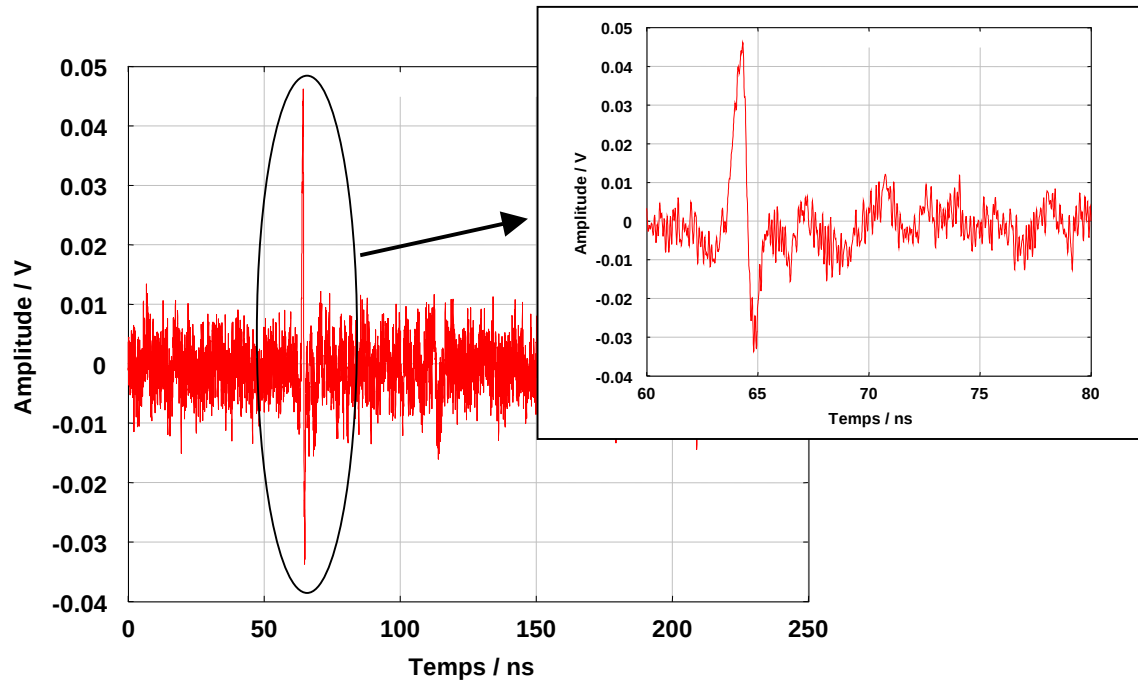


Figure 197 : Signal obtenu après soustraction avec le signal de référence lorsque la cible est en face du radar avec le réseau à l'émission

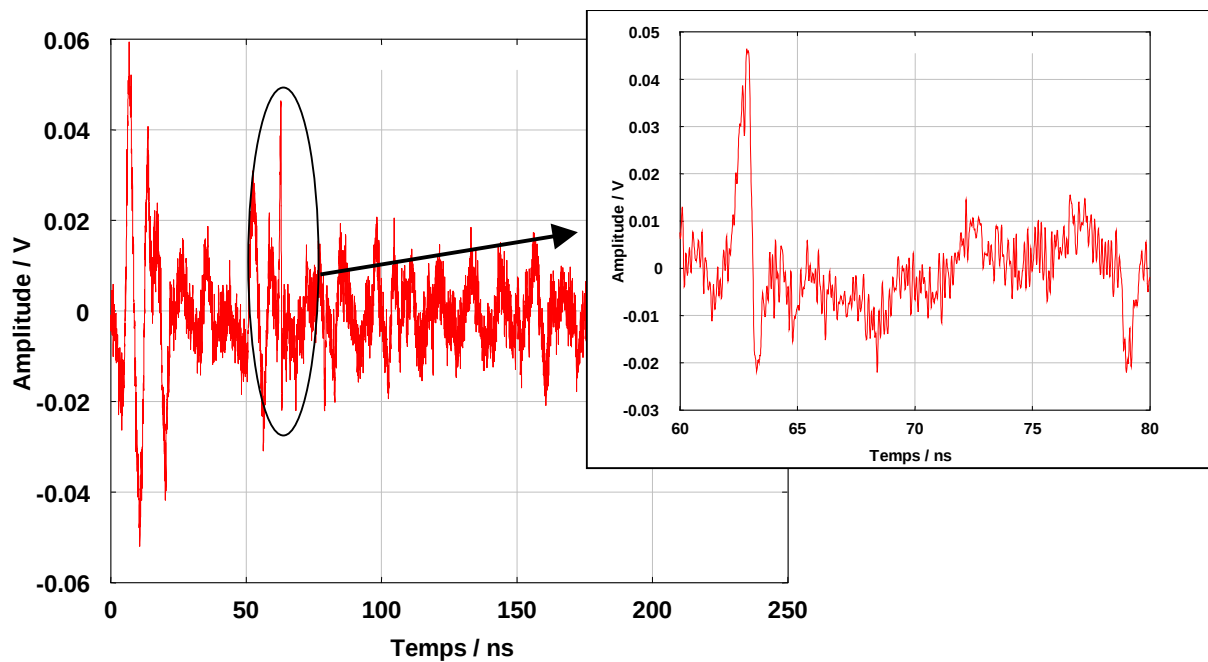


Figure 198 : Signal obtenu après soustraction avec le signal de référence lorsque la cible est en face du radar avec l'antenne seule à l'émission

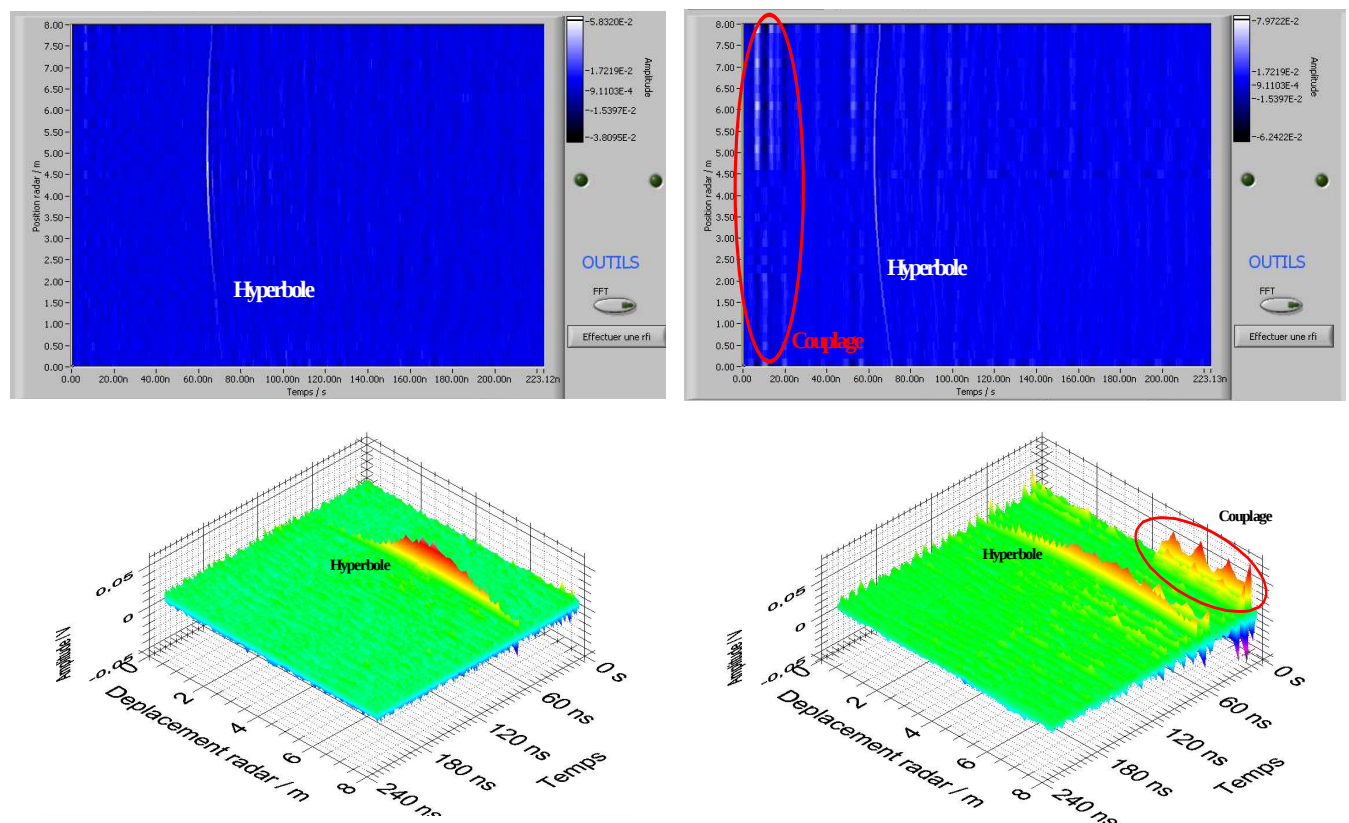
2.2.4 Réponses impulsionnelles

La construction des cartes de réponses impulsionnelles est réalisée en superposant les mesures après soustraction pour éliminer le couplage sur un même graphe. Le résultat obtenu est une représentation de l'amplitude en fonction de la position de la cible au cours de la fauchée et du temps.

La Figure 199 présente les cartes obtenues avec les deux configurations d'émission. Deux vues sont représentées :

- Une vue 2D où l'amplitude est définie par une échelle de couleur.
- Une vue 3D.

L'hyperbole représentant l'évolution de la réponse de la cible en fonction de sa position par rapport au radar et du temps est visible dans les deux cas. Les résidus de couplages apparaissent sous forme de traits verticaux sur la représentation 2D et ont l'aspect de pics sur la représentation 3D. Ceux-ci sont plus marqués dans le cas de l'antenne seule.



Réseau de quatre antennes à l'émission

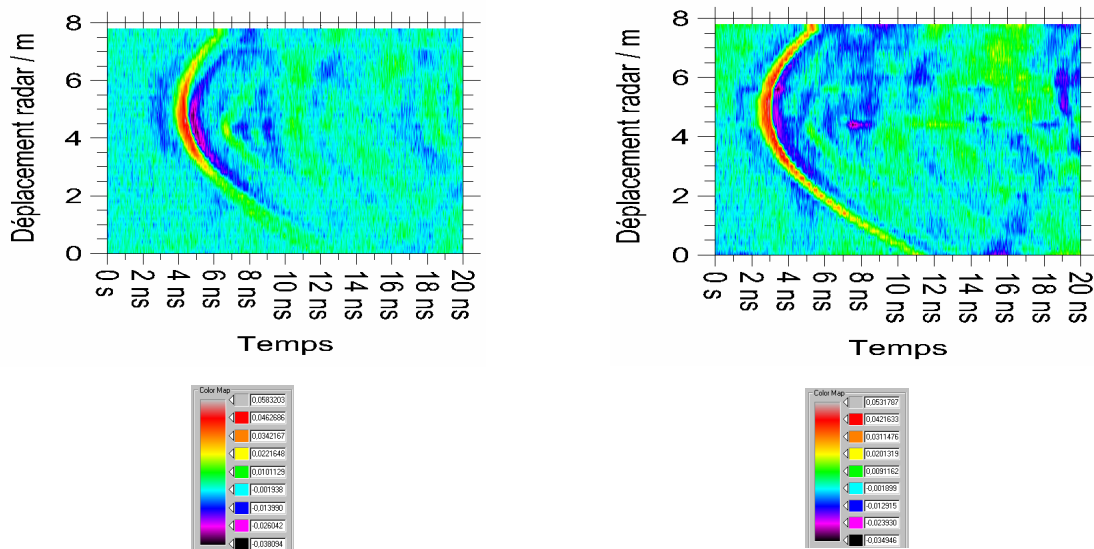
Antenne seule à l'émission

Figure 199 : Cartes des réponses impulsionnelles

Pour observer plus particulièrement l'hyperbole, un zoom temporel est réalisé sur cette carte entre 60 ns et 80 ns.

La Figure 200 représente ce zoom avec l'amplitude tracée en échelle de couleur en fonction du temps et de la position de la cible au cours de la fauchée. L'instant « 0 » correspond au temps 60 ns de la représentation précédente. Deux points sont constatés :

- L'hyperbole est plus longue dans le cas de l'antenne seule puisque son lobe de rayonnement est plus large.
- L'hyperbole est plus large suivant le temps dans le cas du réseau lorsque la cible s'éloigne de l'axe du radar. La synchronisation n'étant plus parfaitement réalisée, le signal émis est étalé (Par exemple un étalement de 1 ns est constaté entre la position 7 m dans la fauchée et la position 5 m pour laquelle, la cible est en face du radar).



Réseau de quatre antennes à l'émission

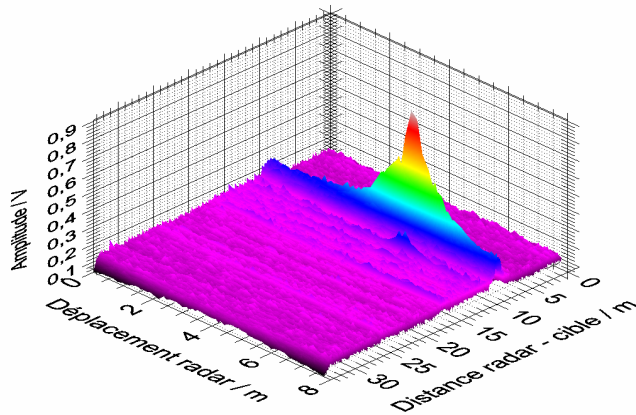
Antenne seule à l'émission

Figure 200 : Zoom sur les hyperboles

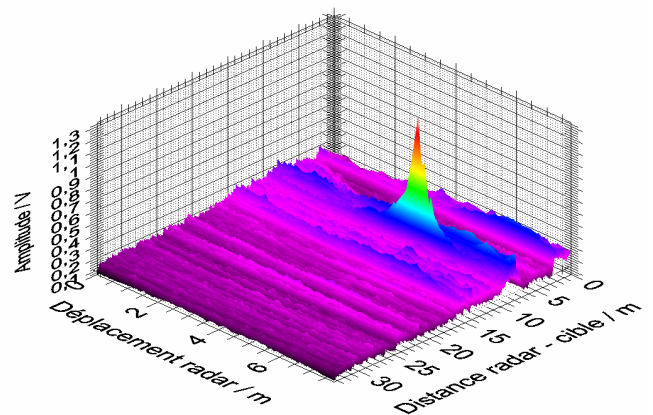
2.2.5 Image

Les images associées à ces deux cartes de réponses impulsionnelles sont obtenues grâce à un algorithme de sommation cohérente. Comme la cible est proche du radar, cet algorithme prend en compte le léger angle de bistatisme dû à la distance de 1.12 m entre le système d'émission et l'antenne de réception.

La Figure 201 est une représentation en 3D de ces images. L'image réalisée avec l'antenne seule en émission est plus bruitée à cause des résidus de couplage plus importants. Elle semble également plus étroite que dans le cas du réseau.



Réseau de quatre antennes à l'émission



Antenne seule à l'émission

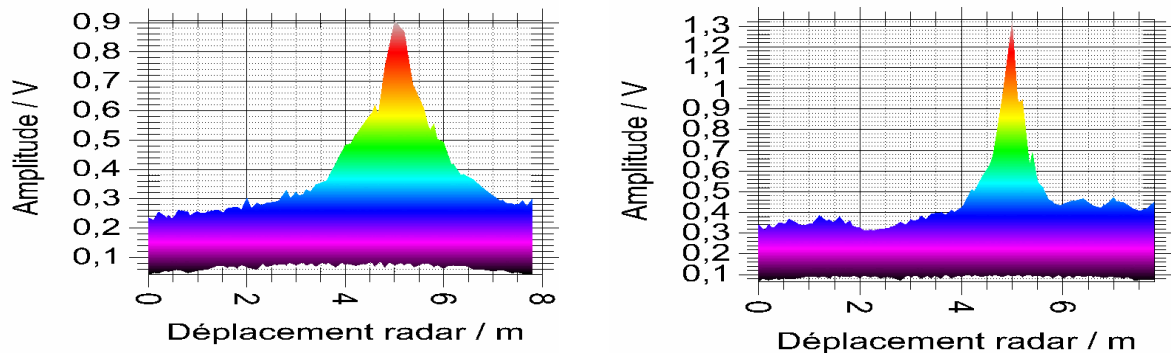
Figure 201 : Images – Détermination de la position de la cible

L'amplitude de cette image est tracée en fonction de la position de la cible au cours de la fauchée sur la Figure 202. Les valeurs relevées sont :

- Pour le réseau de quatre Valentine en émission :
 - Une distance suivant la fauchée de 5.10 m
 - Un niveau crête de 0.89 V
- Pour la Valentine seule en émission :
 - Une distance suivant la fauchée de 5.10 m
 - Un niveau crête de 1.33 V

La position relevée de la cible est la même dans les deux cas. Le niveau de l'image est plus élevé dans le cas de l'antenne seule car l'hyperbole étant plus longue, l'énergie sommée est plus importante.

L'image obtenue avec le réseau d'antennes à l'émission est plus large, la résolution en distance radar est donc plus faible qu'avec une antenne seule. La cause de ce phénomène est l'hyperbole plus étalée dans le temps en raison de la désynchronisation des impulsions émises par chaque antenne hors de l'axe principal de rayonnement.



Réseau de quatre antennes à l'émission

Antenne seule à l'émission

Figure 202 : Images – Détermination de la position de la cible

L'amplitude de l'image est tracée en fonction de la distance radar - cible sur la Figure 203. La distance radar – cible mesurée est de :

- 9.54 m avec le réseau.
- 9.6 m avec l'antenne seule.

La position relevée de la cible est similaire pour les deux configurations de mesure.

Il est également à noter, comme sur la représentation précédente, une image plus large et donc une résolution plus faible avec le réseau.

Enfin, le niveau de bruit dû aux résidus de couplage après soustraction est deux fois plus élevé avec l'antenne seule.

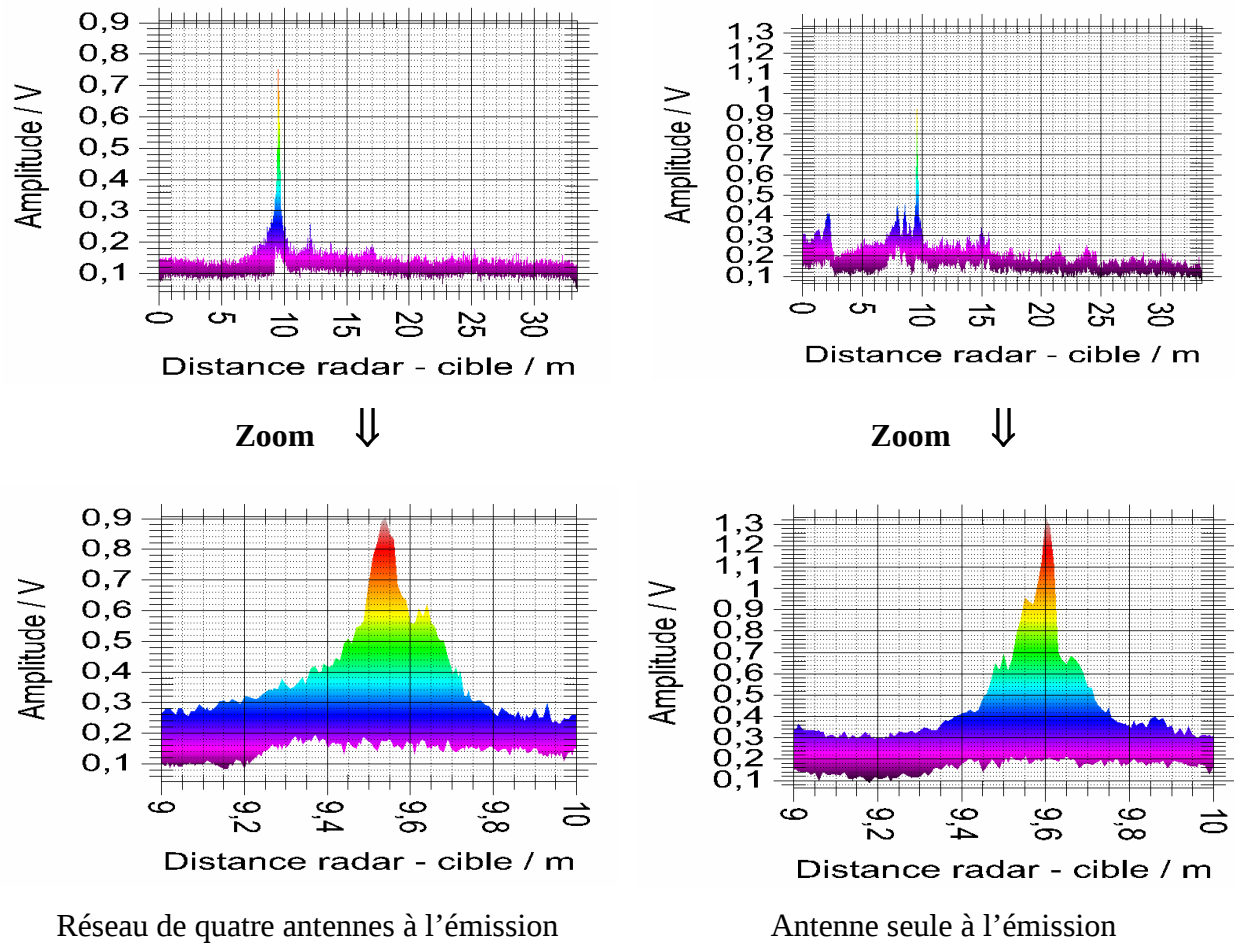


Figure 203 : Images – Détermination de la position de la cible

2.2.6 Conclusion

Les résultats obtenus permettent de valider la possibilité de réaliser des mesures radar avec le démonstrateur.

Les avantages du réseau sont :

- Une portée multipliée par deux en cumulant l'énergie de quatre sources.
- Une baisse du couplage entre antennes.

Toutefois deux inconvénients sont constatés dans le cas de son association avec un traitement SAR :

- La sommation d'énergie pour la construction de l'image est plus faible à cause du lobe de rayonnement étroit.
- La résolution en distance radar est altérée en raison de la désynchronisation des impulsions rayonnées lorsque la direction s'éloigne de l'axe du réseau.

Le système peut être décomposé en quatre radars, soit quatre couples (antenne d'émission ; antenne de réception). L'hyperbole visualisée sur la carte de réponses

impulsionnelles du réseau est en réalité la somme des hyperboles obtenues avec chacun de ces quatre radars. Les décalages entre ces différentes hyperboles expliquent l'élargissement de l'hyperbole visualisée.

Ces défauts peuvent être corrigés en adaptant le traitement de construction de l'image au cas du réseau. En appliquant l'algorithme de sommation cohérente à chacun de ces couples, quatre images sont obtenues. En moyennant ces quatre images, il est possible de retrouver une résolution équivalente à celle obtenue avec une antenne seule.

Le traitement SAR a été développé à la base pour offrir une résolution importante en rendant artificiellement directif un système d'émission qui ne l'est pas. Avec un dispositif au lobe de rayonnement très étroit, le traitement SAR perd son intérêt. Une détection par balayage peut alors être employée comme dans le cas des radars panoramiques classiques.

2.3 Autres techniques d'imagerie radar ULB

Deux autres techniques permettent de réaliser des images radar :

- Les radars bande étroite emploient souvent des antennes ou des réseaux d'antennes très directifs. Un balayage de la zone à analyser est effectué soit par rotation des antennes, soit par dépointage électronique. Ce concept, pas viable jusqu'à présent en ULB à cause du manque de directivité des antennes, peut maintenant être envisagé grâce à l'utilisation d'un réseau d'antennes ULB.
- Les radars ULB multistatiques avec par exemple une antenne en émission et plusieurs antennes en réception permettent au radar de rester fixe et de détecter des cibles mobiles.

Ces deux systèmes sont très intéressants pour les applications de surveillance du champ de bataille et de combat dans des milieux encombrés en zone urbaine ou forestière car le radar peut être utilisé aussi bien fixe que mobile. C'est pourquoi, des essais de ces techniques ont été réalisés dans le cadre du démonstrateur RUGBI.

2.3.1 Imagerie par balayage

Les images sont obtenues en balayant une zone avec le faisceau radar. Il s'agit de faire tourner le radar soit de manière mécanique, soit en faisant du dépointage électronique. Une mesure est ensuite réalisée pour différents angles de pointage du faisceau. Une image peut ensuite être restituée.

Pour étudier la faisabilité de ce type de mesure, le montage présenté sur la Figure 204 a été réalisé. Le système radar est placé sur le plateau tournant qui réalise des mesures par pas de 1°.

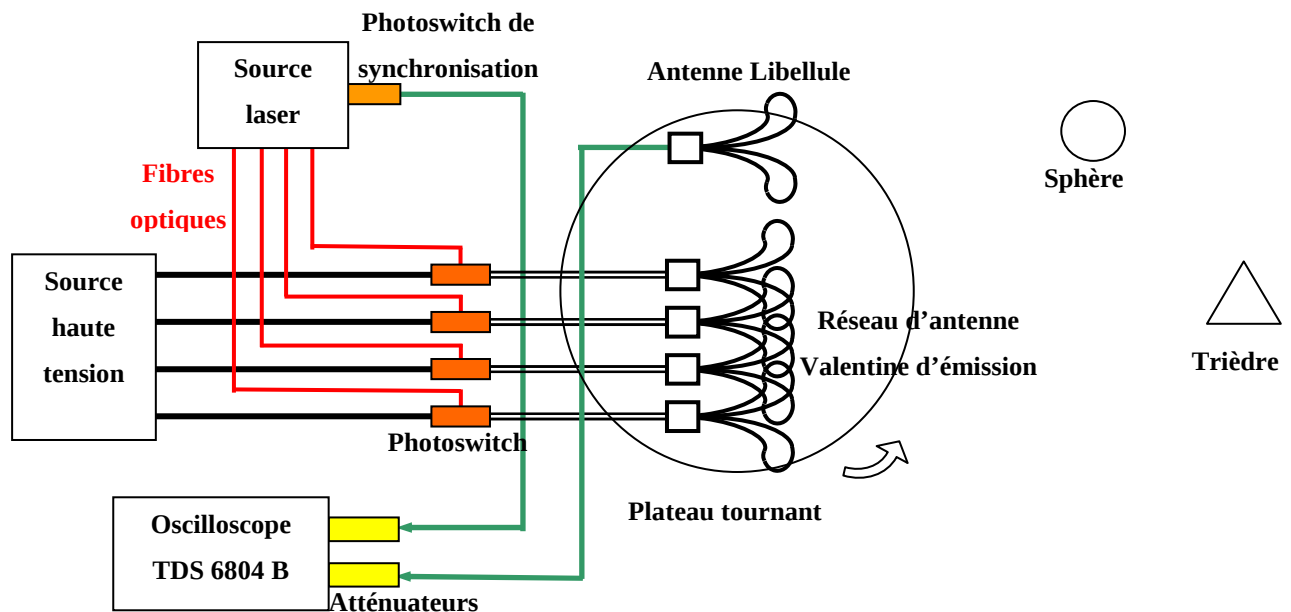


Figure 204 : Mesure radar par rotation du faisceau

L'image obtenue est présentée sur la Figure 205. Il s'agit de la superposition des signaux obtenus pour chaque angle. L'image des 2 cibles en fonction de l'angle et du temps apparaît et fournit directement la distance entre le radar et la cible. Les échos du signal sur les murs et obstacles présents dans la zone de test sont également visibles.

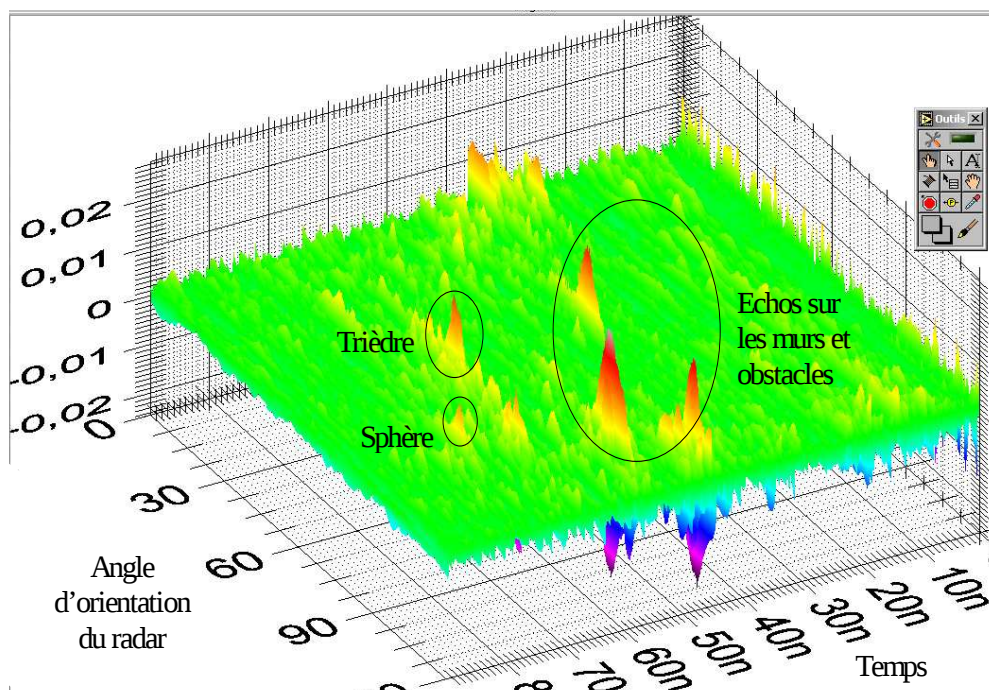


Figure 205 : Image obtenue par rotation du radar

Un des avantages de ce système est la possibilité d'effectuer une image directement en superposant les signaux reçus. Si le balayage est suffisamment rapide, il est possible de

détecter des cibles en mouvement et de suivre leur progression. Un balayage électronique est plus performant en terme de rapidité et d'intégration à des systèmes embarqués qu'un système mécanique.

La résolution des images est liée à l'étroitesse du lobe de rayonnement. Pour obtenir un lobe étroit, il faut un nombre important d'antennes en émission. Deux nouvelles contraintes apparaissent :

- L'encombrement du système d'émission. Il faut développer des antennes de taille réduite.
- La complexité du système d'alimentation des antennes.

Ces contraintes se traduisent également en terme de coût.

2.3.2 Radars multistatiques

Une image peut être réalisée soit en plaçant plusieurs radars à différentes positions, soit en utilisant une antenne d'émission éclairant la zone à analyser et en l'associant à plusieurs antennes en réception [19]. En croisant les informations reçues par chaque système de réception, il est possible de localiser la cible.

Pour illustrer cela, une expérimentation est réalisée en plaçant une antenne à l'émission éclairant la zone à étudier et 4 antennes en réception réparties autour de l'antenne d'émission. La Figure 206 présente le dispositif expérimental utilisé. La cible est éclairée par le système d'émission. Sa réponse est enregistrée simultanément par les antennes de réception reliées à un échantillonneur temps réel.

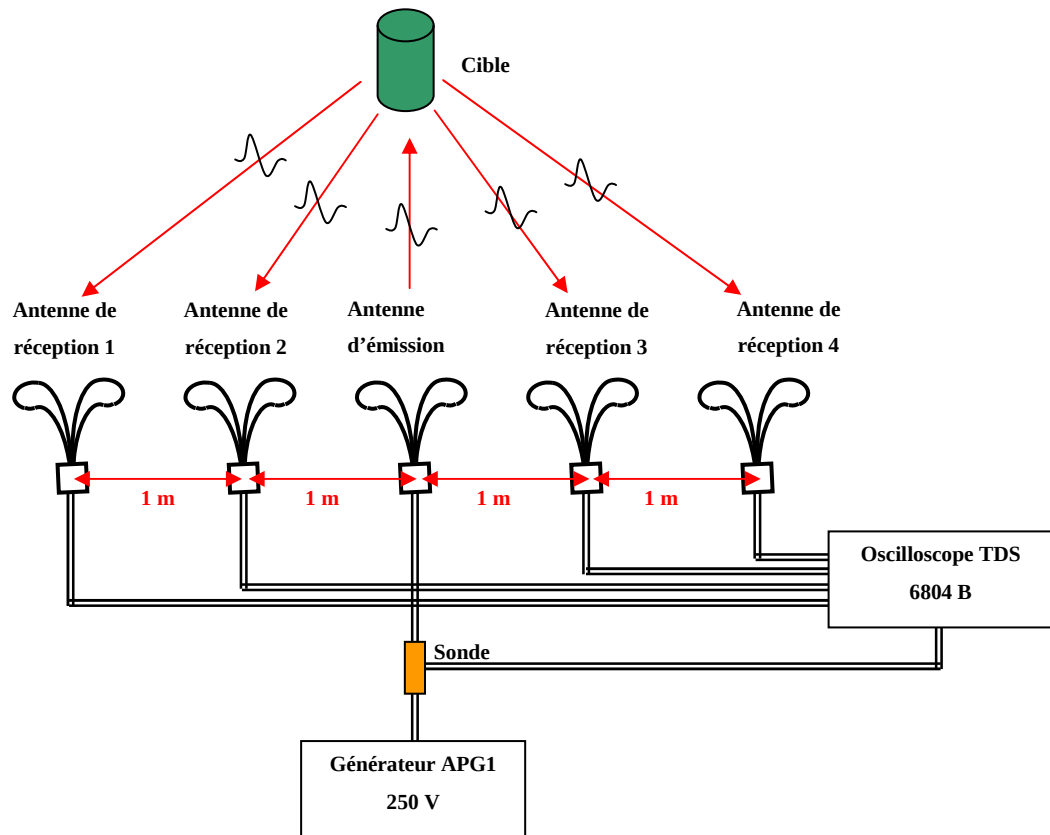


Figure 206 : Système radar utilisant plusieurs antennes en réception.

Chaque couple (antenne de réception ; antenne d'émission) permet de situer la cible sur une ellipse dont les foyers sont ces 2 antennes. La position de la cible correspond au point d'intersection de l'ensemble de ces ellipses (Figure 207).

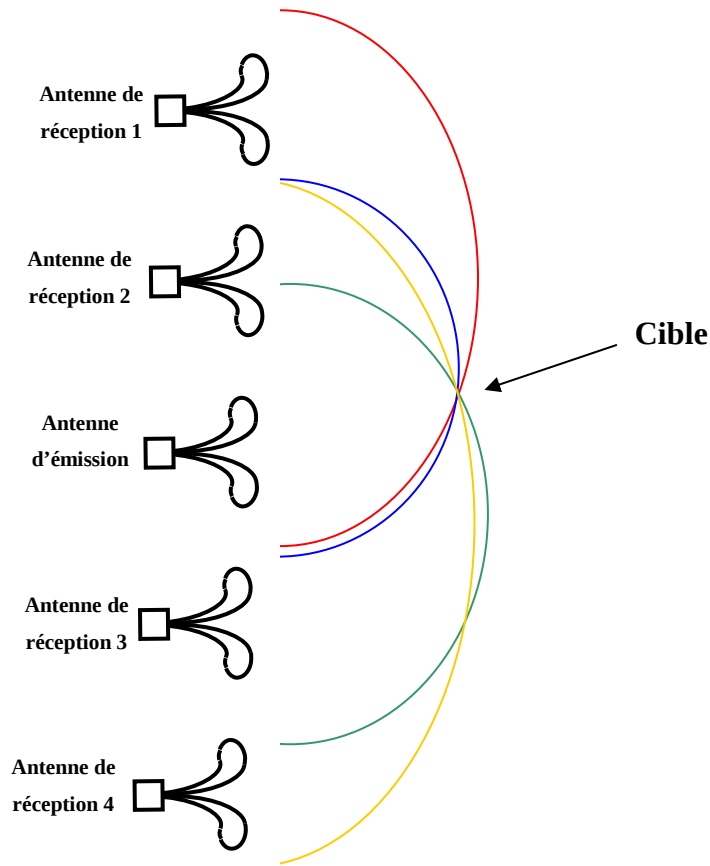


Figure 207 : Détermination de la position de la cible

Il est possible d'utiliser un algorithme fonctionnant sur les mêmes principes que celui de la sommation cohérente pour reconstituer une image. L'espace à analyser par le radar est découpé en pixel. Pour chaque pixel, une sommation des champs reçus par chaque antenne de réception est réalisée à l'instant correspondant au pixel :

$$I(x_i, y_i) = \sum_n E[t_i(n), n] \quad \text{Équation 32}$$

Le temps correspondant à l'aller retour entre le pixel considéré et le système radar est calculé à l'aide des formules ci-dessous :

$$t_i = (T_i + R_i(n)) / c \quad \text{Équation 33}$$

$$T_i = \sqrt{(x_i - x_T)^2 + (y_i - y_T)^2} \quad \text{Équation 34}$$

$$R_i(n) = \sqrt{(x_i - x_{R(n)})^2 + (y_i - y_{R(n)})^2} \quad \text{Équation 35}$$

La Figure 208 présente différentes images obtenues avec une cible (cylindre métallique en grillage de hauteur 1 m et de diamètre 30 cm) placée à différentes positions par rapport au radar.

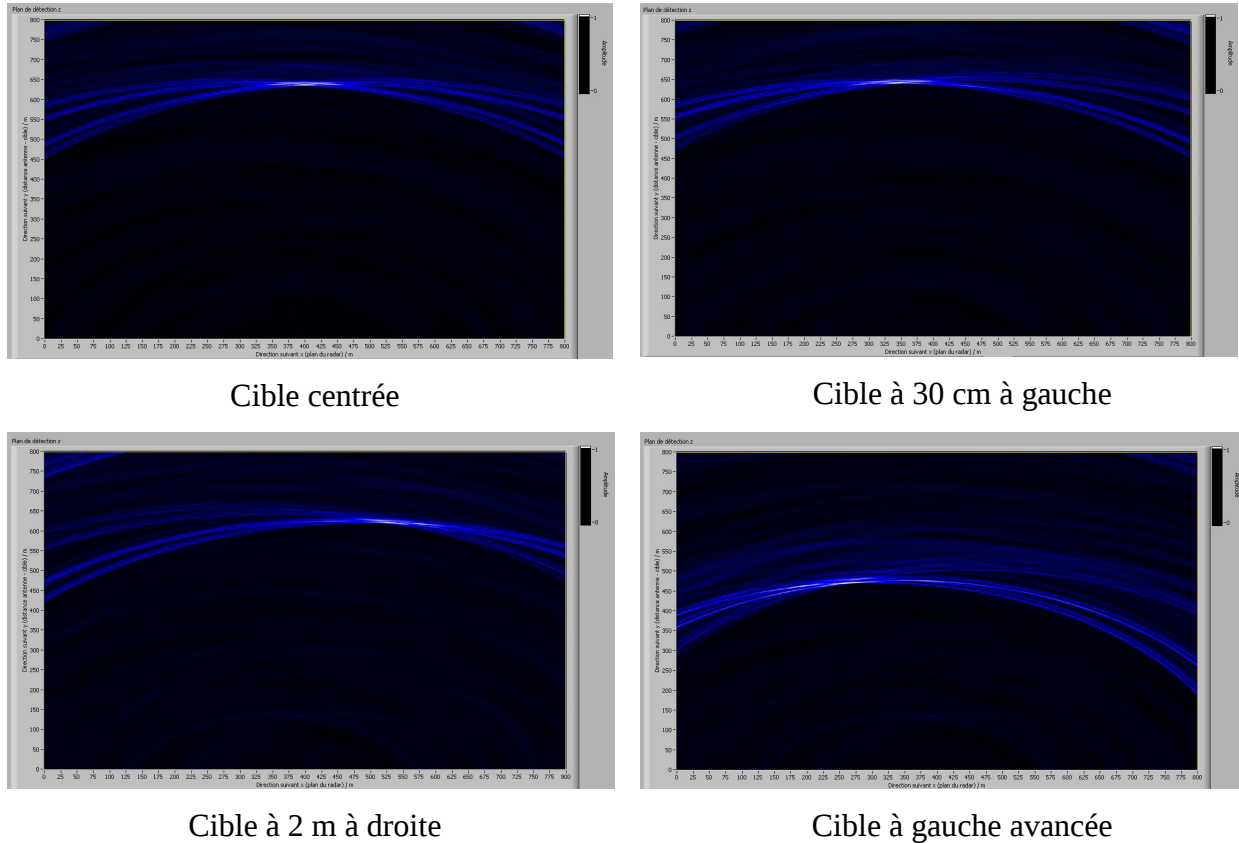


Figure 208 : Images obtenues pour différentes positions de la cible

Sur ces images, la tâche blanche correspond à la cible. Elle correspond à l'intersection des ellipses fournies par chaque couple (antenne de réception ; antenne d'émission). Les traînées de couleur bleu sont des signaux parasites correspondants au « passage » d'une ellipse. Plus le nombre d'antennes en réception est important, plus l'amplitude de l'image de la cible est élevée devant ces signaux parasites.

Ce système radar dispose de plusieurs avantages. Tout d'abord il permet de détecter aussi bien des cibles fixes que mobiles (même les micromouvements).

Au niveau des inconvénients, des problèmes sont à noter dans le cas de la détection de cibles multiples. En effet, les signaux parasites des uns peuvent masquer la présence des autres. Pour y remédier, il faut placer un plus grand nombre d'antennes en réception. Plus ce nombre est important meilleure est la discrimination entre les différentes cibles. Le problème inhérent est une complexité du système d'acquisition devant récupérer simultanément les signaux reçus par chaque antenne. Une possibilité est de réaliser plusieurs mesures en

commutant la réception d'une antenne à l'autre. Le dispositif de commutation doit alors être suffisamment rapide pour détecter des cibles en mouvement.

2.3.3 L'association de plusieurs techniques

Une association entre les différentes techniques radar SAR, multistatique et balayage de zone peut être imaginée. Voici quelques exemples :

- L'association du balayage électronique avec un système SAR permettrait de scanner la zone à tester. Trois possibilités seraient alors offertes :
 - L'augmentation du gain en scannant la zone verticalement suivant la distance radar-cible.
 - L'allongement de l'hyperbole de migration en scannant la zone horizontalement.
 - L'ajout d'une 3^{ème} dimension à la mesure.
- L'association d'un radar à balayage de zone comportant un réseau d'antennes à l'émission avec un réseau d'antennes en réception (configuration multistatique) permettrait d'obtenir un bon compromis en limitant la complexité à la fois du côté de l'émission et du côté de la réception. La résolution serait améliorée par l'utilisation de plusieurs antennes de réception ce qui permettrait de limiter le nombre d'antenne en émission. Le fait de balayer la zone avec un faisceau étroit permettrait d'éliminer les signaux parasites puisque la cible serait éclairée suivant un angle précis. Les autres cibles présentes dans la même zone ne seraient pas illuminées. La discrimination entre différentes cibles serait nettement améliorée.

Ces systèmes mixtes allant jusqu'à combiner les trois techniques sont peut être une solution pour l'amélioration des dispositifs radars ULB. La conduite d'études sur ce sujet serait intéressante.

2.4 Génération et intérêt d'une impulsion de type monocycle

Même si l'utilisation d'un réseau permet de réduire le couplage, son niveau élevé nécessite toujours l'emploi d'atténuateurs et limite la dynamique de mesure. Ce paragraphe développe une solution pour lutter contre ce couplage : l'utilisation d'une impulsion de type monocycle.

Les impulsions de type gaussienne ou bi-exponentielles limitent les performances des radars. Leur spectre contient beaucoup de composantes basses fréquences et une composante continue qui ne sont pas rayonnées par l'antenne. Ces composantes se réfléchissent au bout des antennes d'émission et retournent vers le générateur sur lequel elles peuvent se réfléchir à

nouveau. Ces aller-retours générant des signaux basse fréquence s'étalant dans le temps sont à l'origine des signaux de couplage long.

Dans le cas des radars fonctionnant en mode quasi monostatique, l'antenne de réception étant située à proximité des modules d'émission, ces composantes non rayonnées induisent un fort couplage.

Pour protéger le système de mesure, il est nécessaire d'atténuer ou d'éliminer ce signal de couplage. Plusieurs méthodes existent :

- Le filtrage des composantes basse fréquence. Celui-ci peut perturber le signal réfléchi par la cible.
- Le fenêtrage temporel si les signaux de couplage sont bien distingués des échos des cibles.
- L'écrtage qui permet de protéger la réception mais qui peut perturber la réponse de la cible en raison de son temps de désaturation.

Toutes ces solutions ne sont pas idéales et perturbent le plus souvent la réponse de la cible lorsqu'elle est noyée au milieu des signaux parasites.

Les impulsions de type monocycle ne contiennent pas de composante continue (signal à valeur moyenne nulle) et peu de composantes basse fréquence. Elles ont un spectre directement adapté à la bande passante de l'antenne.

L'objectif est de générer une impulsion de type monocycle avec la source optoélectronique du démonstrateur et de montrer l'intérêt de ce type d'impulsions.

2.4.1 Génération d'une impulsion monocycle

Deux techniques de génération sont envisagées :

- La première consiste en une ligne commutée simultanément à ses deux extrémités de façon à en relier une à la charge et l'autre à la masse (Figure 209).

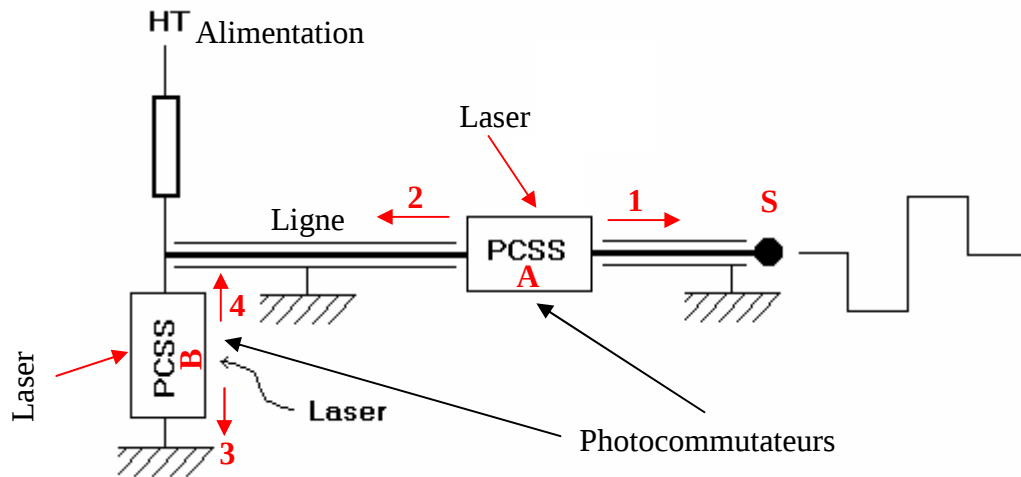


Figure 209 : Montage pour la génération d'un monocycle

Lorsque le laser éclaire les composants photoconducteurs (PCSS), ces derniers passent à l'état fermé et y restent. Quatre impulsions sont générées (Figure 210) :

- L'impulsion positive 1 est générée en sortie du composant A et se propage vers la sortie S.
- L'impulsion négative 2 est générée en sortie du composant A. Elle se propage vers le composant B, le traverse, puis se réfléchit après avoir subi un changement de polarité. Elle se retrouve sur la sortie S.
- L'impulsion positive 3 est générée en sortie du composant B, se réfléchit après avoir subi un changement de polarité et se propage vers la sortie S.
- L'impulsion positive 4 est générée en sortie du composant B. Elle se propage vers le composant A, le traverse, et se retrouve sur la sortie S.

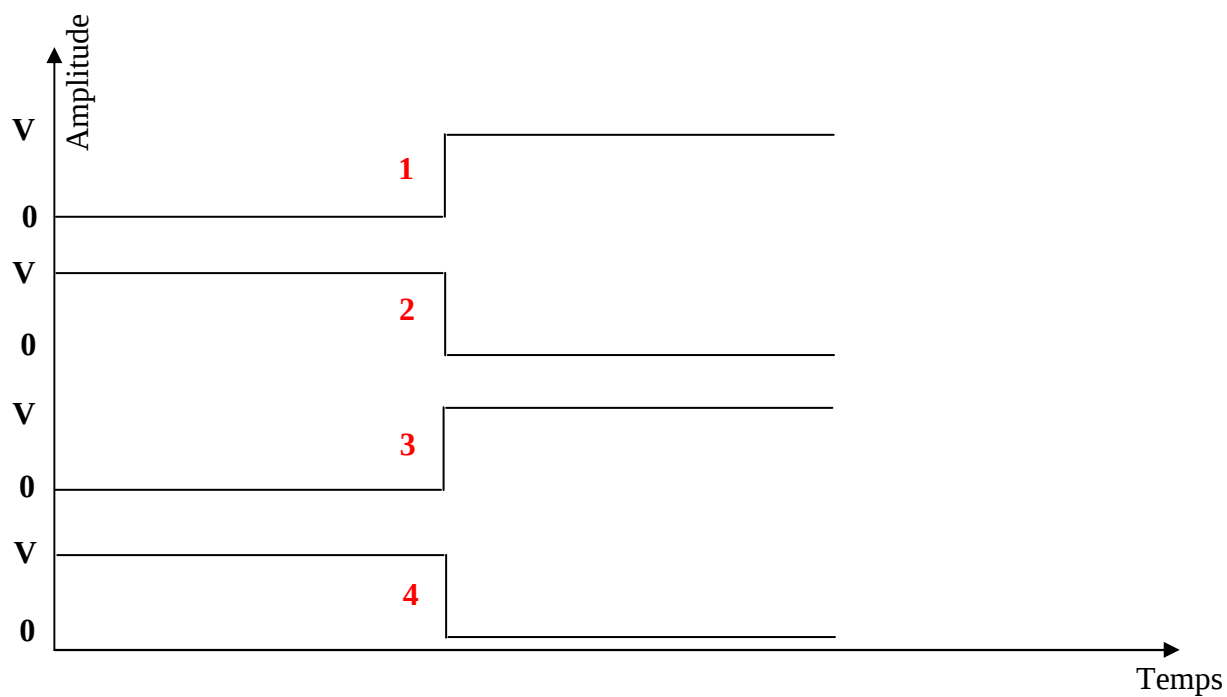


Figure 210 : Impulsions générées sur les sorties des deux composants photoconducteurs

Ces quatre impulsions se retrouvent sur la sortie S. Leur superposition donne une impulsion de type monocycle (Figure 211).

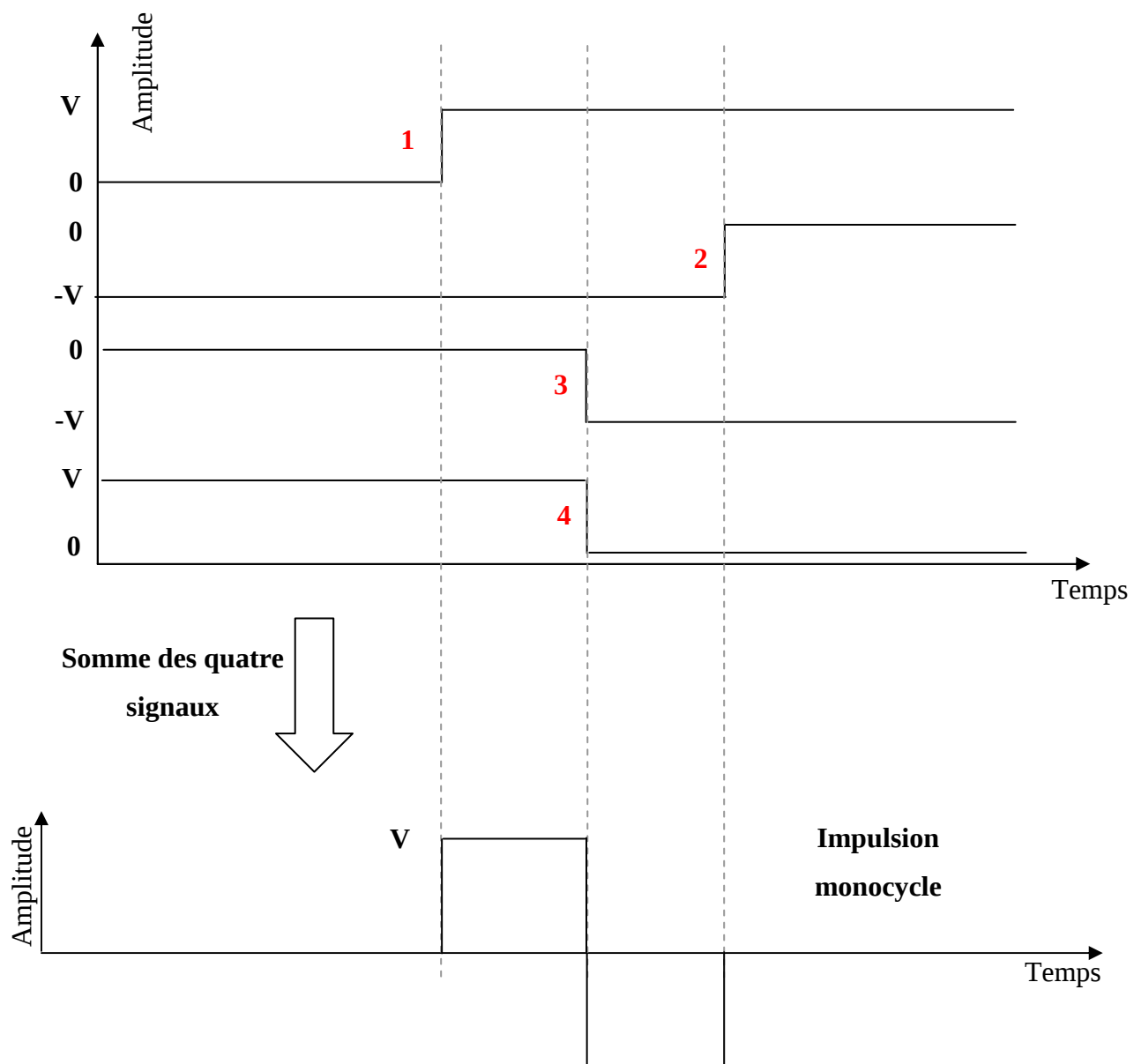


Figure 211 : Impulsions générées sur la sortie S

- La seconde méthode consiste à utiliser un sommateur pour combiner les impulsions issues de deux générateurs de polarités opposées (Figure 212). Des sommateurs fabriqués par la société Kentech sont actuellement sur le marché et peuvent combiner des signaux jusqu'à 4 kV d'amplitude. Ce système peut être directement couplé avec les photocommutateurs sans modification de leur structure interne.

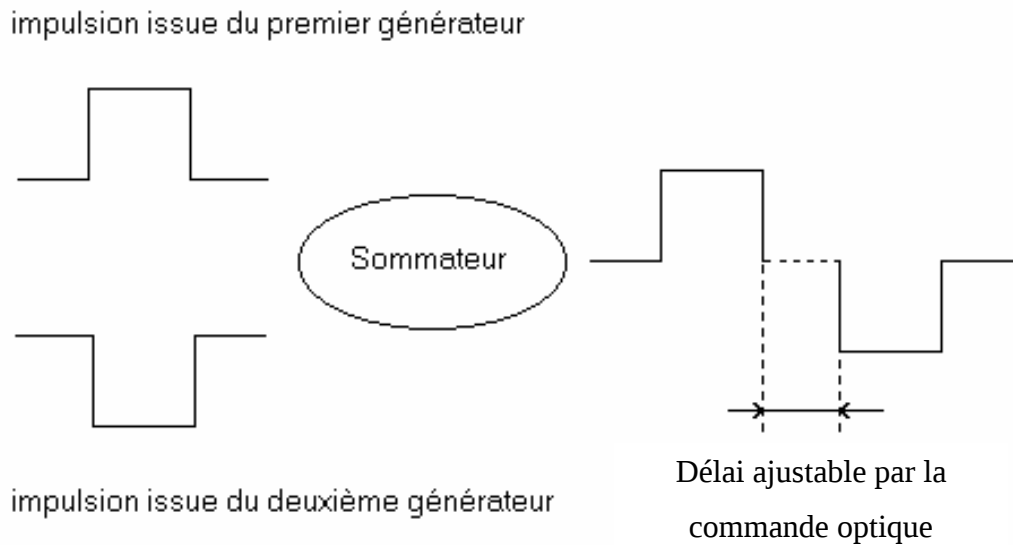


Figure 212 : Sommation de deux impulsions pour la réalisation d'une impulsion monocycle

Pour des raisons de simplicité et de coût, c'est cette seconde solution qui est retenue pour le démonstrateur. Le premier photocommutateur est polarisé avec une tension positive. Le second est polarisé avec une tension négative. Le déclenchement du second photocommutateur est retardé par rapport à celui du premier. Le délai entre l'impulsion positive et l'impulsion négative alimentant le sommateur peut être ajusté en jouant sur les retards de l'excitation optique et permet de modifier le spectre de l'impulsion résultante générée en sortie du sommateur (agilité en forme d'onde).

2.4.2 Tests effectués avec une impulsion de type monocycle.

Le premier test est la comparaison du signal monocycle obtenu avec le signal de type bi-exponentiel généré par les photocommutateurs. La Figure 213 présente les signaux mesurés en sortie du générateur optoélectronique pour un photocommutateur générant une bi-exponentielle et pour le système de génération d'un signal de type monocycle. L'acquisition des signaux est réalisée par l'oscilloscope TDS 6804B en mode moyenné sur 50 mesures. La configuration expérimentale est la même que celle utilisée pour caractériser les photocommutateurs (**Chapitre 2 :2.8**). La fonction de transfert des atténuateurs est compensée avec la méthode décrite au **Chapitre 2 :5.4**.

Les fronts de montée des deux impulsions sont comparables. Le signal de type monocycle est cependant plus court avec une largeur inférieure à 1 ns contre 2 ns pour le signal biexponentiel. Les deux signaux ont un niveau crête à crête identique.

Le spectre de ces deux signaux est présenté sur la Figure 213. Celui du signal monocycle est dépourvu de basses fréquences et son contenu haute fréquence est plus riche avec un niveau supérieur de 3 dB par rapport au bi-exponentiel.

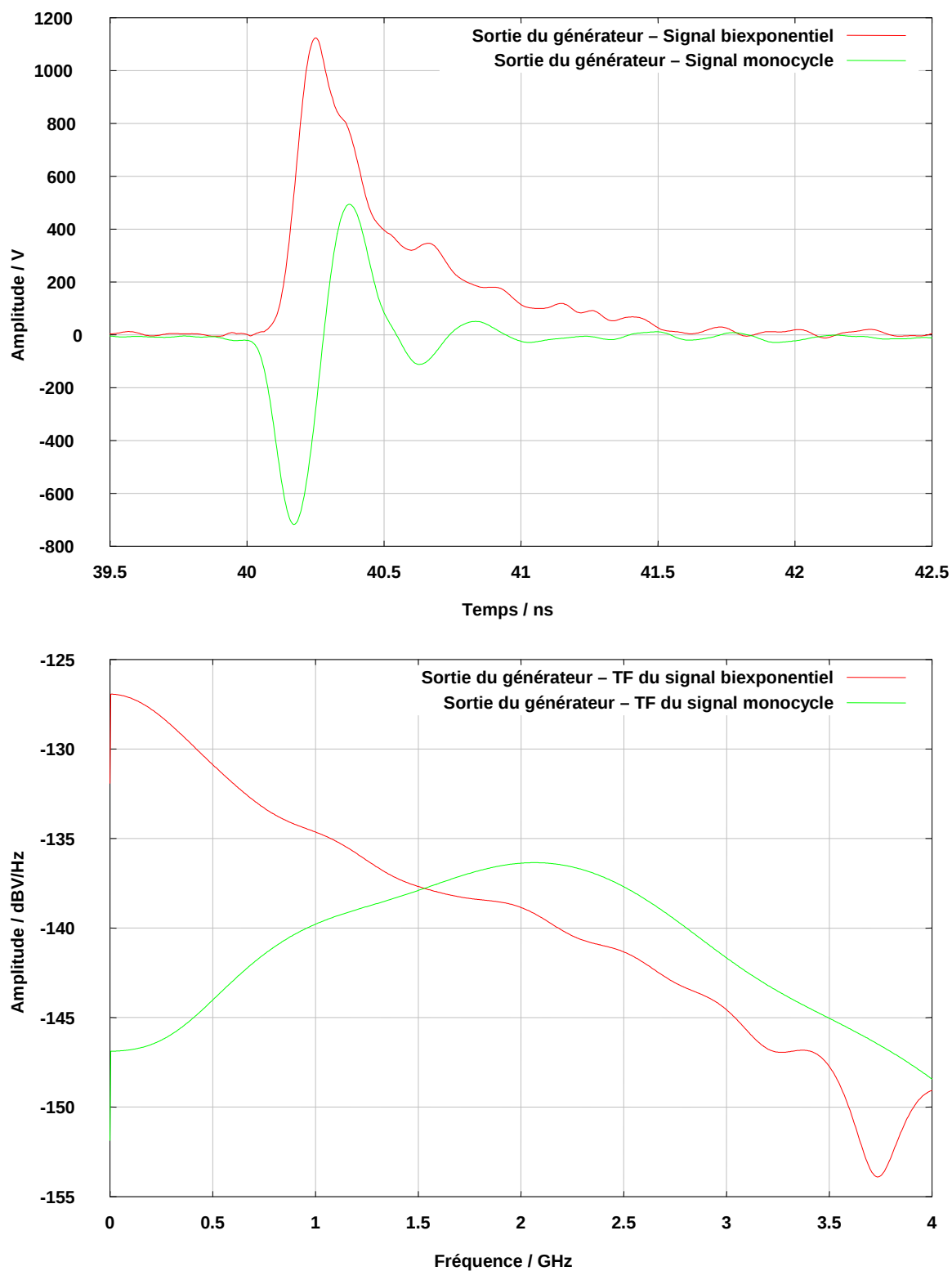


Figure 213 : Signaux mesurés en sortie du générateur optoélectronique.

Pour étudier les signaux rayonnés, le générateur est connecté à une antenne d'émission de type Valentine. L'antenne de réception Libellule est placée en face à une distance de 8 m balun à balun. Les antennes sont placées sur les plates-formes à 3 m du sol. L'acquisition est réalisée par l'oscilloscope TDS 6804B en mode moyenné sur 50 mesures. La fonction de transfert des atténuateurs protégeant l'oscilloscope est compensée avec la méthode décrite au **Chapitre 2 :5.4.**

La Figure 214 présente les signaux reçus au pied de l'antenne de réception. Ces signaux sont d'amplitude crête à crête identique. Celui obtenu lorsque l'antenne d'émission est alimentée par une impulsion monocycle est très nettement plus bref et présente beaucoup moins d'oscillations après l'impulsion principale. Le signal n'est pas étalé avec le monocycle, ce qui est intéressant dans le cas de mesures radar de type imagerie pour dissocier les différents échos reçus. Au niveau du spectre, celui correspondant au monocycle est moins déformé par l'antenne puisque le spectre de l'impulsion est mieux adapté à la bande passante de l'antenne.

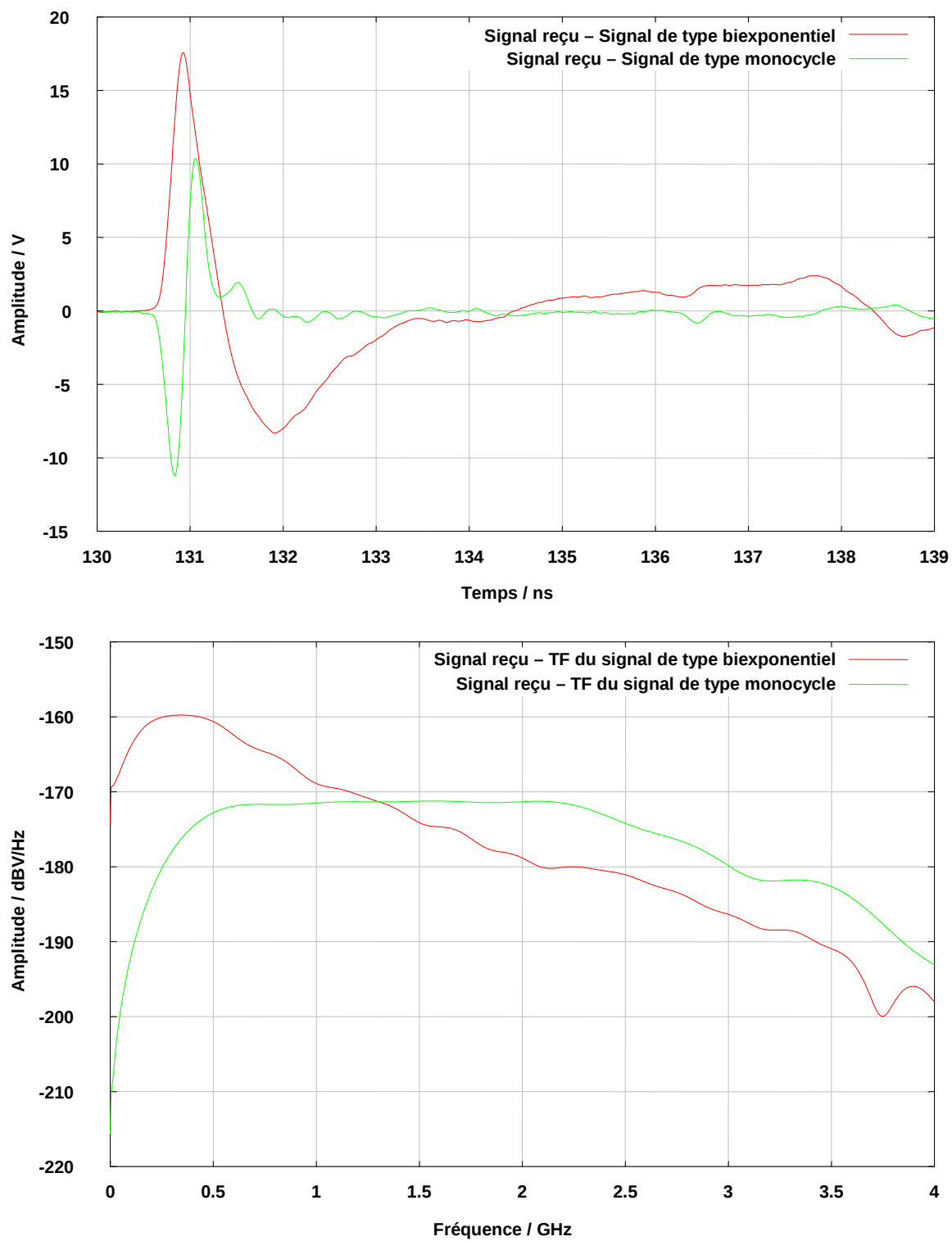


Figure 214 : Signaux reçus par l'antenne de réception

Un dernier test consiste à étudier le couplage. L'antenne de réception est placée à 45 cm à côté de l'antenne d'émission. Le reste de la configuration expérimentale demeure inchangé. La Figure 215 présente les signaux de couplage enregistrés pour l'impulsion monocycle et pour l'impulsion biexponentielle.

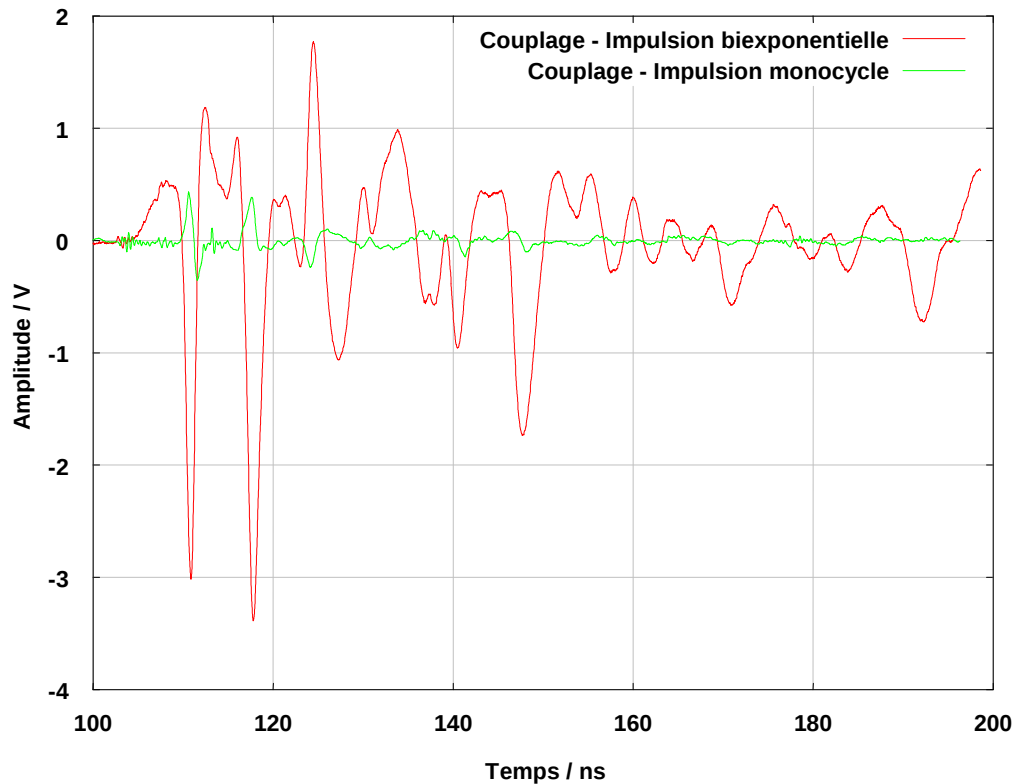


Figure 215 : Signaux de couplage mesurés au pied de l'antenne de réception

Le niveau de couplage direct maximum pour une alimentation par impulsion biexponentielle est de 3.3 V, alors qu'il est seulement de 0.37 V avec le monocycle. Le couplage direct est donc réduit d'un facteur 10 avec le monocycle. Le couplage long quant à lui est réduit d'un facteur 20.

Il se confirme donc que l'utilisation d'un signal monocycle au contenu spectral dépourvu de composantes basses fréquences élevées permet de limiter fortement l'apparition d'un signal de couplage sur l'antenne de réception.

L'utilisation d'un signal monocycle est donc la forme d'onde impulsionnelle la mieux adaptée aux applications radars ULB.

3 Conclusion

Le système RUGBI apporte d'importantes avancées aux radars ULB impulsionnels :

- Le cumul de l'énergie de plusieurs sources, permet d'obtenir une portée accrue. Un exemple est présenté sur la Figure 216. En utilisant quatre sources en émission, pour un champ reçu identique à celui dû à une antenne seule, la portée est multipliée par deux.

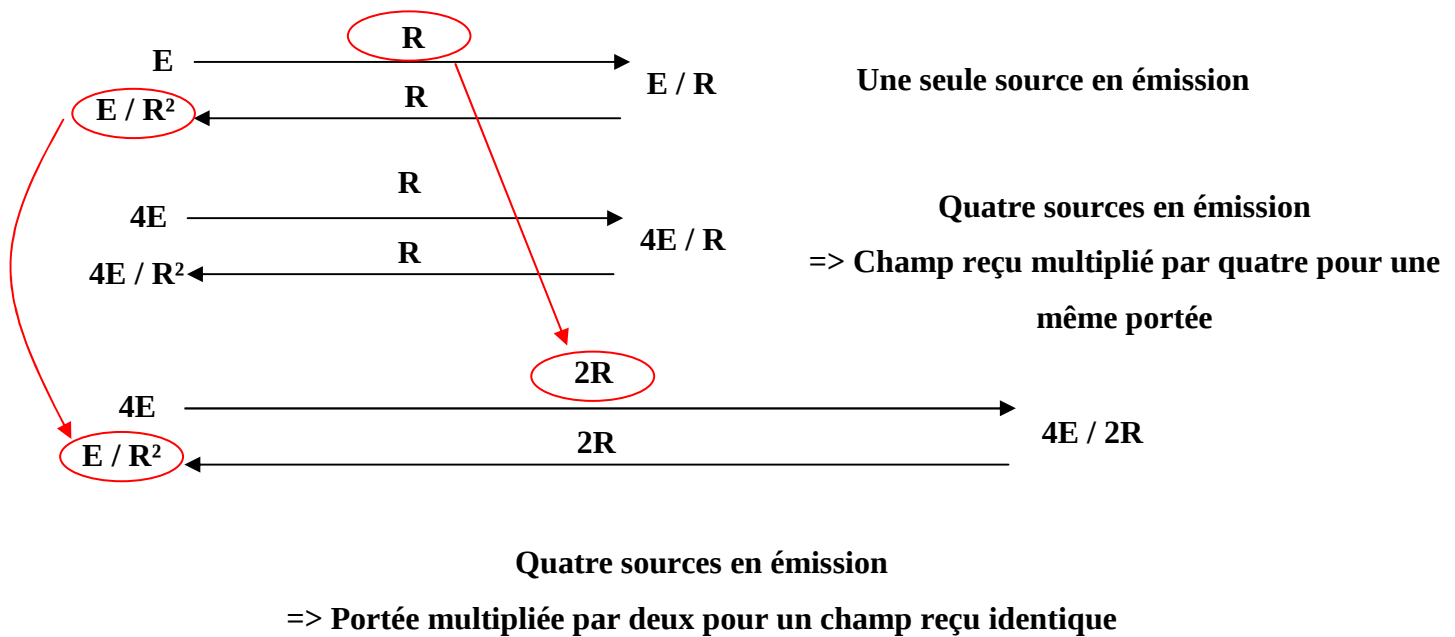


Figure 216 : Augmentation de la portée radar

- L'utilisation d'impulsions monocycles améliore la qualité du signal rayonné en diminuant la largeur de l'impulsion (meilleure résolution radar) et réduit fortement le couplage entre le système d'émission et l'antenne de réception d'un rapport 10 ce qui permet d'augmenter la dynamique de mesure.
- L'effet réseau génère un lobe de rayonnement étroit. La gestion des retards entre les sources permet de commander le faisceau radar et de le pointer vers la direction voulue. Ainsi, il est possible de balayer la zone à analyser avec le faisceau radar ainsi créé.

Dorénavant, différentes voies sont à poursuivre :

- L'utilisation d'impulsions de type monocycle est primordiale pour l'avenir des radars ULB impulsionnels. Leur combinaison avec un réseau est très intéressante car leur contenu spectral dépourvu de basses fréquences est favorable à la réduction de la taille des

aériens. Un autre intérêt est de pouvoir paramétrer le contenu spectral de l'impulsion en fonction du besoin : agilité en forme d'onde.

- Afin de rendre un tel système opérationnel, de nombreux points durs sont à améliorer comme la taille des antennes ou encore la miniaturisation du dispositif optoélectronique. Il serait également préférable de remplacer les lignes à retard optiques mécaniques. Les contraintes d'une utilisation opérationnelle ne sont pas compatibles avec ce type de système en terme d'intégration et de solidité pour les systèmes embarqués et en terme de rapidité pour l'agilité.
- Il est nécessaire de s'intéresser aux milieux dans lesquels le système sera utilisé pour définir au mieux sa bande de fréquence. Il peut s'agir de bâtiments ou de couverts végétaux. Des premières études réalisées au sein du laboratoire XLIM ont permis de caractériser plusieurs arbres dans la bande 200 MHz – 1.5 GHz [61]. Des mesures d'imageries SAR ont été testées derrière différentes cloisons dans la bande 300 MHz – 1.5 GHz [9]. Des études complémentaires dans la bande de fonctionnement du démonstrateur (300 MHz – 3GHz) sont à réaliser.
- Le réseau ayant été réalisé pour ce démonstrateur suivant une seule dimension, il est intéressant d'étudier la formation du faisceau et le dépointage suivant 2 axes permettant de réaliser une image suivant 3 dimensions. La construction d'images 3D est envisagée pour améliorer l'identification des cibles.

Conclusion générale

L'objectif des travaux présentés dans ce mémoire a été de concevoir et de réaliser un démonstrateur radar Ultra Large Bande (ULB) impulsionnel optoélectronique. Cette étude faisait partie intégrante du projet RUGBI réalisé en collaboration avec la DGA. Le but initial était d'améliorer les performances, notamment en terme de portée, des radars ULB impulsionnels, dont les capacités à répondre aux nouveaux besoins ont été démontrées.

Le principe de fonctionnement de ce système repose sur l'utilisation de photoconducteurs éclairés par un faisceau laser ultra-rapide, permettant de générer des impulsions électromagnétiques courtes à fort niveau de tension et avec une gigue de déclenchement négligeable autorisant ainsi la mise en réseau de plusieurs sources.

La caractérisation des éléments constituant le système RUGBI a montré que les conceptions réalisées (générateur, antennes d'émission) et les choix effectués (antenne de réception, oscilloscope, composants passifs) respectent bien le cahier des charges :

- Au niveau des générateurs, la durée de vie du composant a été privilégiée par rapport à l'amplitude de l'impulsion générée bornée à 8.5 kV. Le temps de montée est de 130 ps et la largeur de 2 ns. La précision de synchronisation est de 5 ps limitée par le réglage manuel des lignes à retard. Les fibres optiques utilisées sont également en limite de travail. Des problèmes de reproductibilité ont été constatés avec 3 % d'impulsions mal générées et une variation de +/- 10 % de l'amplitude de l'impulsion.
- Les antennes Valentine respectent les contraintes imposées que ce soit en terme de bande, de rayonnement ou de tenue en tension.
- L'oscilloscope offre des performances acceptables mais insuffisantes en raison des 8 bits de dynamique et du taux d'échantillonnage de 20 Géch/s, valeur faible au regard des temps de montée de l'ordre de 100 ps des impulsions mises en jeu dans ce projet.
- Les composants passifs utilisés sont parfaitement adaptés.

L'étude du comportement électromagnétique du local d'essai a permis de positionner le démonstrateur en son sein et de vérifier que le bruit ambiant ne gênait pas le déroulement des

mesures. Les dimensions limitées de ce local ont imposé une distance maximale de 8 m entre le système d'émission et l'antenne de réception pour les mesures en transmission et une distance de 10 m entre le système d'émission et la cible pour les mesures radar.

La construction du réseau et son fonctionnement ont été validés. Une méthode de synchronisation adaptée a dû être élaborée pour tenir compte de la faible distance entre le réseau d'émission et l'antenne de réception ou la cible.

La mise en œuvre du démonstrateur a répondu aux attentes initiales :

- Le cumul de l'énergie de plusieurs sources, a permis d'accroître la portée. Celle-ci est doublée grâce à l'utilisation de quatre sources.
- L'utilisation d'impulsions monocycles a amélioré la qualité du signal rayonné en diminuant la largeur de l'impulsion (meilleure résolution radar) et a réduit fortement le couplage entre le système d'émission et l'antenne de réception dans un rapport 10 (meilleure dynamique de mesure).
- L'effet réseau a généré un lobe de rayonnement étroit. La gestion des retards entre les sources a permis de commander le faisceau radar et de le pointer vers la direction voulue.

L'utilisation de réseaux d'antennes offre des perspectives très intéressantes pour l'avenir des radars ULB impulsionnels. Il reste toutefois des points durs à améliorer avant de disposer d'un système opérationnel :

- Le premier point concerne la miniaturisation des antennes ULB pour pouvoir embarquer un réseau 2D à bord de véhicules ou d'aéronefs offrant ainsi une plus grande directivité et la possibilité de scanner une zone suivant deux dimensions.
- Un second point concerne le développement de générateurs optoélectroniques plus compacts délivrant des impulsions de type monocycle pour alimenter le réseau.

Il serait également intéressant d'étudier avec ce système :

- La technique d'imagerie par balayage.
- La technique d'imagerie multistatique à l'aide d'un réseau d'antennes en réception.
- L'identification des cibles par exemple grâce à la corrélation.
- La détection de cibles mobiles.
- La détection des humains et des micromouvements.

- L'étude de la transmission des ondes et de l'imagerie à travers des couverts végétaux et différents types de murs et cloisons dans la bande 200 MHz – 3 GHz.
- Le contrôle temps réel, à l'aide de dispositif de préférence non mécanique, de la direction de pointage du lobe et de la forme d'onde.
- L'extension de cette technologie à des domaines tels que la CEM ou les MFP.

Durant les trois années au cours desquelles cette étude a été conduite, de nombreuses avancées technologiques de l'ULB impulsional ont été réalisées. Outre les nouvelles possibilités mise en évidence dans ce mémoire grâce à l'utilisation de l'optoélectronique, de nets progrès ont été enregistrés comme par exemple :

- Au niveau des générateurs électroniques qui peuvent dorénavant délivrer des impulsions de 200 kV avec des temps de montée inférieurs à 300 ps.
- Au niveau des oscilloscopes monocoups qui offrent un taux d'échantillonnage de 40 Géch/s pour une bande passante de 15 GHz.
- La possibilité de détecter les constantes vitales des humains [25].
- La réalisation des premiers systèmes opérationnels comme Radar Vision [23][24].

La technologie ULB impulsionnelle arrive à maturité. La conception de nombreux moyens opérationnels adoptant cette technologie se généralisera assurément dans un avenir très proche.

Annexes : Méthode FDTD (Finite Difference Time Domain)

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell à l'aide d'un schéma explicite aux différences finies centrées. La résolution des équations de Maxwell exprimées sous leur forme locale a été effectuée pour la première fois par Yee (1966). Cette résolution numérique nécessite une discrétisation spatio-temporelle. Le volume de l'espace est donc discrétisé en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques (Figure 217).

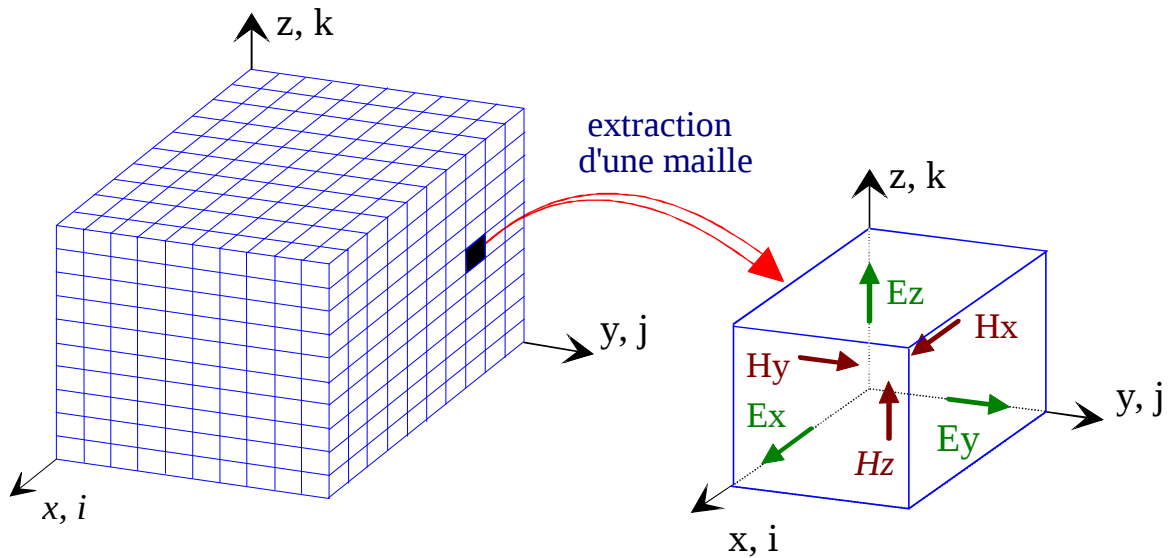


Figure 217 : Discrétisation en mailles élémentaires

L'espace physique considéré est ainsi divisé en cellules élémentaires dans lesquelles se trouvent les six composantes des champs électromagnétiques.

La discrétisation temporelle est effectuée avec un pas d'échantillonnage constant, Δt , comme représenté ci-dessous (Figure 218).

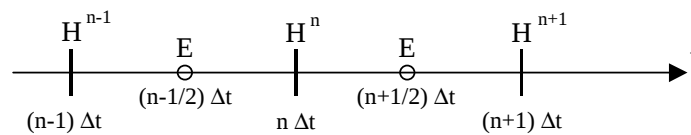


Figure 218 : Discrétisation temporelle

Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas $\Delta t/2$ d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.

Les champs électromagnétiques sont calculés à partir des équations de maxwell discrétisées :

$$E_x^{n+1/2}(i,j,k) = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon_0 \epsilon_r}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon_0 \epsilon_r}} E_x^{n-1/2}(i,j,k) + \frac{1}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon_0 \epsilon_r}} \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\Delta t}{\epsilon_0} \left(\frac{H_z^n(i,j,k) - H_z^n(i,j-1,k)}{\Delta y} - \frac{H_z^n(i,j,k) - H_z^n(i,j,k-1)}{\Delta z} \right)$$

Figure 219 : Equations de Maxwell discrétisées

Cette équation montre qu'à chaque instant $(n + 1/2) \cdot \Delta t$ la composante du champ E_x s'exprime uniquement en fonction des composantes des champs électromagnétiques aux instants immédiatement antérieurs. Des équations similaires sont obtenues sur les autres composantes du champ électrique et sur celles du champ magnétique, à l'instant $n \cdot \Delta t$.

Les expressions des équations de Maxwell discrétisées comme l'équation ci-dessus sont introduites dans l'algorithme de calcul [54][55] présenté sur la Figure 220.

Pour être appliqué au cas spécifique des antennes, cet algorithme de calcul nécessite certaines extensions, comme la simulation de l'espace libre (ajout de couches absorbantes), le traitement des interfaces diélectriques, la modélisation des fils, ou encore le calcul du champ rayonné à l'infini (surface d'Huygens et intégrales de rayonnement).

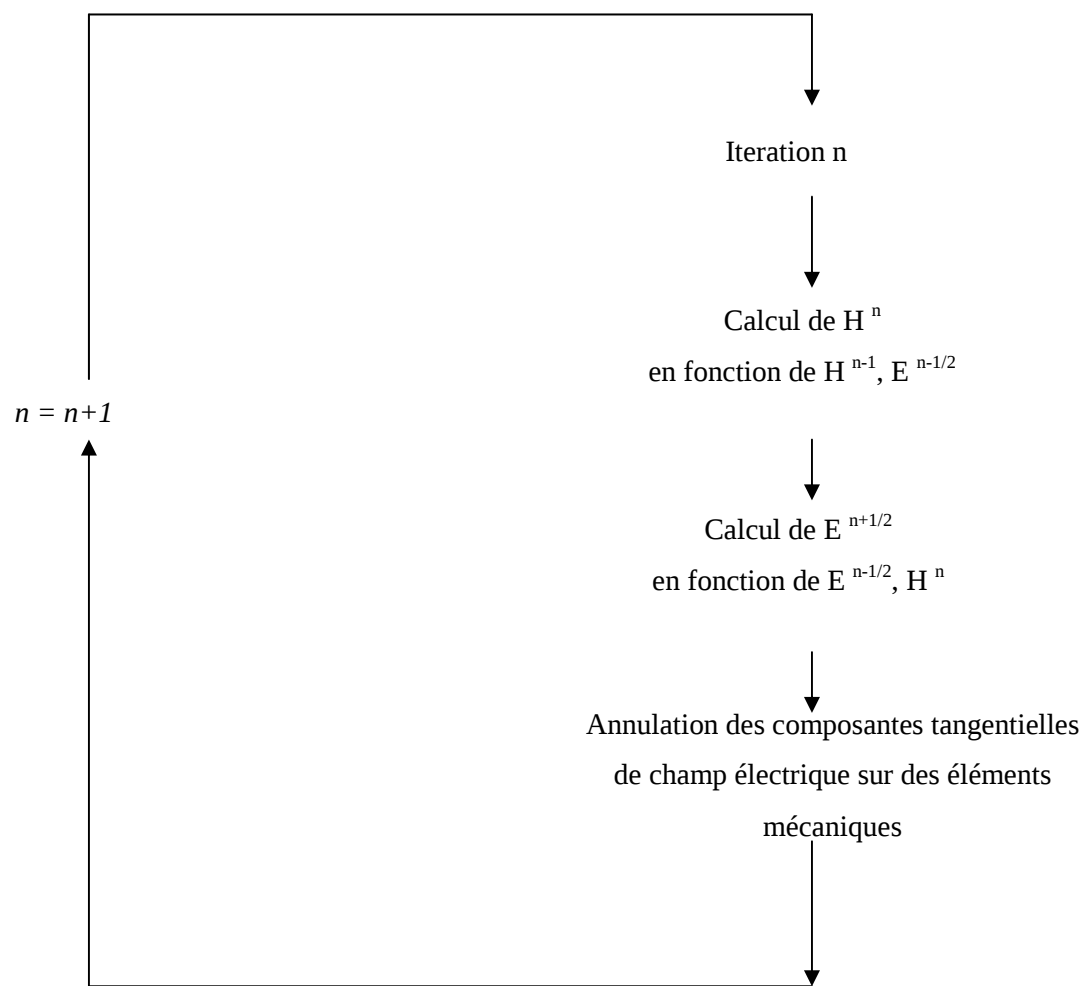


Figure 220 : Algorithme de calcul des champs

Références

[1] 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, Université de Limoges, 1998

[2] Y. IMBS

« Etude de systèmes de détection radar large bande en régime transitoire »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1999

[3] V. MALLEPEYRE

« Conception d'un simulateur fonctionnel de détection via le domaine transitoire d'objets en présence du sol »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003

[4] 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, Université de Limoges, 2002

[5] V CHAUVET

« Mesures transitoires appliquées à l'automobile : Mesures de rayonnement en terme de CEM et mesures du rayonnement d'antennes sur véhicule »

Rapports projets internes XLIM, 2005

[6] E MARTINOT

« Contribution à l'analyse du t de connectiques en terme de compatibilité électromagnétique. Conception d'une expérimentation large bande en régime impulsionnel »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2000

[7] J-C DIOT

« Communication et localisation ultra large bande : conception, réalisation et optimisation de prototypes d'antennes ULB »

Stage de 3^{ème} année d'école d'ingénieur ENSIL et de DEA (Université de Limoges), 2003

[8] J. ANDRIEU, S. NOUVET, V. BERTRAND, B. BEILLARD AND B. JECKO

“Transient characterization of a novel ultra-wide band antenna : the scissors antenna”

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 53, N°4 - pp 1254-1261, Avril 2005

[9] J-C DIOT

« Application d'un radar ULB pour la détection d'objets à travers les cloisons grâce aux techniques d'imagerie SAR. Acquisition et traitement des données à l'aide de Labview »

Stage de 2^{ème} année d'école d'ingénieur ENSIL (Université de Limoges), 2002

[10] TERENCE W. BARRETT

"History of UltraWideBand (UWB) Radar&Communications : Pioneers and Innovators"

Progress In Electromagnetics Symposium, Cambridge, Juillet 2000

[11] ULTRA WIDE BAND RUSSIAN GROUP

<http://www.uwbgroup.ru>

[12] IGOR YA. IMMOREEV

"Main Features Ultra-Wideband (UWB) Radars and Differences from Common Narrowband Radars"

"Feature Detection in UWB Radar Signals"

Livre : "Ultra-Wideband Radar Technology", CRC Press, USA, edited by James D. Taylor, 2001.

[13] IGOR YA. IMMOREEV

"Ultra-Wideband Radars. Features and Ways of Development"

2nd European Radar Conference (EURAD) à Paris, 2005

[14] IMMOREEV I.YA., JAMES D. TAYLOR

"Future Of Radars"

Conference Ultra Wide Band and Ultra Short Impulse Signals, 2002

[15] J.M. FERRIER

« Présentation Thalès sur les systèmes DEMISTER et CLEO »

Réunion DGA, Décembre 2005

[16] KARL A. KAPPRA, FRANCIS LE, LAM NGUYEN, TUAN TON, MATTHEW BENNETT

"Ultra-Wideband Foliage and Ground-Penetrating Radar Experiments"

U.S. Army Research Laboratory Adelphi – Publication IEEE, 1997

[17] LAWRENCE CARIN, NORBERT GENG, MARK MCCLURE, JEFFREY SICHINA, AND LAM NGUYEN

"Ultra Wide Band Synthetic Aperture Radar for Mine Field Detection"

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume. 41, N°1, Février 1999

[18] MINESEEKER FOUNDATION

Report 1 Volume 1 Janvier 2001

<http://www.mineseeker.com/>

**[19] RAPPORTS DU DEFENSE RESEARCH AND DEVELOPMENT CANADA
(DRDC) OTTAWA**

Entre 2002 et 2005

**[20] R. GUERN, M. LESTURGIE, J. DEROSCH, P. BORDERIES, L.C. TAI, H.L.
CHAN, H.W. SEAH , Y. LU, W. LIU**

“Benefits of Ultra Wide Band for radar imaging through the forest : examples from a BoomSAR experimentation”

International Conference on Radar Systems, 2004

[21] DMITRIY S. GARMATYUK ET M. NARAYANAN

“Ultra-Wideband Continuous-Wave Random Noise - Arc-SAR”

IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, volume 40, N°12, décembre 2002

[22] XIAOJEAN XU ET M. NARAYANAN

« FOPEN SAR imaging using UWB Step Frequency and Random Noise Waveform »

IEEE, 2001

[23] RADAR VISION ET SOCIÉTÉ TIME DOMAIN

<http://www.radarvision.com>

<http://www.timedomain.com>

[24] P WITHINGTON, HERBERT FLUHLER ET SOUMYA NAG

“Enhancing Homeland Security with Advanced UWB sensors”

IEEE Microwave magazine, septembre 2003

[25] A.G. YAROVY, J. MATUZAS, B. LEVITAS, L.P. LIGTHART

“UWB radar for human being detection”

2nd European Radar Conference (EURAD) à Paris, 2005

[26] M. Y. W. CHIA, S.W. LEONG, C.K. SIM, AND K.M. CHAN

“Through-wall UWB radar operating within FCC’s mask for sensing heart beat and breathing rate”

2nd European Radar Conference (EURAD) à Paris, 2005

[27] ENRICO M. STADERINI

“UWB Radars in Medicine”

IEEE AESS Systems Magazine, janvier 2002

[28] DR. B. LEVITAS, J. MATUZAS

“Evaluation of UWB ISAR Image Resolution”

2nd European Radar Conference (EURAD) à Paris, 2005

[29] BRUNO JUHEL

“Application des signaux large bande à l’imagerie radar de cibles”

Thèse de doctorat, Université de Rennes, 1998

[30] J. ROGER

« Antennes – Bases et principes »

Techniques de l’Ingénieur, traité d’électronique

[31] PAUL FRANÇOIS COMBES

« Micro-onde 2, Circuits passifs, propagation, antennes »

Livre aux éditions Dunod, 1997.

[32] W. G. CARRARA, R. S. GOODMAN, R. M. MAJEWSKI

“Spotlight Synthetic Aperture Radar, Signal Processing Algorithm”

Livre aux éditions Artech House, 1995

[33] L. PECASTAING

« Conception et réalisation d’un système de génération d’impulsions haute tension ultra brèves. Application aux radars larges bandes »

Thèse de doctorat, Université de Pau, 2001

[34] H. G. SCHANTZ

“A brief history of UWB antennas”

IEEE, 2003

[35] J. D. KRAUS, R. J. MARHEFKA

“Antennas for all applications”

Livre aux éditions Mc Graw-Hill, 2002

[36] W. A. DAVIS

” Development of new antennas and applications : applications of UWB antenna modelling”

Viginia Tech Antenna Group, Septembre 2005

[37] J. ANDRIEU

« Caractérisation et optimisation de simulateur de parasite électromagnétique adapté au test de structures de grandes dimensions devant les longueurs d’ondes »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2002

[38] P DELMOTE

« Etude et réalisation d’antennes ULB pour applications radar et communications »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, avril 2006

[39] B VERGNE

« Réalisation de photoswitchs pour une application radar UWB »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, septembre 2006

[40] **A.G.YAROVY, A.D. SCHUKIN, L.P.LIGTHART**

“DEVELOPMENT OF DIELECTRIC FILLED TEM-HORN”

IEEE, 2000

[41] **C. E. BAUM, SOCIÉTÉ FARR RESEARCH**

www.farr-research.com

[42] **J. D. M. OSBURN**

“EMC Antenna Parameters and their relationships”

Publication société ITEM, 1996

[43] **D.J. DANIELS**

“SURFACE PENETRATING RADAR”

Livre édité par IEE, 1996

[44] **J.D. TAYLOR**

“Ultra Wideband Radar Technology”

Livre aux éditions CRC Press, 2001

[45] **F. J. ZUTAVERN, D. R. WAKE, S. KANG, K. KAMBOUR, C. W. MYLES.**

“A collective impact ionization theory of lock-on”

Ultra-wideband Short Pulse Electromagnetics 3, 1997

[46] **G. M. LOUBRIEL, M.T. BUTTRAM, J. F. AURAND, FRED ZUTAVERN**

“Ground penetrating radar enabled by high gain GaAs photoconductive semiconductor switches”

Ultra-wideband Short Pulse Electromagnetics 3, 1997

[47] **J. OICLES, M. STASKUS, P. BRUNEMEIER**

“High-power impulse generators for UWB applications”

Ultra-wideband, Short Pulse Electromagnetics 2, 1995.

[48] **ARYE ROSEN, FRED ZUTAVERN, ROSEN ZUTAVERN**

“High-power optically activated solid-state switches”

Ultra-wideband, Short Pulse Electromagnetics 1, 1994.

[49] **A. ANTONETTI, M. MALLEY, G. MOUROU, A. ORSZAG**

“High power switching with picosecond precision : application to high speed Kerr cell and Pockels cell”

Optics communications, vol. 27, n° 3, 1977.

[50] **A.A. LESTARI, A.G. YAROVY, L.P. LIGTHART**

“CAPACITIVELY-TAPERED BOWTIE ANTENNA”

Références

Rapport de International Research Centre for Telecommunications-Transmission and Radar, Delft University of Technology, 2003

[51] CAPTEURS DE CHAMP PRODYNTech

<http://www.prodyntech.com/>

[52] V. CHAUVET

“Aide au choix d’un oscilloscope temps réel pour un banc de mesure impulsionnel large bande”

Rapport de stage ENSIL 3^{ème} année, 2002

[53] RAPPORT DE SYNTHÈSE DU PROJET RUGBI

Fourniture F3-4, 2005

[54] B. BEILLARD

« Définition d’outils électromagnétiques transitoires adaptés à la détermination de la surface équivalente radar »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1996.

[55] P. LÉVÈQUE

« Diffraction d’ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1994.

[56] CST

www.cst.com

[57] NATIONAL INSTRUMENT

www.ni.com

[58] CHARLES CAPPS

“Near Field or Far Field”

Magazine EDN, pp. 95-102, 16 Août 2001.

[59] STÉPHANE VAUCHAMP

“Réseaux d’antennes Ultra Large Bande en transitoire”

Rapport de DRT XLIM-ENSIL, 2004

[60] RAPPORT DE PROJET RUGBI

Fourniture F3-3, 2005

[61] S. LABORDE

« Analyse des propriétés de propagation à travers le feuillage à l’aide d’un dispositif de mesure ULB »

Rapport de DRT XLIM-ENSIL, 2004

Table des Acronymes

CAN	Convertisseur analogique numérique
CELAR	Centre Electronique de l' Armement
CEM	Compatibilité électromagnétique
CIRA	Collapsible Impulse Radiating Antenna
DGA	Délégation Générale pour l' Armement
DRD	Drift recovery diodes
DSRD	Drift Step Recovery Diodes
FCC	Federal Communications Commission
FDTD	Finite Difference Time Domain
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FOPEN	Foliage Penetration Radar (détection à travers la végétation)
GPR	Ground Penetrating Radar (détection à travers le sol)
GPS	Global Positioning System
IRA	Impulse Radiating Antenna
MFP	Microondes de Forte Puissance
PEA	Projet d'étude amont de la DGA
RUGBI	Radar Ultra Grande Bande Instantannée
SAR	Synthetic Aperture Radar
SER	Surface Equivalente Radar
TF	Transformée de Fourier
TFI	Transformée de Fourier inverse
TRU_WALL	Détection à travers les murs
ULB	Ultra Large Bande
VCO	Oscillateur commandé en tension

Résumé

Ce mémoire présente la conception et la réalisation d'un démonstrateur radar Ultra Large Bande (ULB) impulsifnel optoélectronique. Les applications visées sont la détection de cibles diverses (humains, véhicules, armes, mines,...) dissimulées dans différents milieux (végétation, sol, bâtiments) à courte et moyenne portée. Cette étude menée en collaboration avec la Délégation Générale pour l'Armement (DGA) aboutit à la mise en oeuvre du banc nommé RUGBI (Radar Ultra Grande Bande Instantanée). L'objectif de ce projet est de repousser les limites actuelles de portée, de résolution et d'acquisition des radars Ultra Large Bande (ULB) purement électroniques. En effet, l'utilisation de photoconducteurs éclairés par un faisceau laser ultrarapide, permet de générer des impulsions électromagnétiques courtes à fort niveau de tension sans gigue, autorisant ainsi le concept multisources. La conception du radar fait appel à un état de l'art des matériels hyperfréquences (générateurs, numériseurs, antennes,...) susceptibles de répondre aux besoins du système. Des choix ou de nouvelles conceptions sont réalisés. L'assemblage du système complet, son positionnement dans le local de test, la réalisation du réseau d'antenne ULB sont détaillés. Des programmes de pilotage des bancs sont réalisés sous le logiciel Labview. Enfin des expérimentations permettent de caractériser et de valider le fonctionnement de ce radar. Le rayonnement et le fonctionnement en mode radar sont étudiés.

Design and realization of an impulse optoelectronic Ultra Wide Band radar

Abstract

This document presents the design and the realization of an impulse optoelectronic Ultra Wide Band (UWB) radar demonstrator. The applications are the detection of various targets (human, vehicles, weapons, mines,...) dissimulated in different environments (vegetation, ground, buildings) with short and mid range. This study was led in collaboration with the French Army (DGA). This study results in the implementation of a demonstrator named RUGBI. The objective of this project is to improve the range, the resolution and the acquisition of the electronic UWB radars. Indeed, the use of photoconductors that lit by a high-speed laser beam, allows to generate short electromagnetic impulses with high level and without jitter. Thus, antenna array can be used. The design of this radar calls appeals to the reviewing of the high frequency materials (generators, samplers, antennas...) likely to adhere to specifications. Choices or new designs are carried out. The assembly of the complete system, its positioning in the test zone, the realization of the UWB antenna array are detailed. Various experimental problems are solved. Some programs are developed on Labview to control the tests. Finally experiments allow to characterize and validate the operation of this radar. Radiation and target acquisition are studied.

Mots clés :

Radar

Détection

Impulsifnel

Imagerie SAR

Ultra Large Bande

Optoélectronique

Hyperfréquences

Antennes