



HAL
open science

Conception et réalisation d'un système de génération d'impulsions haute tension ultra brèves Application aux radars larges bandes

Laurent Pecastaing

► **To cite this version:**

Laurent Pecastaing. Conception et réalisation d'un système de génération d'impulsions haute tension ultra brèves Application aux radars larges bandes. Autre. Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2001. Français. NNT: . tel-00010696

HAL Id: tel-00010696

<https://theses.hal.science/tel-00010696v1>

Submitted on 20 Oct 2005

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE

PRESENTEE A

L'UNIVERSITE DE PAU ET DES PAYS DE L'ADOUR

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES EXACTES ET DE
LEURS APPLICATIONS

Par

Laurent PECASTAING

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

CONCEPTION ET REALISATION D'UN SYSTEME DE GENERATION D'IMPULSIONS HAUTE TENSION ULTRA BREVES APPLICATION AUX RADARS LARGES BANDES

Soutenue le 7 décembre 2001

Après avis de :

MM. B. JECKO	Professeur - Université de Limoges (IRCOM)	Président - Rapporteur
B. DE FORNEL	Professeur - Université de Toulouse (ENSEEIH)	Rapporteur

Devant la commission d'examen constituée de :

MM. J. ANDRIEU	Maître de Conférences - Université de Limoges (IRCOM Brive)
P. DOMENS	Professeur - Université de Pau (LGE)
M. LE GOFF	Ingénieur DGA - Bruz (CELAR)
E. MERLE	Ingénieur CEA - Moronvilliers
J. PAILLOL	Maître de Conférences - Université de Pau (LGE)
V. PUECH	Directeur de Recherche CNRS - Université de Paris XI (LPGP)

Membres invités :

MM. F. BIETH	Ingénieur - Institut Franco-Allemand de Recherches de Saint Louis (ISL)
J.P. BRASILE	Directeur des Systèmes Avancés Thalès Communications - Colombes
L. VERON	Chef de Service au CEA - Moronvilliers

RESUME : Le travail présenté dans cette thèse concerne l'amélioration des performances d'un démonstrateur radar ultra large bande (ULB) pour la détection de mines dans le sol. Un générateur d'impulsions haute tension (HT) ultra brèves et un dispositif d'adaptation d'impédances (balun) destiné à être inséré entre le générateur 50Ω et des antennes bifilaires 200Ω sont particulièrement détaillés.

Le premier chapitre présente les caractéristiques principales des radars ULB et une synthèse bibliographique des outils expérimentaux nécessaires pour l'ULB.

Le second chapitre est consacré au générateur d'impulsions HT ultra brèves basé sur la technologie d'un commutateur à gaz pressurisé (hydrogène). Le principe de fonctionnement et les caractérisations d'atténuateurs réalisés pour ces expériences sont également reportés. Après divers paramétrages, le temps de montée des impulsions peut être réduit à 90 ps, la durée à mi-hauteur minimale est de 600 ps, la tension de sortie et la fréquence de répétition peuvent atteindre respectivement 30 kV et 2,5 kHz. Une simulation du dispositif est comparée aux résultats pratiques de commutation.

Dans le chapitre 3, nous avons regroupé les études du balun et d'un amplificateur de tension pouvant alimenter le générateur car ces deux dispositifs sont deux transformateurs à lignes de transmission (TLT). Le principal défaut des TLT réside dans les pertes dues aux lignes secondaires. Nous avons solutionné ce problème par l'utilisation de ferrites dont nous explicitons le fonctionnement. Cette étude débouche sur la réalisation d'un TLT 10 étages de gain 10 et d'un balun dont la bande passante est comprise entre 30 kHz et 3 GHz. Une simulation de l'ensemble des résultats expérimentaux vient compléter l'interprétation des phénomènes.

Enfin, dans le chapitre 4, les résultats d'essais réalisés en chambre anéchoïde portant sur l'ensemble du système d'émission ainsi que des perspectives relatives à l'évolution de l'ensemble sont présentés.

TITLE : Design and performance of an ultra short high voltage pulse generating system
Application to wideband radars

DISCIPLINE : Génie Electrique

MOTS-CLES : radar ultra large bande, générateur impulsionnel, haute tension, transformateur, adaptation d'impédances, ferrite, simulation

ADRESSE DU LABORATOIRE : Laboratoire de Génie Electrique
Université de Pau et des Pays de l'Adour
Hélioparc
2 Avenue P. Angot
64053 PAU CEDEX 9

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au Laboratoire de Génie Electrique de Pau. Je tiens à remercier son directeur Monsieur le Professeur P. DOMENS pour avoir dirigé ce travail, pour toute l'attention qu'il m'a portée et pour les moyens mis à ma disposition durant ces trois années. Qu'il trouve également ici l'expression de toute ma reconnaissance pour m'avoir donné l'occasion d'occuper, successivement, un poste de moniteur puis un poste d'ATER pendant quatre années.

Pour ses précieux conseils de tous ordres, sa disponibilité et sa confiance, je remercie tout particulièrement Monsieur A. GIBERT. Son expérience et ses grandes compétences ont permis l'accomplissement de ce travail. Qu'il trouve ici les marques de ma reconnaissance et de mon respect.

Un merci particulier à Jean PAILLOL pour la qualité de sa collaboration, ses nombreux conseils, son aide constante et pour la façon efficace et amicale avec laquelle il a suivi ce travail. Pendant les nombreuses heures passées ensemble, j'ai beaucoup appris à son contact.

Je remercie également Thierry REESS pour son concours efficace et compétent, son soutien constant et sa perpétuelle bonne humeur.

Je tiens également à les remercier, tous deux, pour leur aide à tous niveaux. Qu'ils reçoivent ici les marques de mon amitié la plus sincère.

Je suis très sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur le Professeur B. JECKO, responsable de l'équipe Electromagnétisme de l'IRCOM de l'Université de Limoges, en acceptant de participer à ce jury en tant que président et rapporteur. Je lui exprime toute ma reconnaissance pour l'intérêt porté à ce travail.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur B. DE FORNEL, Professeur à l'ENSEEIH de Toulouse, pour l'honneur qu'il m'a fait d'avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse.

Cette thèse a bénéficié d'une collaboration avec l'équipe Electromagnétisme de l'IRCOM de Limoges. Je remercie ici chaleureusement toute l'équipe du site délocalisé de l'IUT GEII de Brive et plus particulièrement Messieurs Joël ANDRIEU, Edson MARTINOD, Bruno BEILLARD, Yvon IMBS, Vincent MALLEPEYRE et Mademoiselle Séverine NOUVET pour m'avoir accueilli avec toujours beaucoup de gentillesse lors de mes séjours à Brive ainsi que pour l'aide et les précieux conseils qu'ils m'ont apportés.

J'adresse ma profonde reconnaissance à Messieurs M. LE GOFF, Ingénieur au Centre d'Electronique de l'Armement (CELAR-DGA) et responsable technique du projet PULSAR ; E. MERLE, Ingénieur au Commissariat à l'Energie Atomique (CEA) Moronvilliers et V. PUECH, Directeur de Recherche CNRS à l'Université de Paris Orsay, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de bien vouloir participer à ce jury de soutenance.

Que Messieurs J.P BRASILE, Directeur des Systèmes Avancés à Thalès Communications à Colombes ; F. BIETH, Ingénieur à l'Institut Franco-Allemand de Recherches de Saint-Louis (ISL) et L. VERON, Chef de Service au CEA Moronvilliers soient remerciés pour s'être déplacés afin d'assister à la soutenance de mon mémoire.

Je tiens également à remercier Messieurs V. COUDERC, Chargé de Recherche CNRS, et A. BARTHELEMY, Directeur de Recherche CNRS de l'équipe Optique Cohérente de l'IRCOM de Limoges, pour leur collaboration aux expérimentations de déclenchement du générateur par une impulsion laser.

J'associe à mes remerciements la Région Aquitaine pour son soutien financier ainsi que Monsieur L. MARLIN et son équipe de l'atelier de mécanique de l'Université de Pau pour le soin apporté dans l'usinage et dans la réalisation de nos nombreux prototypes d'essais.

Enfin, je voudrais remercier mes amis Gilles, Philippe, Patrick, Thierry, Antoine, Jérôme et les autres pour leur aide sympathique tant sur le plan, scientifique qu'humain et pour la bonne humeur dans laquelle ce travail a été accompli.

Pour finir, je remercie Carole pour ses relectures assidues et son tendre soutien.

A mes parents

A ma famille

Table des matières

<u>INTRODUCTION</u>	p 15
<u>CHAPITRE 1 : Présentation de l'étude</u>	p 21
1.1 - Le Radar Ultra Large Bande (ULB)	p 23
1.1.1 - Principe et généralités.....	p 23
1.1.2 - Définition d'un spectre ULB.....	p 25
1.1.3 - Avantages des radars ULB.....	p 26
1.2 - Démonstrateur PULSAR du CELAR pour la détection de mines	p 26
1.2.1 - Principe et structure du démonstrateur PULSAR.....	p 27
1.2.2 - Limitations actuelles du dispositif.....	p 32
1.3 - Objectifs du travail de thèse	p 33
1.3.1 - Réalisation d'un générateur d'impulsions HT ultra brèves de forme réglable.....	p 33
1.3.2 - Réalisation d'un dispositif d'adaptation d'impédance couvrant la bande 30 kHz - 3 GHz.....	p 34
1.3.3 - Evaluation des performances du dispositif complet.....	p 34
1.4 - Les outils expérimentaux nécessaires pour l'ULB	p 35
1.4.1 - Les générateurs haute tension.....	p 35
1.4.1.1 - Principe général de la commutation électrique de puissance.....	p 35
1.4.1.2 - Les différentes technologies de commutateurs à fermeture.....	p 39
1.4.1.2.1 - Les éclateurs solides ou liquides	
1.4.1.2.2 - Les semi-conducteurs	
1.4.1.2.3 - Les commutateurs à gaz (ou dans le vide)	
1.4.1.3 - Paramètres électriques à optimiser pour l'ULB.....	p 42
1.4.1.3.1 - Temps de montée et largeur d'impulsion	
1.4.1.3.2 - Jitter	
1.4.1.3.3 - Fréquence de répétition	
1.4.1.4 - Principales applications des générateurs d'impulsions ultra brèves.....	p 43

1.4.1.4.1 - Réalisations à base de dispositifs à semi-conducteurs	
1.4.1.4.2 - Réalisations utilisant des commutateurs à gaz	
1.4.2 - L'alimentation du générateur.....	p 49
1.4.3 - Les dispositifs d'adaptation d'impédances : les baluns.....	p 50
1.4.4 - Les antennes ULB.....	p 51
1.4.4.1 - Impédance d'entrée de l'antenne.....	p 51
1.4.4.2 - Définition du gain.....	p 52
1.4.4.3 - Coefficient de dispersion.....	p 54
1.4.5 - Les oscilloscopes.....	p 55
1.4.5.1 - Les oscilloscopes à échantillonnage direct.....	p 56
1.4.5.2 - Les oscilloscopes séquentiels.....	p 56
1.5 - Conclusion du chapitre.....	p 57
<u>CHAPITRE 2 : Générateur d'impulsions HT ultra brèves.....</u>	p 59
2.1 - Technologie utilisée : commutateur à gaz pressurisé.....	p 61
2.1.1 - Description du générateur.....	p 61
2.1.1.1 - Principe.....	p 61
2.1.1.2 - Technologie.....	p 62
2.1.2 - Eclateur pressurisé à structure de ligne de transmission.....	p 64
2.1.3 - Choix du gaz.....	p 64
2.1.4 - Processus physiques pendant la décharge.....	p 66
2.2 - Moyens de mesure : diviseurs pour les expériences de haute tension.....	p 69
2.2.1 - Principe de fonctionnement des atténuateurs HT.....	p 69
2.2.2 - Réalisations et caractérisations d'atténuateurs de tension 50 Ω.....	p 71
2.3 - Paramétrages et performances réalisés.....	p 76
2.3.1 - Dispositif expérimental.....	p 76
2.3.2 - Influence de la pression et de la distance inter électrodes sur la tension de sortie.....	p 77
2.3.3 - Etude de la durée des impulsions.....	p 79
2.3.4 - Etude du temps de montée.....	p 80
2.3.4.1 - Détermination expérimentale.....	p 80

2.3.4.2 - Etude du temps de montée en fonction du champ électrique dans le commutateur.....	p 82
2.3.4.3 - Etude du temps de montée en fonction de la distance inter-électrodes.....	p 87
2.3.5 - Etude de la fréquence de répétition.....	p 88
2.4 - Modélisation sur logiciel SPICE.....	p 90
2.4.1 - Description.....	p 90
2.4.2 - Résultats.....	p 92
2.4.2.1 - Comparaisons manipulations / simulations.....	p 92
2.4.2.2 - Analyses statistiques de Monte Carlo.....	p 95
2.5 - Conclusion du chapitre.....	p 97
<u>CHAPITRE 3 : Transformateur à lignes de transmission (TLT).....</u>	p 99
3.1 - Position du problème.....	p 101
3.1.1 - Principe de fonctionnement d'un TLT.....	p 101
3.1.2 - Etat de l'art.....	p 104
3.1.2.1 - Optimisation du gain en tension.....	p 104
3.1.2.2 - Réalisation d'adaptateurs d'impédances.....	p 105
3.1.3 - Technologie utilisée.....	p 111
3.2 - Optimisation du gain en tension.....	p 112
3.2.1 - Dispositif expérimental.....	p 112
3.2.2 - TLT à 4 étages sans ferrite.....	p 115
3.2.2.1 - Analyse des courants secondaires.....	p 116
3.2.2.2 - Mesure du gain en tension.....	p 117
3.2.2.3 - Modélisation des lignes secondaires de propagation.....	p 117
3.2.2.4 - Simulation du TLT sans ferrite.....	p 119
3.2.3 - Les ferrites dans les applications haute tension.....	p 120
3.2.3.1 - Présentation des ferrites.....	p 120
3.2.3.2 - Utilisation des ferrites dans le domaine de la haute tension.....	p 122
3.2.3.3 - Choix des matériaux ferrites pour notre application.....	p 123
3.2.3.4 - Ferrites dans le cadre de notre application : simulation expérimentale.....	p 124

3.2.3.5 - Simulation numérique.....	p 127
3.2.3.5.1 - Description du modèle de ferrite ultra simplifié	
3.2.3.5.2 - Comparaison modélisation expérimentale / numérique	
3.2.4 - TLT avec ferrites.....	p 131
3.2.4.1 - Transformateur à 2 étages.....	p 131
3.2.4.2 - Transformateur à 4 étages.....	p 134
3.2.4.3 - Transformateur à 10 étages.....	p 136
3.2.4.4 - Discussion.....	p 137
3.3 - Réalisation d'un dispositif d'adaptation d'impédances (balun).....	p 139
3.3.1 - Caractéristiques du balun à réaliser.....	p 139
3.3.2 - Réalisation.....	p 140
3.3.3 - Caractérisations.....	p 142
3.3.3.1 - Symétrisation des impulsions en sortie.....	p 142
3.3.3.2 - Optimisation du volume et de la bande passante.....	p 144
3.4 - Conclusion du chapitre.....	p 147

CHAPITRE 4 : Dispositif d'émission / réception complet

<u>Perspectives</u>	p 149
4.1 - Evaluation des performances du dispositif complet.....	p 151
4.1.1 - Description du matériel.....	p 151
4.1.1.1 - Antennes de type Ciseaux de l'IRCOM.....	p 151
4.1.1.2 - Chambre anéchoïde de Général Electronique à Brive.....	p 152
4.1.2 - Conditions d'essais.....	p 154
4.1.2.1 - Configuration pour l'évaluation des rayonnements parasites.....	p 154
4.1.2.2 - Configuration pour la mesure du rayonnement de l'antenne Ciseaux.....	p 155
4.1.3 - Principaux résultats.....	p 156
4.1.3.1 - Rayonnement parasites au niveau du générateur.....	p 157
4.1.3.2 - Impulsions rayonnées dans l'axe et transformées de Fourier.....	p 160
4.1.3.3 - Détermination des gains dans l'axe.....	p 162
4.1.3.4 - Diagrammes de rayonnement en site et en gisement.....	p 163
4.1.3.5 - Bilan comparatif des deux baluns.....	p 164

4.2 - Perspectives.....	p 165
4.2.1 - Déclenchement du générateur à l'aide d'une alimentation pulsée réalisée à base de thyristors.....	p 165
4.2.1.1 - Circuit de puissance.....	p 165
4.2.1.2 - Circuit de commande.....	p 165
4.2.1.3 - Circuit de protection.....	p 166
4.2.1.4 - Performances actuelles du prototype.....	p 167
4.2.2 - Déclenchement du générateur à l'aide d'une impulsion laser Evaluation du jitter de déclenchement.....	p 168
4.2.2.1 - Dispositif expérimental.....	p 169
4.2.2.2 - Déclenchement du générateur à l'aide d'une impulsion laser.....	p 169
4.2.2.3 - Allure de l'impulsion en sortie de générateur.....	p 170
4.2.2.4 - Evaluation du jitter de déclenchement.....	p 171
4.2.2.5 - Analyses et perspectives.....	p 172
4.2.3 - Conception d'un générateur et d'atténuateurs de tension 150Ω	p 173
4.2.3.1 - Essais préliminaires.....	p 174
4.2.3.1.1 - Atténuateur de tension 150Ω	
4.2.3.1.2 - Conception du générateur 150Ω	
4.2.3.2 - Analyses et perspectives.....	p 176
4.2.4 - Mise en évidence de désadaptations entre le générateur et l'antenne Perspective relative à l'évolution future du balun.....	p 180
 <u>CONCLUSION GENERALE.....</u>	 p 185
 <u>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</u>	 p 193
 <u>ANNEXES.....</u>	 p 205

Introduction

Depuis quelques années, on assiste à l'émergence des radars ultra large bande (ULB). Leurs caractéristiques principales sont, à la fois, l'émission d'une impulsion ultra courte et l'utilisation d'un spectre très large (30 MHz à 3 GHz).

Depuis 1995, des travaux, menés en collaboration principalement par le Centre d'ELectronique de l'ARmement (CELAR), un organisme de la Direction Générale de l'Armement (DGA), et l'Institut de Recherche en Communications Optique et Micro-ondes (IRCOM) de Limoges, ont abouti à la réalisation de systèmes transitoires de mesure et de détection radar ULB expérimentaux. Cette activité s'est déroulée suivant deux axes :

- la conception de bancs de mesure de Surface Equivalente Radar en basses fréquences, VHF et UHF, en bases anéchoïdes et en extérieur ;
- la conception de dispositifs destinés à un radar SAR (Synthetic Aperture Radar) ULB extérieur ayant pour application la détection de mines enfouies dans le sol.

Dans ce contexte, le CELAR s'est doté d'un démonstrateur radar ULB, dénommé PULSAR, dédié à la détection de mines. Les systèmes d'émission de tels radars sont essentiellement constitués d'un générateur d'impulsions ultra brèves de fortes puissances et d'une antenne d'émission large bande. Une antenne de réception, associée à un dispositif de traitement du signal, complète le dispositif. Les antennes équipant ce démonstrateur sont développées à l'IRCOM de Limoges.

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'amélioration des performances du démonstrateur existant. Après avoir discuté des divers choix technologiques et de la démarche qui ont guidé notre travail, nous présentons l'étude et la réalisation d'un générateur d'impulsions haute tension (HT) ultra brèves, de son alimentation pulsée et d'un dispositif

d'adaptation d'impédances (balun) destiné à être inséré entre le générateur 50Ω et des antennes bifilaires $150 / 200 \Omega$ de l'IRCOM. Des tests, effectués en chambre anéchoïde, permettent de caractériser ce nouveau dispositif.

Le premier chapitre présente les caractéristiques principales des radars ULB et une synthèse bibliographique des outils expérimentaux nécessaires pour l'ULB. Il rappelle, également, l'avancement du projet PULSAR, les limitations actuelles du dispositif existant et, enfin, les objectifs du travail de thèse.

Le second chapitre est consacré au générateur d'impulsions HT ultra brèves basé sur la technologie d'un commutateur à gaz pressurisé (hydrogène).

L'obtention de fortes puissances électriques peut être réalisée en réduisant suffisamment les temps d'émission de l'énergie stockée. La performance, au niveau de la puissance générée, est donc associée au temps de fermeture du commutateur. C'est pourquoi, les différents essais portant sur l'optimisation des performances du générateur et, plus précisément, sur la diminution du temps de montée des impulsions, sur l'obtention de hautes tensions en sortie à taux de répétition élevés sont développés.

Outre les problèmes inhérents à la conception de ces générateurs, il faut également résoudre les problèmes de mesure associée puisque les hautes tensions commutées sont trop rapides pour pouvoir être mesurées avec des sondes disponibles sur le marché. Des atténuateurs d'impédance 50Ω couvrant une large bande de fréquence sont également conçus. Leur principe de fonctionnement, ainsi que les tests de caractérisation effectués, sont présentés.

Une simulation de l'ensemble générateur / sonde de mesure / charge sur le logiciel SPICE est discutée. Une évaluation des différents éléments qui peuvent limiter les performances du système est présentée.

Dans le chapitre 3, nous avons regroupé les études du balun d'adaptation entre le générateur et les antennes de l'IRCOM et d'un amplificateur de tension pouvant alimenter le générateur décrit au chapitre 2 car ces deux dispositifs sont basés sur le principe des transformateurs à lignes de transmission (TLT). Le principal défaut des TLT réside dans les pertes dues aux lignes secondaires. Nous expliquerons comment nous avons solutionné ce problème en utilisant des ferrites.

L'objectif assigné au balun est double, puisqu'il doit assurer à la fois l'excitation de l'antenne avec des tensions et des courants égaux mais de signes opposés à sa sortie et

l'adaptation de l'impédance entre le générateur et l'antenne. En effet, les antennes équipant le démonstrateur PULSAR ayant une impédance d'entrée proche de 200Ω , il faut adapter correctement générateur et antenne de façon à ne pas altérer les performances du premier nommé en termes de HT et de bande passante. Pour effectuer cette transition, un adaptateur d'impédances (50Ω coaxial / 200Ω bifilaire) est donc réalisé.

Enfin, dans le chapitre 4, les résultats d'essais réalisés en chambre anéchoïde portant sur l'ensemble du système d'émission sont présentés. La mise en œuvre des expérimentations, ainsi que les premiers essais de caractérisation du système d'émission complet, sont explicités.

Pour terminer, des perspectives relatives à l'évolution de l'ensemble sont présentées. Ces pistes sont susceptibles d'orienter les recherches futures. Sont successivement développés :

- une alimentation pulsée réalisée à base de thyristors ;
- le déclenchement du générateur à l'aide d'une impulsion laser et l'évaluation du jitter qui lui est associé ;
- la conception d'un générateur d'impulsions ultra brèves et d'atténuateurs d'impédances caractéristiques de 150Ω ;
- la mise en évidence de désadaptations entre générateur et antenne.

Les premiers résultats expérimentaux, ainsi que les projets et objectifs qui en découlent, sont décrits.

Chapitre 1
Présentation de l'étude

Le travail présenté dans ce document s'inscrit en prolongement de l'axe de recherche du CELAR qui a pour application la détection de mines enfouies dans le sol au moyen d'un radar ULB. Les premiers résultats concernant le démonstrateur PULSAR ont été largement développés dans la thèse de Y. Imbs *[IMB 99]*.

Ce premier chapitre vise à présenter l'état d'avancement du projet, les limitations actuelles du dispositif existant et, enfin, notre intervention dans le cadre de l'amélioration des performances de ce radar ULB spécifique.

1.1 - Le radar Ultra Large Bande (ULB)

1.1.1 - Principe et généralités

L'ensemble des éléments nécessaires à la constitution d'un système ULB est composé d'un générateur d'impulsions électriques, d'antennes, de dispositifs d'adaptation d'impédance, d'atténuateurs, de câbles ainsi que d'un système d'acquisition et de traitement numérique des signaux. Ces divers éléments apparaissent sur la figure 1-1 *[IMB 99]*.

Le principe général du système d'émission consiste en l'association d'un générateur délivrant une impulsion ultra rapide fort niveau et d'une antenne adaptée permettant le rayonnement de tout le contenu spectral (de 30 MHz à 3 GHz) de l'impulsion.

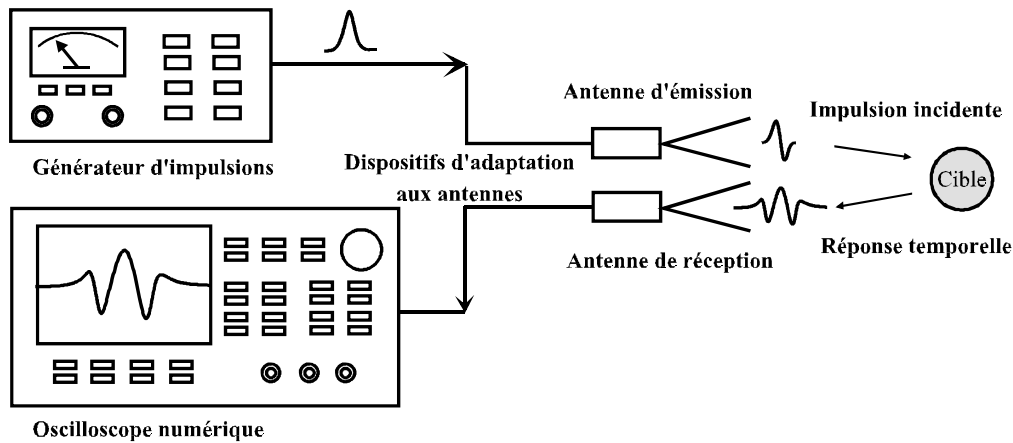


Figure 1-1 : Principe du radar ULB temporel

Une antenne large bande se comporte, électriquement, comme une inductance discrétisée qui tend à dériver les signaux délivrés par le générateur. L'antenne ne transmettant que les variations de courant, il est donc important de répartir la puissance générée à travers une forme d'onde bien adaptée au rayonnement. Il est, en fait, préférable de générer une impulsion ayant la forme d'une pseudo-oscillation. Le signal rayonné reproduit alors, approximativement, l'impulsion d'entrée. Cependant, lorsqu'il s'agit de hautes tensions et de fronts de montée rapides, ce type d'impulsions est technologiquement difficile à générer.

Bien qu'une impulsion « carrée » soit mal adaptée à l'émission de rayonnement, elle constitue, encore aujourd'hui, le moyen le plus courant d'alimenter une antenne. Puisque la « composante continue » n'est pas rayonnée, on ne couple, dans ce cas, qu'une fraction de l'énergie à l'antenne : une impulsion de forme proche d'une gaussienne apparaît donc comme étant un bon compromis. Le signal rayonné a la forme d'une pseudo-oscillation qui correspond, en première approximation, à la dérivée du signal d'entrée (figure 1-2).

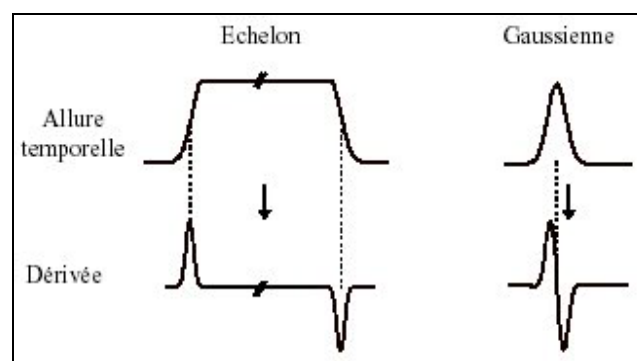


Figure 1-2 : Schéma simplifié du rayonnement d'une impulsion

Au niveau de la réception, un oscilloscope couplé à une deuxième antenne, dite de réception, permet l'acquisition du signal dans le domaine temporel. Le passage dans le domaine fréquentiel est assuré par transformée de Fourier (figure 1-3).

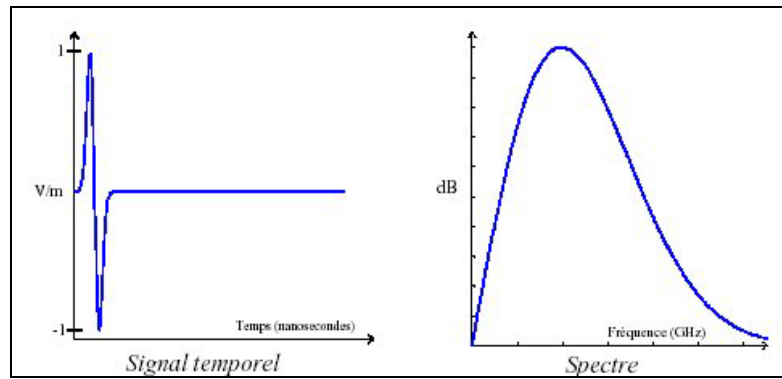


Figure 1-3 : Signal émis par un radar ULB

Le signal temporel réfléchi par la cible est très différent de l'impulsion émise. Les modifications de l'allure de l'impulsion réfléchie par rapport à celle émise apparaissent sur le spectre fréquentiel.

Le flux d'énergie émis d'une antenne perd de son intensité au carré de la distance. Pour obtenir des puissances significatives à longues distances, il est nécessaire d'éjecter de la source de très grandes puissances. La volonté de rayonner efficacement, par une antenne, une forte puissance électrique implique donc la génération de rapides variations de forts courants.

L'efficacité, en terme de signal rayonné, est principalement liée au temps de montée, à la durée et à l'amplitude de l'impulsion délivrée par le générateur. Dans ce contexte, des impulsions de quelques dizaines de kV sous une impédance de 50Ω ayant un temps de montée de 100 à 200 ps et une durée inférieure à la nanoseconde sont requises pour cette application [TAY 95].

1.1.2 - Définition d'un spectre ULB

Le spectre de l'impulsion émise (figure 1-4) permet de définir trois grandeurs particulières qui caractérisent un signal ULB [AST 97].

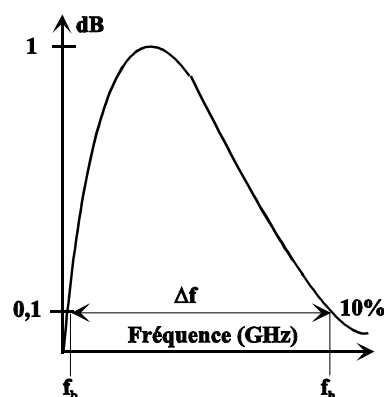


Figure 1-4 : Largeur de bande (Δf), fréquences basse (f_b) et haute (f_h) du spectre

Largeur de bande (Δf)	$\Delta f = f_h - f_b$
Fréquence centrale (f_0)	$f_0 = \frac{(f_h + f_b)}{2}$
Facteur de largeur de bande (μ)	$\mu = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \times \frac{f_h - f_b}{f_h + f_b}$
⇒ Un signal ULB doit respecter la condition suivante :	$\mu = \frac{\Delta f}{f_0} \geq 1$

1.1.3 - Avantages des radars ULB

Les avantages des radars ULB [IMB 99] sont multiples :

- La brièveté des impulsions à fort contenu spectral permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en informations et de dissocier les différents échos sur les signaux de réception (conservation de la réponse utile par fenêtrage temporel) ;
- Son spectre large autorise :
 - une mesure unique pour obtenir les résultats sur toute la bande de fréquence ;
 - un fort pouvoir de détection (puisque les concepts de furtivité ne sont efficaces que pour des fréquences plus hautes que celles des bandes VHF et UHF. De plus, les concepts de furtivité sont généralement efficaces sur une bande de fréquence relativement étroite, contrairement aux signaux ULB qui couvrent un large spectre par définition) ;
- Les longueurs d'ondes correspondant à la bande [100 MHz - 1 GHz] ne sont plus négligeables vis à vis des dimensions classiques des avions ou des missiles ;
- Le spectre de l'impulsion, centré sur 500 MHz, favorise la pénétration de l'onde à travers les écrans naturels (sols, végétation, ...). C'est cette dernière caractéristique qui est à l'origine du projet mené par le CELAR pour la détection de mines dans le sol à l'aide d'un radar ULB.

1.2 - Démonstrateur PULSAR du CELAR pour la détection de mines

L'étude des radars ULB à impulsions courtes présente un intérêt pour la détection électromagnétique et l'identification de cibles à courte portée. Ce type de radar peut être utilisé pour la détection de champs de mines posées au sol ou enterrées. Dans ce contexte, le

CELAR s'est équipé d'un prototype : le démonstrateur PULSAR. Il doit permettre la détection rapide de mines anti-personnels, ou anti-chars, à l'aide d'impulsions ultra-courtes.

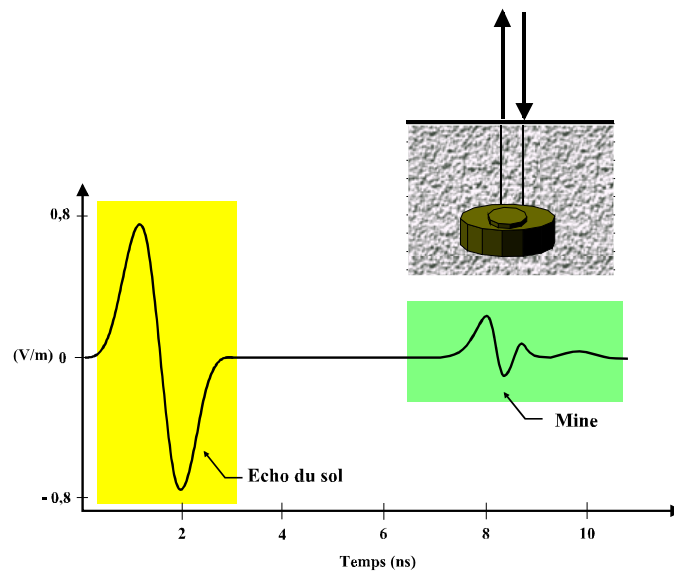


Figure 1-5 : Réponse temporelle d'une mine

Après traitement, la localisation des mines doit s'effectuer à partir d'images haute résolution des zones illuminées par le radar. L'objectif, à plus long terme, serait l'adaptation d'un tel système sur une plate-forme aéroportée pour détecter les mines sur des zones plus vastes et moins accessibles.

1.2.1 - Principe et structure du démonstrateur PULSAR

Le principe retenu par le CELAR, pour le démonstrateur nommé PULSAR (figure 1-6), est d'utiliser un porteur mobile, supportant les antennes d'émission et de réception, afin d'exploiter l'effet d'ouverture synthétique lors du déplacement. Le traitement permettant la détection des mines repose, alors, sur l'imagerie SAR qui fournit une image de la zone de test.

Le banc PULSAR est composé :

- d'une plate-forme mobile dotée d'un dispositif élévateur pour positionner les antennes et une partie de l'instrumentation. Le choix du CELAR s'est porté sur un camion Berliet équipé d'une nacelle élévatrice accueillant le générateur, un boîtier de synchronisation et les deux antennes d'émission et de réception. Le débattement en hauteur s'étend de 2 à 10 mètres, pour une variation angulaire de l'axe des antennes par rapport à l'horizon, de -70° (vers le sol) à 20° (vers le ciel) ;



Figure 1-6 : Photographie du démonstrateur PULSAR

- d'un dispositif d'émission et de réception radar ULB. Sa constitution est détaillée plus loin ;
- d'un dispositif de localisation tridimensionnelle de la position des antennes au cours des mesures (tachéomètre). Cet appareil permet le suivi automatique et la mesure précise de la position d'un point caractéristique ;
- d'un PC assurant le pilotage du banc, la visualisation des données en temps réel et la sauvegarde des mesures.

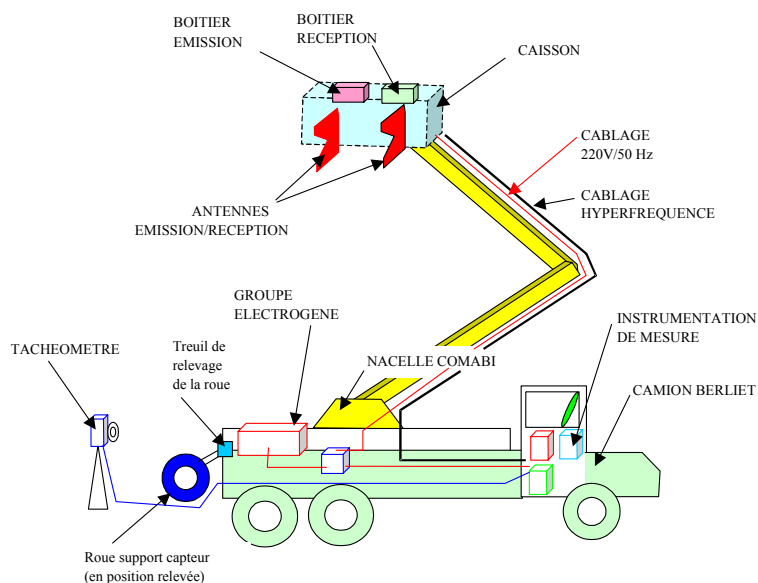


Figure 1-7 : Synoptique d'ensemble du banc

Le dispositif d'émission et de réception radar ULB est principalement constitué de :

- un générateur d'impulsions ultra courtes haute tension. Deux générateurs sont actuellement utilisés pour cette expérimentation : un générateur Kentech PBG3 de niveau de tension maximum de 8 kV, ainsi qu'un générateur basé sur l'utilisation de diodes DSRD (Drift Step Recovery Diodes) délivrant une tension maximale de 12 kV. Leurs caractéristiques sont reportées sur le tableau suivant :

	Kentech PBG3	DSRD
Amplitude maximum	8,4 kV	12 kV
Temps de montée	< 120 ps	100 ps
Fréquence de répétition	1 kHz	100 Hz
Jitter (ou gigue)	10 ps	20 ps

- une antenne d'émission et une de réception. Deux types d'antennes peuvent être montés sur le positionneur du banc : des antennes VIVALDI (figure 1-8) ou des antennes CISEAUX (figure 1-9), qui sont toutes les deux des réalisations spécifiques de l'IRCOM adaptées au rayonnement d'impulsions ultra courtes [GAL 00].

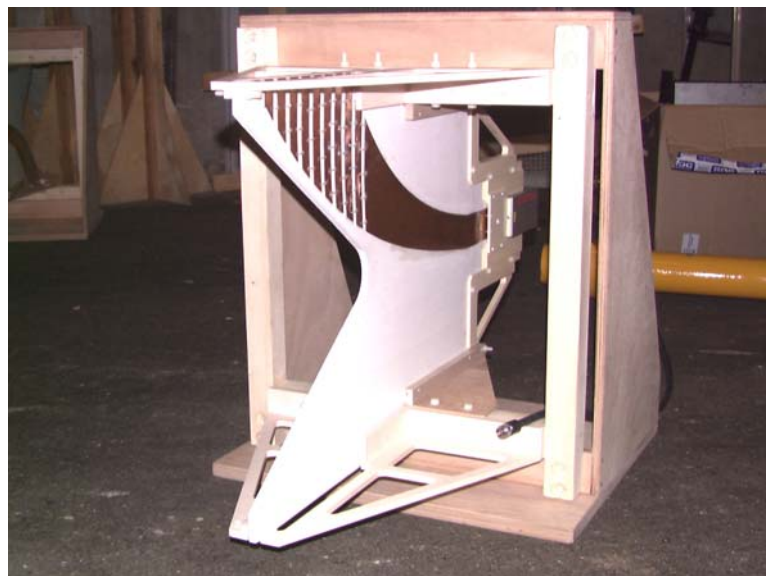


Figure 1-8 : Antennes ULB de type VIVALDI



Figure 1-9 : Antennes ULB de type CISEAUX avec positionneur

Les principales caractéristiques de ces antennes (chacune étant munie d'un adaptateur d'impédance, ou « balun », réalisé par la société EUROPULSE de Cressensac) sont décrites ci-après :

	Antennes ULB VIVALDI	Antennes ULB CISEAUX
Gain dans l'axe	-6 dB à 100 MHz 5 dB à 1 GHz	-8 dB à 100 MHz 5 dB à 1 GHz
Spectre (-20 dB/max) de l'impulsion rayonnée	[50 MHz - 1 GHz]	[50 MHz - 1,2 GHz]
Dispersion temporelle	1,4	1,3
Isolation de polarisation	19 dB cc	35 dB cc
Adaptation	≤ -10 dB [300 MHz - 2 GHz]	≤ -10 dB [100 MHz - 2,5 GHz]
Couplage (% de l'impulsion incidente)	1,41 % en VV 1,72 % en HH	2,13 % en VV 2,66 % en HH
Dimensions	L = 75 cm l = 60 cm h = quelques cm	L = 100 cm l = 30 cm h = quelques cm

Etant donné le niveau de tension élevé des impulsions émises (plusieurs dizaine de kilovolts), la chaîne d'émission est complètement dissociée de la chaîne de réception. Deux antennes sont ainsi systématiquement utilisées, l'une à l'émission, l'autre à la réception. Le système présente donc un léger bistatisme. L'antenne de type Ciseaux, dont les caractéristiques ont été énumérées, sera abordée de manière plus détaillée au chapitre 4.1.1.1 ;

- un récepteur (DASSAULT ELECTRONIQUE). Les principales fonctions de l'amplificateur spécifique, ou boîtier de réception, réalisé par Dassault Electronique sont un écrêtage du signal pour protéger le numériseur, un filtrage temporel permettant de dissocier les échos utiles des signaux indésirables tels que couplages et trajets multiples et une amplification programmable jusqu'à 40 dB. La bande passante du boîtier de réception est actuellement de : 600 MHz à 3 dB ; 3,2 GHz à 20 dB ; 4 GHz à 30 dB ;

- un séquenceur (réalisation CELAR) qui est une interface de contrôle et de commande de l'instrumentation. Il permet de contrôler le codeur incrémental situé au niveau de la roue supplémentaire située à l'arrière du camion, de commander le générateur d'impulsions haute tension, le boîtier de réception (blanking) et le numériseur ;

- un numériseur (LECROY). L'oscilloscope Lecroy LC 584 (oscilloscope à échantillonnage direct de 1 GHz de bande passante) a été retenu parmi d'autres numériseurs disposant d'une bande passante plus large (2 GHz) mais dont le taux de transfert, nettement plus faible, et la capacité mémoire ne permettaient pas d'effectuer des mesures « à la volée ».

Les mesures sont réalisées « à la volée », pour un déplacement continu du porteur à faible vitesse. La bande de terrain, ainsi illuminée, dépend de l'angle entre les antennes et le sol. La possibilité de modifier la hauteur du système d'émission / réception permet de définir les aptitudes du démonstrateur pour la détection de mines ou de champs de mines. Dans le premier cas, il s'agit de localiser, précisément, des mines afin de procéder à leur neutralisation par des équipes spécialisées. Dans le second cas, il s'agit de repérer une étendue relativement large susceptible de receler des mines, repérage rendu possible par la présence d'une périodicité des échos sur l'image. En effet, la plupart des champs de mines sont déployés par des moyens mécaniques et ne sont donc pas répartis aléatoirement sur le terrain.

1.2.2- Limitations actuelles du dispositif

Les premiers résultats ont permis de mettre en évidence les limitations actuelles de ces expérimentations, à savoir :

- le fort couplage entre les antennes d'émission et de réception qui limite la dynamique lors de l'acquisition ;
- la limitation en bande passante des couples baluns / antennes ULB qui ne permet pas d'acquérir des informations utiles au-delà de 2 GHz. Ils sont donc mal adaptés pour fonctionner avec les générateurs acquis par le CELAR qui délivrent des impulsions de temps de montée inférieur à 100 ps ;
- l'intérêt de travailler avec des impulsions de plus forts niveaux (> 20 kV) pour favoriser la détection d'objets enterrés ou non de très petites dimensions vis à vis des niveaux de bruits ambiants (RFI, ...).

En terme de performances, le travail du CELAR s'oriente, principalement, vers les trois axes suivants :

1- Le couplage parasite observé sur l'antenne de réception est un phénomène essentiellement basse fréquence. De ce fait, pour diminuer cet effet néfaste, une technique, consistant à utiliser un générateur délivrant une impulsion à valeur moyenne nulle, de contenu spectral faible en BF (réalisation technologique délicate), peut être envisagée ;

2- Les performances en temps de montée (< 100 ps) des générateurs impulsionnels nécessitent la définition et la réalisation de nouvelles antennes ULB et des transitions associées autorisant une couverture spectrale de 100 MHz à 4 GHz.

Les antennes 2D sélectionnées lors des études précédentes, de type « Ciseaux » ou « Vivaldi », doivent être optimisées pour améliorer leur comportement électromagnétique au-delà du GHz.

3- L'augmentation des niveaux de champ rayonnés peut être obtenue par :

- la conception d'un générateur de fort niveau (impulsion d'amplitude variable jusqu'à 35 kV, avec un temps de montée inférieur à 100 ps et une largeur à mi-hauteur inférieure à 1 ns) ;

- la mise en réseau de systèmes générateur / antenne ULB afin d'augmenter la puissance. Le concept 2D, proposé précédemment, doit alors être reconduit pour autoriser une juxtaposition aisée des antennes. La mise en réseau peut être envisagée, également, en réception pour pouvoir réaliser un moyennage rapide et mesurer des signaux de très longue durée.

1.3 - Objectifs du travail de thèse

1.3.1 - Réalisation d'un générateur d'impulsions HT ultra brèves de forme réglable

Dans le cadre d'un appel d'offre lancé par le CELAR, l'IRCOM de Limoges, le LGE de Pau et la société EUROPULSE s'engagent à répondre, conjointement, à la consultation concernant un système d'émission / réception d'impulsions ULB de forme réglable. Le rôle du LGE est d'étudier, de développer et de réaliser un générateur d'impulsions haute tension de forme réglable ainsi que les dispositifs de mesure associés (chapitre 2). Enfin, le système complet doit être inséré dans le banc PULSAR en respectant les contraintes imposées par le CELAR. Ces contraintes portent essentiellement sur l'encombrement et sur la sécurité de l'opérateur. A ce titre, toute la partie pouvant présenter des risques pour l'opérateur (alimentation haute tension) sera localisée en extrémité du bras mobile et sera pilotée, depuis le camion.

Notre travail concerne, principalement, l'amélioration des performances du démonstrateur par la conception de ce générateur de fort niveau augmentant ainsi les niveaux des champs rayonnés.

Les éléments essentiels du cahier des charges fourni par le CELAR, pour le générateur à intégrer dans le démonstrateur PULSAR, sont résumés dans le tableau suivant. En particulier, il doit délivrer des impulsions supérieures à 25 kV (sur 50 Ω) ayant une durée à mi-hauteur inférieure à 800 ps et un temps de montée minimum de 100 ps. La puissance instantanée maximale est évaluée à 12,5 MW environ.

Tableau synthétisant les principales spécifications du générateur

Caractéristiques	Condition minimum	Condition visée
Impédance de sortie	50 Ω	Idem
Amplitude crête du signal	25 kV sur 50 Ω	35 kV sur 50 Ω
Réglage d'amplitude	3 à 25 kV en continu	3 à 35 kV en continu
Durée de l'impulsion à mi-hauteur	≤ 800 ps	≤ 500 ps
Temps de montée (10 % - 90 %)	100 ps minimum (réglable de 100 à 200 ps)	≤ 80 ps
Résiduels après 5 ns	-30 dB (3 %)	-40 dB (1 %)
Bande instantanée à -20 dB	> 2 GHz	Idem
Reproductibilité de l'impulsion	+ ou - 5 % en amplitude et sur l'allure temporelle	+ ou -3 %
Jitter	Impulsion de synchronisation fournie	Impulsion de synchronisation fournie
Répétitivité	500 Hz	1 kHz
Déclenchement	Trigger externe	Idem
Connecteur de sortie HT	Type N modifié	Idem
Conditions d'utilisation	Sécurité absolue de l'opérateur	Idem

1.3.2 - Réalisation d'un dispositif d'adaptation d'impédance couvrant la bande 30 kHz - 3 GHz

Parallèlement à cette étude du générateur, notre travail a également porté sur la conception et la réalisation d'un adaptateur d'impédances (balun) destiné à être inséré entre le générateur d'impulsions 50 Ω et les antennes 150 / 200 Ω de l'IRCOM (chapitre 3).

Ce balun doit être capable de transmettre les signaux définis dans le cahier des charges sans les altérer.

1.3.3 - Evaluation des performances du dispositif complet

Enfin, le dispositif d'émission complet comprenant un générateur 50 Ω , le balun ainsi réalisé et une antenne Ciseaux de l'IRCOM devra être caractérisé en chambre anéchoïde afin

d'évaluer l'influence du rayonnement parasite du générateur sur les diagrammes de rayonnement, de déterminer la forme de l'impulsion rayonnée et le gain dans l'axe ainsi que les diagrammes de rayonnement en site et en gisement (chapitre 4).

1.4 - Les outils expérimentaux nécessaires pour l'ULB

Il semble que les principaux défis technologiques à relever dans la mise au point d'un radar ULB soient, d'une part, la réalisation d'un commutateur de très haute puissance capable de fonctionner en une centaine de picosecondes et, d'autre part, la mise au point d'une antenne qui puisse rayonner, sans distorsion, une impulsion aussi courte, présenter une bonne directivité et supporter la puissance crête du générateur.

Les divers éléments constitutifs d'un radar ULB sont détaillés dans les paragraphes suivants.

1.4.1 - Les générateurs haute tension

Le générateur est le premier élément de la chaîne d'émission. Ses caractéristiques fixent les performances optimales du système, les autres éléments ne pouvant que dégrader l'impulsion délivrée (pureté du signal, largeur et temps de montée). Il est constitué :

- d'une alimentation continue ou pulsée ;
- d'un élément de stockage de l'énergie ;
- d'un commutateur.

Les différentes possibilités technologiques qui nous sont offertes et des critères qui ont orientés nos choix sont discutés dans les paragraphes suivants.

1.4.1.1 - Principe général de la commutation électrique de puissance

Le concept consiste à optimiser l'amplification de puissance résultant d'un stockage lent d'énergie et de sa restitution rapide. Dans toute technologie impulsionnelle, on emmagasine une énergie afin de l'appliquer à une charge en un temps suffisamment court pour obtenir une forte puissance. L'opération électrique capable de « comprimer » ainsi le temps est la commutation de l'énergie stockée dans une capacité ou une inductance.

Le stockage inductif est fréquemment utilisé pour produire de très fortes puissances pulsées. Les commutateurs associés à ce stockage sont, le plus souvent, à ouverture et

souèvent des problèmes technologiques complexes. Ils offrent, également, moins de diversité que les commutateurs à fermeture associés au stockage capacitif. Il semble donc que le stockage capacitif soit le mieux adapté au problème qui nous concerne.

Ce choix étant fait, il faut rappeler que nous cherchons à produire un signal forte puissance à front de montée très raide et à durée brève. De façon générale, des capacités de fortes valeurs sont incompatibles avec des temps brefs. Pour stocker une énergie donnée ($CV^2/2$), nous travaillerons donc avec des tensions aussi élevées et des capacités aussi faibles que possible. Concernant les capacités, elles peuvent être discrètes ou réparties. Dans le premier cas, il faut établir des connexions qui introduisent, inévitablement, des inductances parasites susceptibles de détériorer les fronts. Pour des raisons d'adaptation d'impédances et de rapidité des phénomènes mis en jeu, on préférera donc utiliser une capacité coaxiale à constante répartie (ligne de transmission).

La valeur capacitive de ces lignes de transmission étant faible, il faut :

- travailler avec de hautes tensions pour disposer d'une énergie suffisante ;
- réduire le temps d'émission de l'énergie pour avoir une puissance importante.

Comme nous l'avons déjà mentionné, la recherche de performances, en terme de puissance générée, est associée à la durée d'émission de l'énergie restituée. Le graphe présenté sur la figure 1-10 montre comment l'obtention de fortes puissances électriques peut être réalisée en réduisant le temps d'émission de l'énergie.

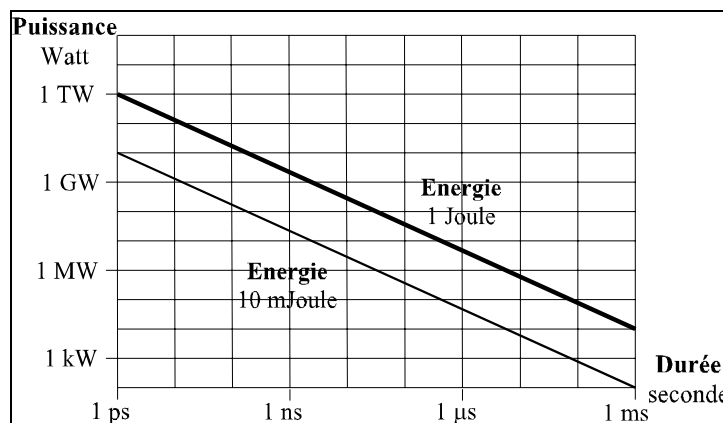


Figure 1-10 : Tableau de variation de la puissance en fonction de la durée d'émission à énergie constante [COU 96]

Une autre caractéristique importante de ces générateurs destinés à des radars ULB est leur fréquence de fonctionnement. A partir du moment où l'on a décidé de travailler par stockage capacitif utilisant des lignes, on est obligé d'utiliser des systèmes à relativement

faible énergie de façon à ce que le commutateur retrouve le plus rapidement possible, après sa commutation, ses propriétés initiales. On a donc tout intérêt, là encore, à réduire la valeur capacitive du condensateur.

Dans le cas de lignes de transmission, le temps d'émission est lié à leurs longueurs. Quand ce temps est plus court, l'énergie diminue puisque la capacité répartie sur la ligne de formation est plus petite. Cependant, la puissance instantanée reste constante pour une tension constante.

Par exemple pour $V = 10 \text{ kV}$: $C = 20 \text{ pF}$, $E = 1 \text{ mJ}$, $t = 1 \text{ ns}$ donne $P = 1 \text{ MW}$

et : $C = 10 \text{ pF}$, $E = 0,5 \text{ mJ}$, $t = 500 \text{ ps}$ donne $P = 1 \text{ MW}$

Un autre moyen d'augmenter la puissance électrique générée serait de diminuer l'impédance caractéristique de la ligne, donc du générateur, de façon à ce que la valeur du condensateur et, par conséquent, l'énergie produite soient augmentées. Le problème se situerait alors au niveau de l'adaptation avec l'antenne. Nous y reviendrons ultérieurement.

Le commutateur est le composant principal qu'il convient d'adapter aux contraintes demandées. Bien qu'il ne soit pas le seul élément limitant, il est souvent le paramètre critique pour deux raisons principales :

- il est contraint à de hautes tensions (et donc à des champs électriques élevés) associées à l'accumulation de l'énergie dans le condensateur avant la commutation ;
- durant la phase transitoire, le courant qui s'écoule dans le milieu, devenu fortement conducteur, dissipe une partie de l'énergie dans un petit volume ; ce qui conduit à l'échauffement du milieu, ou de l'enceinte, qui le confine.

A l'instant initial, on charge une capacité sous une tension V_0 quand le commutateur est en position ouverte. Il supporte donc V_0 à ses bornes.

Lorsque la capacité a emmagasiné l'énergie requise, le commutateur doit agir. Il peut le faire, soit de façon autonome (mode relaxé), soit de façon imposée (mode déclenché). Parmi les commutateurs les plus utilisés que nous verrons dans le paragraphe suivant, ceux à semi-conducteurs fonctionnent essentiellement en mode déclenché, alors que ceux à gaz peuvent fonctionner indifféremment dans les deux modes. Le choix du mode, déclenché ou relaxé, dépendra de l'application. Le problème est de savoir si l'application considérée impose, ou non, de travailler dans l'un de ces modes. Dans ce dernier cas, on a tout intérêt à choisir le mode relaxé car on s'affranchit, ainsi, des problèmes de jitter (gigue) puisque l'impulsion prélevée par la sonde en sortie de générateur sert, alors, de référence temporelle.

Quel que soit le mode de déclenchement adopté, le commutateur se ferme et la capacité se décharge, en un temps court, dans une charge pour former une impulsion de tension.

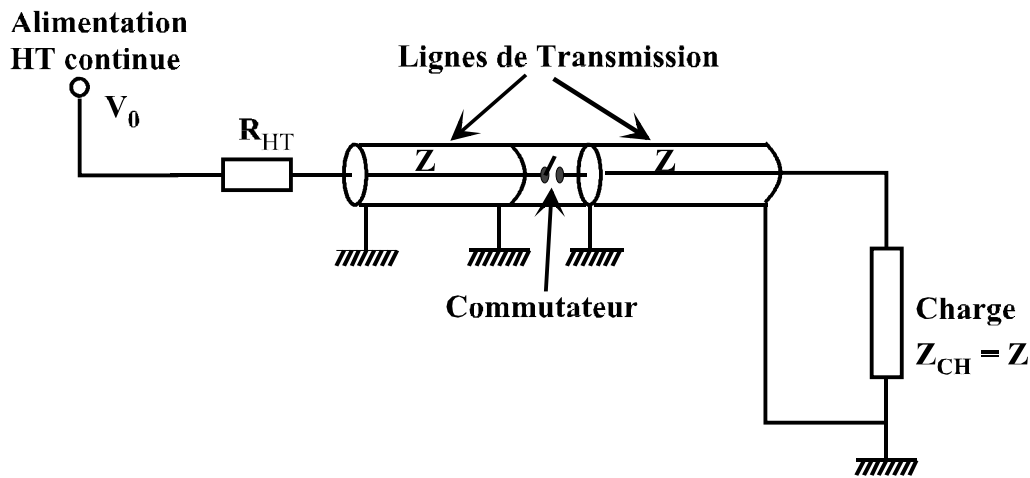


Figure 1-11 : Schéma de principe du circuit de commutation utilisant une décharge de ligne

Dans le cas où la ligne de transmission sert de capacité (figure 1-11), l'impulsion n'a pas une décroissance exponentielle comme lorsque la capacité est localisée, mais a la forme d'un rectangle dont la durée est deux fois le temps de propagation d'une onde électromagnétique dans la ligne. De plus, si l'impédance de la charge (Z_{CH}) est égale à l'impédance caractéristique de la ligne (Z) et si la résistance du commutateur est idéalement nulle, le niveau de tension commuté vaut $V_0 / 2$. Ces caractéristiques seront développées plus en détail au début du chapitre 2.

On associe des paramètres électriques aux différentes phases, ou états, du commutateur :

- l'état ouvert (le milieu inter-électrodes est isolant).

Les deux principales propriétés d'un commutateur en circuit ouvert sont sa résistance R_{off} et sa tenue en tension. Cette dernière conditionne la quantité d'énergie accumulable ;

- la commutation (un milieu conducteur se forme progressivement et se substitue au milieu isolant).

Le front de montée de l'impulsion de tension (dV / dt) peut être limité par le commutateur (impédance propre liée à la géométrie du commutateur et à celle du milieu conducteur; formation du milieu conducteur qui dépend de la nature du diélectrique). Le délai et le jitter, associés au déclenchement, sont parfois importants lorsque l'application est liée à un événement extérieur (mode déclenché).

- la phase de conduction (le courant circule et l'énergie stockée est amenée à la charge).

L'amplitude du courant crête résulte, en partie, de la résistivité du milieu conducteur (R_{on}). La chute de tension résiduelle de conduction est propre au diélectrique devenu conducteur et à ses dimensions : plus elle est faible, moins l'énergie dissipée est importante. La puissance dissipée, lors du passage du courant, engendre des problèmes d'usure du composant (érosion d'électrodes, augmentation des courants fuite, détérioration des structures cristallines, décomposition de gaz...).

- la phase de recouvrement (le milieu qui était conducteur doit retrouver ses propriétés d'isolant qu'il avait initialement).

Il est nécessaire que les porteurs de charge résiduels soient éliminés (recombinaison et / ou refroidissement) avant d'appliquer, de nouveau, une tension au commutateur. La durée de la phase de recouvrement permet de déterminer, pour les applications répétitives, le rapport cyclique et le taux de répétition maxima.

1.4.1.2 - Les différentes technologies de commutateurs à fermeture

D'une manière générale, un commutateur est composé d'une électrode côté accumulation d'énergie et d'une électrode côté charge, séparées par un milieu diélectrique qui devient conducteur. Ce milieu isolant peut être de plusieurs natures : solide (principalement semi-conducteur), liquide (huiles...) ou gazeux (dont le vide). Pour les solides, nous distinguerons les semi-conducteurs des isolants.

1.4.1.2.1 - Les éclateurs solides ou liquides

Ils présentent l'avantage de posséder des rigidités diélectriques très élevées qui permettent de fixer un écartement faible entre les électrodes, ce qui confère aux circuits de faibles inductances.

Pour certaines applications très hautes tensions (plusieurs MV et fronts de montée élevés), le choix du matériau isolant est restreint. Les solides sont préférés mais ne peuvent être utilisés qu'une unique fois. On pourra choisir des éclateurs liquides que l'on peut utiliser plusieurs fois [CHA 91].

1.4.1.2.2 - Les semi-conducteurs

Les semi-conducteurs sont, aujourd'hui, largement utilisés pour réaliser la fonction de commutation. Si nous parlons des composants « classiques » (transistors, thyristors, IGBT...),

il faut noter qu'ils peuvent présenter des claquages locaux irréversibles et que leurs performances sont parfois insuffisantes pour les très fortes puissances. La principale limitation de la technologie des semi-conducteurs est due au fait qu'ils présentent des jonctions dont les propriétés peuvent être définitivement altérées par l'application de champs électriques élevés ou de forts courants. La solution vers laquelle se dirige la technologie des semi-conducteurs, dédiés aux fortes puissances, est le matriçage de composants. La disposition d'éléments en parallèle permet d'améliorer l'aptitude à véhiculer des courants importants et de diminuer les contraintes thermiques. La disposition en série permet des tenues en tension plus élevées.

Leurs domaines privilégiés correspondent à des applications à fronts lents / forte énergie (redressement) ou à des applications rapides / faibles énergies.

On peut améliorer leur temps de montée en faisant fonctionner des composants classiques en régime d'avalanche. D'autres « familles » de semi-conducteurs ont également été développées de façon à essayer de solutionner les problèmes liés à la commutation ultra rapide de très forte puissance. Il s'agit, principalement, des commutateurs à photoconducteurs (AsGa), des diodes DSRD (Drift Step Recovery Diodes) et de transistors spécialement conçus pour fonctionner en régime d'avalanche. Nous leurs consacrerons ultérieurement un paragraphe (cf. Sect. 1.4.1.4.1).

1.4.1.2.3 - Les commutateurs à gaz et dans le vide

Il s'agit de la technologie la plus utilisée jusqu'à présent.

Ces commutateurs fonctionnent, généralement, en mode relaxé : après l'initialisation de la décharge pour une tension donnée, une fréquence de répétition est entretenue tant que la tension reste supérieure à une tension de maintien.

Si on veut les faire fonctionner en mode déclenché, il faut ajouter une électrode supplémentaire qui a généralement pour effet de détériorer le front de montée des impulsions.

Pour des gaz convenablement choisis, l'apparition d'un canal conducteur, même fortement chauffé, n'entraîne pas de modification irréversible du diélectrique. Les gaz atomiques, moins décomposables, sont les plus utilisés. S'ils ne réagissent pas avec les électrodes, le milieu chauffé durant la décharge, puis refroidi, retrouve ses propriétés diélectriques initiales, ce qui constitue un avantage conséquent. Cet avantage, ajouté au fait que leur rigidité diélectrique, liée à la pression d'utilisation, autorise des tenues en tension

intéressantes, fait qu'ils sont pratiquement les seuls à être utilisés pour des applications fortes puissances pulsées.

Toutefois, si l'aspect filamentaire de l'arc n'est pas une contrainte pour le diélectrique, il existe des problèmes d'érosion aux électrodes.

De façon générale, les paramètres modifiables, selon les objectifs à atteindre pour des applications spécifiques, sont la nature et la pression du gaz, la nature et la géométrie des électrodes, le moyen de déclenchement.

Pour qu'un commutateur soit performant, on cherche à optimiser les paramètres électriques tels que la tenue en tension, le temps de montée et la largeur de l'impulsion, le jitter, le délai, l'énergie dissipée ou la quantité de charges commutées. Ces paramètres dépendent, plus ou moins, de la pression. En effet, la pression n'intervient pas seulement dans la tenue en tension des commutateurs. Elle conditionne la rapidité des phénomènes qui conduisent à la formation du plasma conducteur dans les gaz. Lorsque la pression augmente, le délai et le jitter diminuent et le temps de recouvrement augmente. On peut ainsi associer la diminution de la pression à la capacité de fonctionner en fréquence. On peut accélérer le processus de recombinaison des porteurs en employant un gaz électronégatif qui attache les électrons du milieu.

On trouve dans cette technologie des commutateurs à gaz aussi bien:

- des éclateurs ou trigatrons hautes pressions pour les applications très rapides et très haute tension;
- les éclateurs sous vide dont les très fortes densités de courant permettent de très forts courants crêtes;
- les tubes à vide qui, en l'absence de milieu à refroidir, sont utilisés pour les applications très haute fréquence;
- les ignitrons, dont la cathode liquide s'érode peu, qui permettent de transférer une quantité de charges importante;
- les thyratrons dont la grande souplesse d'utilisation, tant en dynamique de tension qu'en courant, en font des commutateurs très répandus ;
- les commutateurs de puissance à pseudo-étincelle (Pseudo Spark Switch) qui permettent de véhiculer une densité de courant élevée sur une surface de plusieurs centimètres carrés, entraînant un taux d'érosion faible au niveau des électrodes.

1.4.1.3 - Paramètres électriques à optimiser pour l'ULB

Différents points doivent être spécifiés lors de la sélection d'un générateur pour l'ULB **[PIE 95]** :

- le front, la durée et l'amplitude du signal généré,
- la pureté du profil temporel du signal,
- sa fréquence de répétition,
- la stabilité de la phase dans le temps (jitter).

1.4.1.3.1 - Temps de montée, durée de l'impulsion

Pour une application ULB, le paramètre essentiel est la largeur de la bande spectrale couverte par l'impulsion. L'approximation suivante **[CHE 98A]** permet de relier la bande passante (Δf) à la largeur d'impulsion :

$$\Delta f = \frac{0,31218}{\theta} \quad (1-1)$$

où θ est la largeur à mi-hauteur exprimée en secondes et Δf en Hertz.

Exemple : $\Delta f = 1 \text{ GHz} \Rightarrow \theta = 312 \text{ ps}$

Une seconde relation, très utilisée par les fabricants de matériel fonctionnant dans le domaine temporel **[AND 88]**, permet une estimation de la largeur de bande (Δf) en fonction du temps de montée (τ). Elle est donnée par :

$$\Delta f = \frac{0,35}{\tau} \quad (1-2)$$

où τ est le temps de montée de 10 % à 90 % de l'impulsion en secondes et Δf en Hertz

La forme des impulsions fournies par les générateurs est, toutefois, rarement gaussienne. Des générateurs ayant des caractéristiques très « pures » (proches de la gaussienne) existent, mais ils ne délivrent que des signaux de faible amplitude (< 100 V comme le générateur APG1 de Kentech).

Les applications traitées dans ce mémoire ne présentent pas un bilan de puissance suffisamment favorable pour pouvoir utiliser de faibles tensions. Le choix s'est donc porté sur des générateurs permettant de délivrer des impulsions de l'ordre de plusieurs dizaines de kV **[TAY 95]**.

1.4.1.3.2 - Jitter

Le jitter est une instabilité de la phase d'un signal répétitif. Cette variation dépend, directement, du type de commutateur utilisé dans le générateur d'impulsions. Suivant la synchronisation et l'acquisition mises en œuvre, cette instabilité peut avoir une influence plus ou moins néfaste sur les mesures obtenues. En effet, dans le cas d'une acquisition séquentielle, le signal doit peu varier d'une mesure à la suivante.

1.4.1.3.3 - La fréquence de répétition

A condition d'accepter de mettre les moyens dans le choix de l'alimentation haute tension qui charge le générateur d'impulsions, la fréquence de ce dernier dépend, essentiellement, de la technologie employée pour la fonction de commutation. En effet, comme il en a déjà été fait mention auparavant, le milieu dans lequel le changement d'état se produit devient fortement conducteur. A énergie commutée constante, le retour à son état normal nécessite un temps dépendant de la nature physique du milieu.

1.4.1.4 - Principales applications des générateurs d'impulsions ultra brèves

Les générateurs d'impulsions ultra brèves trouvent, essentiellement, leur application dans la formation, le découpage, l'extraction, la déflexion d'impulsions laser et, plus généralement encore, dans le diagnostic des plasmas. Ils trouvent également des applications dans d'autres domaines tels la cinétique chimique rapide [BER 81] et dans des études de compatibilité électromagnétique [LEE 77 ; AND 90].

Un autre domaine d'application est le rayonnement électromagnétique. On trouve ici des applications telles que les télécommunications, les attaques et le brouillage électromagnétiques ou encore les radars qui nous intéressent plus particulièrement dans le cadre de cette thèse [LAC 96 ; KIL 97 ; MOU 97 ; IMB 99 ; GAL 00].

Le domaine d'utilisation s'est aussi élargi pour s'appliquer à des dispositifs électro-optiques ou opto-électroniques [ARI 96] tels que :

- les cellules modulatrices de lumière à effet Pockels (biréfringence fonction linéaire du champ électrique) [BLA 70A] ;
- les cellules à effet Kerr (biréfringence fonction quadratique du même champ) [BLA B] ;

- la photographie ultra rapide [*BLA 70B ; LAV 70 ; RAI 95*] dont les convertisseurs d'images.

Plus récemment, d'autres applications ont été envisagées chaque fois qu'une forte immunité au bruit et qu'une grande précision de commutation sont demandées.

Enfin, parmi les besoins nouveaux, les applications militaires, avec les armes dites électriques, représentent un débouché sérieux, bien qu'à long terme.

Bien que ce ne soit pas, à proprement parler, dans le cadre du sujet de ce mémoire, il nous semble opportun de dire un mot des puissances pulsées en général.

L'énergie électrique, conditionnée pour être délivrée en des temps très courts, permet de créer, suivant le cas, des champs électriques intenses, des plasmas, des faisceaux d'électrons, des ondes de chocs, des micro-ondes... Les applications qui en découlent sont multiples [*KRI 93 ; PEC 98*]. On pourrait citer, par exemple, le traitement de surfaces, le recyclage de déchets, le magnéto-formage, la dépollution, etc...

Bien qu'elles ne nécessitent pas, en général, de contraintes temporelles aussi drastiques que celles imposées par le radar ULB, un certain nombre de ces applications tirent leur efficacité du « déséquilibre » que l'on crée dans le milieu par injection soudaine d'une énergie conséquente. De ce fait, il a été montré, notamment pour le traitement de bactéries par champ pulsé ou pour le traitement de gaz par effet couronne, que la valeur de dV / dt avait un rôle déterminant. Dans ces problèmes, comme dans celui que nous traitons dans ce mémoire, la raideur du front de l'onde est primordiale et les considérations générales que nous développons afin de définir le générateur peuvent être étendues à d'autres applications.

1.4.1.4.1 - Réalisations à base de dispositifs à semi-conducteurs

Lors des premières expérimentations sur la génération d'impulsions courtes utilisant l'effet photoconducteur, le matériau employé était le silicium. Ainsi, le premier dispositif de commutation était constitué d'une ligne microruban déposée sur ce substrat. Auston [*AUS 75*] utilisa une technique à deux impulsions optiques pour générer des impulsions ultra-courtes à partir d'un tel dispositif. Une première impulsion laser, de longueur d'onde $0,53 \mu\text{m}$, crée une conduction de surface et ferme la ligne de transmission. Une seconde impulsion, de longueur d'onde $1,06 \mu\text{m}$, crée une conduction de volume qui court-circuite la ligne. Ainsi, la largeur de l'impulsion électrique générée dépend du retard entre les deux impulsions laser.

L'inconvénient majeur d'un tel dispositif tient au faible taux de répétition, toujours lié à la durée de vie des porteurs photogénérés.

Depuis la découverte de matériaux photoconducteurs à faible durée de vie, les techniques de génération d'impulsions électriques ultra-courtes ont évolué. Notamment, le développement de ces nouveaux matériaux a été marqué par la disparition de la nécessité d'une seconde impulsion optique.

Les commutateurs à photoconducteurs en arséniure de gallium (AsGa) activés par laser sont des éclateurs d'une nouvelle génération qui possèdent une très bonne synchronisation et, par conséquent, un matricage qui peut être plus aisé. Ils sont utilisés pour des signaux très rapides (nanoseconde) avec des jitters de l'ordre de la dizaine de picosecondes. Dans cette technologie, on crée des porteurs par irradiation laser et le courant circule pendant leur durée de vie. En fait, cette illumination, extrêmement brève, rend le matériau conducteur par création de porteurs.

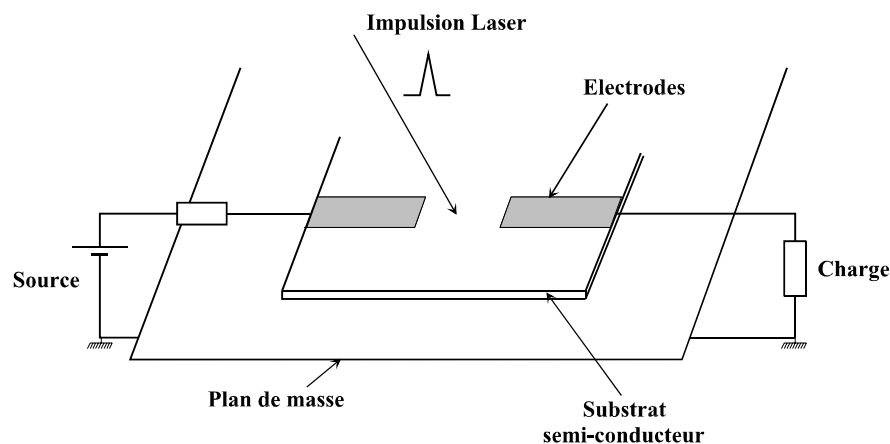


Figure 1-12 : Commutateur photoconducteur à haute tension

Motet et al. [MOT 91] utilisent des commutateurs à photoconducteur en AsGa déclenchés par un laser femtoseconde. Ils peuvent ainsi générer des impulsions de 825 V d'amplitude présentant des temps de montée de 1,4 ps et une durée de 4 ps.

Lacassie [LAC 96] génère des impulsions dont la puissance crête est évaluée à 0,5 MW. Le jitter est de l'ordre de la dizaine de picosecondes. Le front de montée, bien que très raide au départ, se dégrade progressivement lorsque l'amplitude de l'impulsion augmente. Il est, respectivement, de 200 ps, 400 ps, 2 ns et 4 ns pour des amplitudes de 5, 8, 10 et 12 kV. La largeur de ces impulsions est de 3 ns.

Un autre principe mis en oeuvre s'appuie sur le fonctionnement de composants en régime d'avalanche. Un des constructeurs produisant des générateurs de ce type est Kentech, distribué en France par la société Armexel. Leurs générateurs sont constitués d'une multitude de transistors fonctionnant en régime d'avalanche. Ceux-ci sont triés suivant des critères de répétitivité de l'avalanche et de tension de claquage. Ces composants, protégés individuellement par une diode Zener, sont alors mis en série et déclenchés simultanément. La localisation physique de chacun est optimisée de manière à améliorer l'impulsion de sortie. Le tableau suivant présente les principales caractéristiques de générateurs réalisés selon ce principe.

Modèle	Amplitude	Temps de montée	Durée	Fréquence de répétition	Jitter
APG1	100 V	150 ps	150 ps	10 kHz	10 ps
HPM1	4 kV	120 ps (avec Opt.)	5 ns	1 kHz	10 ps
PBG3	12,5 kV	100 ps	5 ns	1 kHz	10 ps
PBG5	24 kV	150 ps	3 ns	1 kHz	10 ps
PBG7	45 kV	150 ps	3 ns	100 Hz	10 ps

Depuis quelques temps, un nouveau principe d'utilisation de dispositifs à semi-conducteurs est utilisé pour la commutation haute puissance. Il s'agit des Drift Step Recovery Diodes (DSRD) [GRE 85 ; GRE 89 ; FOC 96 ; BEL 93]. Un grand nombre de générateurs ultra rapides a été conçu en utilisant ces composants. Le principe de fonctionnement est l'injection de charges dans une diode par une impulsion de polarisation. La charge est, alors, concentrée près des jonctions, ce qui est favorable à l'obtention d'une décharge rapide, obtenue par une tension de commande.

Grekov a largement utilisé les DSRD. Ces diodes peuvent mettre en forme des impulsions de 1 kV d'amplitude avec des fronts de l'ordre de la nanoseconde. Il commute [GRE 85] ainsi jusqu'à $2 \cdot 10^{12}$ V/s. En 1989 [GRE 89], il est capable de commuter des impulsions de courant de 300 kA en monocoup, de 50 kA à 100 Hz et de l'ordre de 10^3 A en quelques nanosecondes pour des fréquences de 10 kHz. Cela représente une puissance commutée de quelques centaines de kW à ces fréquences là.

Kilpelä et al. [KIL 97] ont réalisé un générateur dont les impulsions ont une durée à mi-hauteur de 100 ps jusqu'à quelques nanosecondes et des niveaux de puissance de 50 à 200 W.

Enfin, Belkin et al. [BEL 93] obtiennent des impulsions ayant pour amplitude et temps de montée 8 kV, 100 ps. Cependant, une pré-impulsion indésirable intervient avant

l'impulsion principale. La fréquence de répétition est de 100 Hz. Une générateur, possédant des caractéristiques supérieures (12 kV, 100 ps), a été réalisé début 2000 pour le CELAR ; il équipe actuellement le démonstrateur PULSAR (paragraphe 1.2).

1.4.1.4.2 - Réalisations utilisant des commutateurs à gaz

Si l'on considère la courbe de Paschen, donnant les variations de la tension disruptive d'un gaz soumis à un champ électrique homogène en fonction du produit pression \times distance inter-électrodes (P.d), on se rend compte que l'on peut réaliser des commutateurs à gaz, haute tension, fonctionnant pour de fortes ou de faibles valeurs du produit P.d. Sachant que, pour limiter la résistance et l'inductance de l'arc électrique, on aura, vraisemblablement, intérêt à faire fonctionner le commutateur avec des valeurs de d aussi faibles que possible, il nous faut donc choisir entre un fonctionnement haute ou basse pression.

On peut discuter les avantages et inconvénients respectifs de ces commutateurs haute ou basse pression. Mais, en fait, ce ne sont pas des critères purement physiques qui ont dicté notre choix mais plutôt des considérations pratiques. Dans la mesure où le système définitif doit être embarqué dans la nacelle du camion et puisque le CELAR souhaite avoir la plus grande souplesse d'emploi possible (réglage du niveau de tension, du front et de la largeur de l'impulsion), il nous a paru plus réaliste de travailler en haute pression. En effet, il est beaucoup plus commode d'associer au générateur une bouteille de gaz comprimé qu'un groupe de pompage.

Concernant ces commutateurs haute pression, les travaux connus les plus anciens semblent devoir être attribués à R. C. Fletcher [*FLE 49*]. La production d'impulsions hautes tensions brèves remonte au delà des années 1960. L'année 1960 peut être considérée comme celle du franchissement du seuil de la nanoseconde. L'essentiel des travaux, publiés dans ce domaine, a été effectué par M. Blanchet.

L'un des premiers générateurs réalisés [*BLA 70B*] est destiné à la commande d'une cellule de Kerr à structure de ligne de transmission. Il délivre des impulsions de forme rectangulaire, d'amplitude réglable jusqu'à 25 kV, de temps de montée de l'ordre de la nanoseconde, de durée ajustable de 3 à 10 ns sur 10 Ω . Il est constitué d'un éclateur coaxial à 3 électrodes pressurisé par de l'azote, déclenché par un thyatron à hydrogène. L'éclateur est constitué de deux électrodes principales hémisphériques en molybdène de 35 mm de diamètre et sa pression est ajustable entre 10 et 20 bar suivant la tension de fonctionnement.

Un second générateur [*BLA 70A*], destiné à la commande d'une cellule de Kerr à onde progressive, d'une cellule de Pockels ou d'un convertisseur d'image à focalisation de proximité, délivre des impulsions de forme triangulaire, d'amplitude réglable jusqu'à 12,5 kV, de 1 ns de durée à mi-hauteur sous une impédance de 50 Ω . L'éclateur est constitué de deux électrodes hémisphériques, en molybdène, de 17 mm de diamètre et distantes d'environ 0,5 mm. Il est pressurisé par de l'azote et sa pression de fonctionnement est de l'ordre de 20 bar. Il est déclenché par surtension au moyen d'un thyatron à hydrogène commandé par un transistor en avalanche et un second thyatron. Son retard au déclenchement est de 100 ns, son jitter inférieur à 3 ns, son temps de montée de l'ordre de 500 ps, sa durée à mi-hauteur d'environ une nanoseconde.

M. Blanchet a également réalisé un générateur à formeurs interchangeables [*BLA 91*] destiné à la commande de tubes convertisseurs d'image à focalisation de proximité. Il permet de produire des impulsions haute tension de forme rectangulaire de 10 à 30 kV d'amplitude sous une impédance de 50 Ω . Le temps de montée est de l'ordre de la centaine de picosecondes, la durée à mi-hauteur est comprise, selon les formeurs, entre une centaine de picosecondes et quelques nanosecondes. Les électrodes, au niveau du commutateur, sont hémisphériques et distantes de 0,5 mm. L'une d'entre elles est réalisée dans l'un des métaux les plus photoélectriques (aluminium pour la cathode, tungstène pour l'anode). Le commutateur est pressurisé par de l'hydrogène et sa pression de fonctionnement peut atteindre 40 bar. Le déclenchement s'obtient, à la fois, par surtension et stimulation photonique. Le retard au déclenchement est de l'ordre de 50 ns, le jitter inférieur à la nanoseconde.

Un autre générateur, destiné à des études en cinétique chimique rapide [*BLA 91*], est capable de générer des « sauts » de champ électrique pouvant atteindre 100 kV / cm en 500 ps dans une cellule de mesure appropriée et de recevoir des solutions aqueuses à haute permittivité ($\epsilon_r = 80$). Le générateur seul peut délivrer des impulsions rectangulaires de 50 kV d'amplitude, de 150 ps de temps de montée sous 15 Ω pendant des durées commutables de 50 ns à 10 μ s. La décharge est assurée par un éclateur coaxial doté de deux électrodes en molybdène distantes de 2,5 mm environ, pressurisé par de l'air synthétique sous une pression pouvant atteindre 20 à 30 bar. Le déclenchement peut être provoqué par une variation brutale de la pression dans l'éclateur. Ainsi constitué, le générateur délivre des impulsions de 2 ns de temps de montée. Ce temps de montée peut être réduit à 150 ps par un second éclateur de remise en forme qui ne diffère du premier que par sa distance inter-électrodes qui est réduite à 0,5 mm. Sa pression est ajustée à environ 10 bar d'air synthétique de manière à ce qu'il

engendre un retard statistique tout juste supérieur au temps de montée de l'impulsion d'origine.

Enfin, différents générateurs d'impulsions destinés à des essais sur maquette en compatibilité électromagnétique ont été réalisés plus récemment [BLA 90]. L'un d'entre eux permet de générer des impulsions de type bi-exponentiel, de 150 ps de temps de montée, de 2 ns de durée à mi-hauteur, de 20 kV d'amplitude sous 50 Ω . La principale différence avec les générateurs précédents résulte dans le fait que l'éclateur assure la décharge d'un condensateur disque réalisé en circuit imprimé. Les électrodes sont en molybdène et sont distantes de 0,8 mm environ. L'éclateur est disposé à l'intérieur d'une enceinte pressurisée par de l'hydrogène sous une pression pouvant atteindre 40 bar.

Tous ces générateurs fonctionnent en mode monocoup.

La littérature dans le domaine n'est pas particulièrement abondante, et si l'on s'en tient à ce qui est publié, M. Blanchet semble le seul en mesure de présenter des générateurs à ce niveau de performance.

1.4.2 - L'alimentation du générateur

On désigne, ici, par alimentation, le dispositif électronique destiné à charger la capacité de la ligne de formation du générateur d'impulsions.

Une alimentation continue HT pourrait, a priori, convenir et c'est d'ailleurs ce que nous avons utilisé lors de la mise au point du prototype. Mais le problème est plus complexe. En effet, dans la mesure où nous avons choisi un commutateur à gaz pressurisé à deux électrodes afin de réduire le temps de commutation, nous nous sommes privés du moyen de le déclencher. Nous n'avons donc pas la possibilité d'agir sur la stabilité et la reproductibilité des impulsions délivrées par le générateur. Un moyen de palier cet inconvénient consisterait à charger la ligne par une alimentation pulsée à fronts relativement raides. La fréquence de répétition maximale souhaitée étant de 1 kHz, un générateur BF classique suffit pour la synchronisation.

Le générateur d'impulsions étant basé sur le principe de la décharge d'une ligne, il faut l'alimenter sous une tension $2.V_S$ afin qu'il délivre V_S . Dans le cas considéré, la tension maximale visée en sortie du générateur est de 35 kV, l'alimentation doit donc pouvoir délivrer

70 kV. Concernant la raideur des fronts, il est bien connu qu'en soumettant un intervalle gazeux à des surtensions à fronts raides, on diminue le jitter et, surtout, on améliore la stabilité en fréquence de la rupture diélectrique lorsqu'elle est répétitive. Des fronts d'environ 20 ns devraient convenir.

Le fait de travailler en pulsé permettrait également de simplifier le problème des connexions entre l'alimentation et le générateur dans la mesure où des claquages intempestifs n'auraient pas le temps de se produire. Enfin, du point de vue sécurité, il est toujours intéressant d'éviter d'utiliser de fortes tensions continues.

L'idée de l'alimentation pulsée est donc tentante, encore faut-il qu'elle soit concrétisable. Or, générer à 1 kHz des impulsions de fronts de montée voisins de 20 ns et d'amplitude 70 kV est réellement problématique. Il semblerait plus réaliste de s'orienter vers une alimentation pulsée plus « basse tension » (quelques kV) suivie d'un amplificateur de tension. Pour cette amplification, compte tenu des niveaux de sortie (70 kV) et de la rapidité des fronts (20 ns), seule une structure de type transformateur à lignes de transmission (TLT) semble adaptée.

Du point de vue alimentation pulsée « basse tension », nous avons le choix entre un générateur à décharge de ligne (sachant que son gain est de 0,5) ou un Blumlein. Ces dispositifs ont déjà été réalisés au laboratoire et nous arrêterons notre choix plus tard lorsque les performances définitives du TLT et du générateur à ligne seront mieux cernées.

En conclusion, nous nous orientons, pour alimenter le générateur, vers un couple alimentation pulsée « basse tension » / transformateur.

1.4.3 - Les dispositifs d'adaptation d'impédance : les baluns

Les baluns (BALanced UNbalanced transformer) sont des dispositifs qui viennent s'insérer entre le câble de sortie du générateur et l'antenne. Leur rôle est d'optimiser le transfert de puissance active entre ces deux éléments sur une large bande de fréquence. Le balun doit, à la fois, assurer l'adaptation de l'impédance et l'excitation de l'antenne avec des tensions et courants équilibrés. Ces deux objectifs seront abordés de manière plus détaillée chapitre 3.4.

Le balun présentera, lui aussi, une structure de ligne. En effet, il est préférable d'utiliser des inductances et capacités réparties plutôt que des composants discrets afin de ne pas détériorer les caractéristiques des signaux et notamment leurs temps de montée.

1.4.4 - Les antennes ULB

Les antennes à large bande classiques sont prévues pour fonctionner en régime harmonique et n'offrent pas les caractéristiques souhaitées pour les expérimentations dans le domaine temporel. Pour être performantes en temporel, les antennes doivent être, naturellement, large bande pour couvrir le gabarit spectral de l'impulsion délivrée par le générateur impulsionnel associé.

Elles doivent, en plus, présenter des qualités particulières, propres au rayonnement ou à la mesure d'impulsions ultra brèves. Il est, en effet, important que les antennes possèdent une fonction de transfert peu dispersive en fréquence pour que l'impulsion rayonnée ou reçue ne soit pas déformée. Une distorsion importante du signal entraîne un allongement des réponses temporelles des diverses cibles et fait perdre un des principaux intérêts des méthodes, à savoir la possibilité de séparer les échos utiles des trajets parasites par de simples fenêtrages temporels.

Ces diverses caractéristiques sont maintenant explicitées [*SEA 90 ; IMB 99*] car nous en aurons besoin au moment où nous testerons l'ensemble du système.

1.4.4.1 - L'impédance d'entrée de l'antenne

Du point de vue de la théorie des circuits linéaires, l'antenne peut être considérée comme un dipôle d'impédance $Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f)$. Si l'émetteur est un générateur de tension d'impédance interne $Z_s = R_s(f) + jX_s(f)$, le schéma obtenu correspond à la figure 1-13.

L'impédance présentée par l'antenne, au niveau du générateur, est appelée impédance d'entrée, car elle correspond à la charge ramenée au niveau du circuit par le dispositif rayonnant.

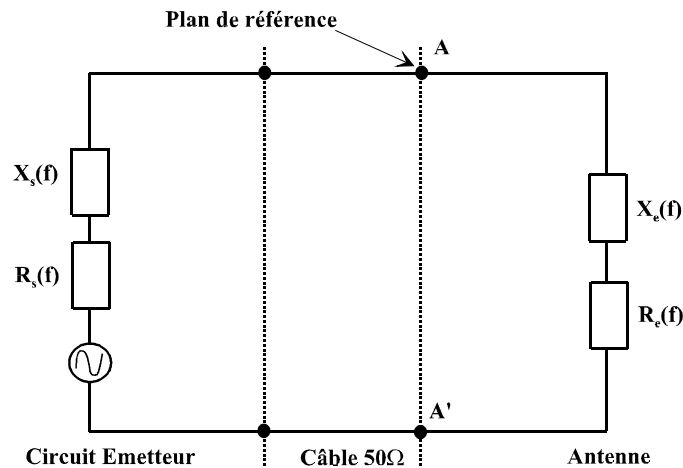


Figure 1-13 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission

Le transfert d'énergie entre le générateur et l'antenne est maximal pour :

$$Z_e(f) = Z_s^*(f) \quad (1-3) \quad \text{soit} \quad R_e(f) = R_s(f) \quad \text{et} \quad X_e(f) = -X_s(f) \quad (1-4)$$

L'impédance du générateur est généralement égale à $Z_s(f) = R_s(f) = 50 \Omega$. L'impédance idéale pour les antennes est donc de 50Ω . En pratique, cette valeur ne peut être maintenue constante sur l'ensemble de la bande de fréquence. Différentes grandeurs sont introduites pour quantifier la désadaptation.

Le coefficient de réflexion (ρ) est défini par :

$$\rho = \frac{Z_e - R_0}{Z_e + R_0} \quad (1-5)$$

où R_0 est l'impédance de normalisation (égale à 50Ω). Ce coefficient peut être exprimé en dB par $\rho_{dB} = 20 \cdot \text{Log}(\rho_{\text{linéaire}})$.

Une autre manière de caractériser les désadaptations est le taux d'onde stationnaire (TOS) défini par :

$$TOS = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (1-6)$$

Ces désadaptations peuvent être visualisées, en temporel, par réflectométrie. Pour une antenne parfaitement adaptée (50Ω sur toute la bande), on note l'absence de réflexion à son entrée.

1.4.4.2 - Définition du gain

Considérons une antenne d'émission placée à une distance R d'une antenne de réception. Si la distance R est grande, le champ rayonné peut être considéré comme plan.

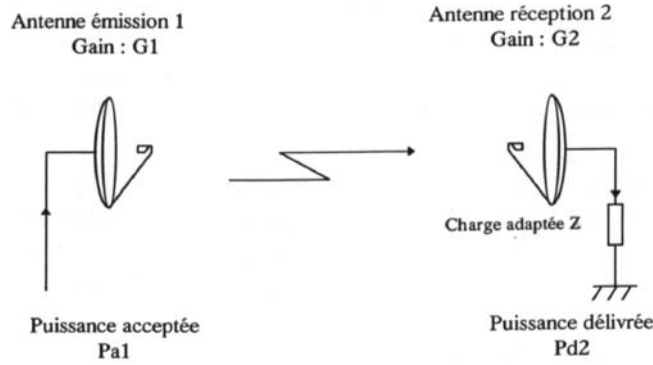


Figure 1-14 : Echange d'énergie entre deux antennes

La puissance délivrée par l'antenne de réception 2 (P_{d2}) dans la charge Z s'exprime en fonction de l'énergie incidente au niveau de l'antenne et de sa surface effective :

$$P_{d2} = S_{e2} \cdot \Delta P_{s1} \quad (1-7)$$

avec S_{e2} : surface effective de l'antenne et ΔP_{s1} : densité de puissance surfacique.

La densité de puissance surfacique rayonnée dans l'espace est définie par rapport au gain de l'antenne d'émission, de la puissance acceptée par cette dernière et de la distance séparant l'émetteur du récepteur soit :

$$\Delta P_{s1} = \frac{P_{a1}}{4\pi R^2} \cdot G_1 \quad (1-8)$$

avec P_{a1} : puissance acceptée par l'émetteur 1 et G_1 : gain de l'antenne 1.

Soit l'expression de la puissance délivrée :

$$P_{d2} = S_{e2} \cdot G_1 \cdot \frac{P_{a1}}{4\pi R^2} \quad (1-9)$$

Or, la surface effective et le gain d'une antenne sont reliés par l'expression suivante :

$$S_{e2} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_2 \quad \text{d'où} \quad P_{d2} = G_1 \cdot G_2 \cdot P_{a1} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (1-10)$$

Lorsque les deux antennes sont identiques et sont disposées face à face, il est possible d'écrire :

$$G_1 = G_2 \quad \Rightarrow \quad G_{axe} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{P_{d2}}{P_{a1}}} \quad (1-11)$$

Les puissances acceptée et délivrée s'expriment par :

$$P_{d2} = \frac{|V_{reçue}|^2}{Z} \quad \text{et} \quad P_{a1} = \frac{|V_{générateur}|^2}{Z} \quad (1-12)$$

avec $Z = 50\Omega$, $V_{reçue}$: tension en pied d'antenne de réception et $V_{générateur}$: tension délivrée par le générateur ou tension acceptée par l'antenne.

D'où l'expression du gain dans l'axe valable pour chaque antenne :

$$G_{axe} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \frac{V_{re\grave{c}ue}(axe)}{V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}} \quad (1-13)$$

Le gain de l'antenne de réception peut alors être déterminé pour les différents angles par la relation suivante :

$$G(\varphi) = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \left(\frac{V_{re\grave{c}ue}(\varphi)}{V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}} \right)^2 \left(\frac{V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}}{V_{re\grave{c}ue}(axe)} \right) \quad (1-14)$$

Le gain ainsi déterminé dépend des tensions au niveau du générateur et en pied d'antenne de réception, de la longueur d'onde λ et de la distance R.

Suivant la tension de référence ($V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}$) considérée, deux types de gain peuvent être définis [DUF 91] :

- le gain réalisé, $G_r(\theta, \varphi)$, si $V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}$ est la tension délivrée par le générateur. Ce gain tient compte des pertes de désadaptation de l'antenne ;
- le gain intrinsèque, $G_i(\theta, \varphi)$, si $V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}$ est la tension acceptée par l'antenne. On considère alors que l'antenne est parfaitement adaptée à la source ;

La comparaison des gains réalisé et intrinsèque est possible lorsque les antennes sont adaptées au générateur, c'est-à-dire que le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB.

1.4.4.3 - Coefficient de dispersion

Le coefficient de dispersion est un critère spécifique aux applications temporelles. Il représente l'étalement du signal d'excitation apporté par l'antenne. L'estimation de cette distorsion repose sur une comparaison de la durée du champ émis dans l'axe de l'antenne et de celle du signal d'excitation. La largeur de chaque impulsion est déterminée par l'intervalle de temps compris entre les instants où 0 % et 95 % de l'énergie sont contenus dans le signal (figure 1-15).

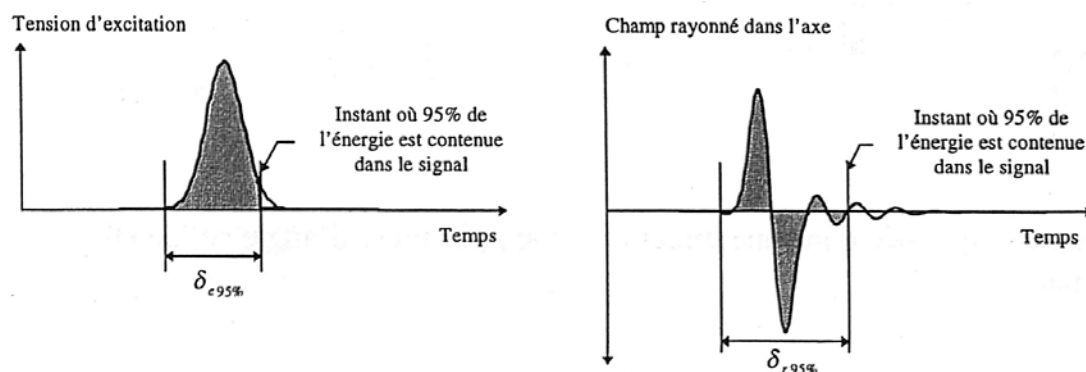


Figure 1-15 : Détermination de la durée des impulsions

Ainsi, le coefficient de dispersion (C_d) est déterminé par la relation suivante :

$$C_d = \frac{\delta_{r95\%}}{\delta_{e95\%}} \quad (1-15)$$

avec $\delta_{e95\%}$: durée du signal d'excitation pour laquelle 95 % de l'énergie est contenu dans le signal ;

$\delta_{r95\%}$: durée de l'impulsion rayonnée dans l'axe pour laquelle 95 % de l'énergie est contenu dans le signal.

1.4.5 - Les oscilloscopes

La composante finale de la chaîne de mesure, excepté le traitement informatique éventuel, est l'acquisition du signal. Dans le domaine temporel, cette fonction peut être réalisée à l'aide d'oscilloscopes numériques.

Différents paramètres sont particulièrement importants pour permettre la mesure de signaux ULB temporels. Les principaux sont :

- La bande passante (parfois appelée bande analogique). La tête d'échantillonnage fonctionne comme un filtre dont la largeur de bande est limitée. L'acquisition d'un front raide est possible si son spectre reste inférieur à la bande de l'oscilloscope. La règle, généralement admise pour une mesure dont l'erreur reste inférieure à 1%, est l'utilisation d'une bande passante pour l'acquisition 3 à 5 fois supérieure à celle du signal à mesurer [AND 94].

Le temps de montée mesuré est donné par la formule :

$$\tau(\text{mesuré}) = \sqrt{\tau(\text{oscilloscope})^2 + \tau(\text{signal})^2} \quad (1-16)$$

où τ (oscilloscope) est déduit de la formule (1-2) : $\tau = \frac{0,35}{\Delta f}$

avec : Δf bande passante de l'oscilloscope en Hertz et τ en secondes.

L'utilisation d'une bande importante permet donc de négliger le temps de montée de l'oscilloscope.

- La fréquence d'échantillonnage est le nombre d'échantillons acquis par seconde et, par conséquent, la fréquence maximale qui peut être mesurée (théorème de Shannon), dans la limite de la bande analogique. Dans le cadre d'applications impulsionnelles, cette fréquence définit le nombre maximum de points sur les fronts à temps de montée rapide.

- La résolution verticale détermine la précision avec laquelle la valeur d'un point est codée. Ainsi, un codage sur n bits autorise 2^n intervalles. La quantification minimale est alors donnée par le nombre de divisions occupée par le signal, multiplié par le calibre et divisé par les 2^n bits.

- La profondeur mémoire est le nombre de points que peut mémoriser l'oscilloscope. Elle définit l'intervalle de temps exploitable. Ce paramètre a son importance pour des cibles qui présentent de fortes résonances (réponses temporelles longues).
- La dynamique de mesure du numériseur est primordiale pour des applications telles que la détection et la mesure. Il est nécessaire d'avoir une dynamique importante afin de distinguer le signal du bruit. Ce problème de dynamique se pose de manière cruciale lorsque la configuration de mesure associe, côte à côte, les antennes d'émission et de réception.

Deux types d'acquisition sont possibles : l'échantillonnage direct, encore appelé monocoup, et l'échantillonnage séquentiel.

1.4.5.1 - Oscilloscope à échantillonnage direct

Pour cette famille d'oscilloscopes, la numérisation du signal est effectuée en un cycle unique d'acquisition, d'où l'appellation monocoup. Elle ne nécessite pas de signal répétitif. La majorité des oscilloscopes large bande n'acceptent que des tensions faibles à leurs accès (de l'ordre du Volt). Lorsque les niveaux de tension à mesurer sont trop importants, l'utilisation d'atténuateurs large bande est obligatoire. L'intérêt principal de ce type d'oscilloscope est l'acquisition rapide de signaux monocoups qui fait que la visualisation de la trace et de ses défauts est instantanée. Un échantillonnage direct autorise aussi plusieurs mesures successives qui, par moyennage, vont améliorer le rapport signal à bruit. Il est à remarquer que les performances, en terme de niveau de bruit en environnement perturbé, sont supérieures pour une acquisition de type monocoup utilisant un moyennage, que pour des acquisitions séquentielles.

Le tableau suivant présente l'oscilloscope (Tektronix TDS 694C) principalement utilisé au cours de nos essais :

Largeur de bande	Fréquence d'échantillonnage	Nombre de voies	Profondeur d'enregistrement	Jitter	Résolution verticale
3 GHz	10 Gé / s	4	120 K points	8 ps	8 bits

1.4.5.2 - Oscilloscope à échantillonnage séquentiel

L'acquisition séquentielle autorise des bandes passantes beaucoup plus élevées qu'une acquisition directe, mais uniquement pour des signaux répétitifs à jitter faible. Ceci est rendu possible par la numérisation d'un point par période du signal, permettant ainsi l'utilisation

d'échantillonneurs plus lents. Lorsque l'ensemble du signal est acquis, l'information est reconstituée suivant une base de temps appelée temps équivalent.

Le tableau suivant présente l'oscilloscope séquentiel (Tektronix TDS 820) également utilisé au cours de nos essais :

Largeur de bande	Temps de montée correspondant	Nombre de voies	Profondeur d'enregistrement	Jitter	Résolution verticale
6 GHz	58,3 ps	2	15000 points	3 ps	14 bits

1.5 - Conclusion du chapitre

Nous avons présenté, dans ce chapitre, les objectifs du CELAR relatifs au projet PULSAR, son état d'avancement au début de cette thèse et les considérations physiques ou pratiques qui ont orienté nos choix technologiques concernant la réalisation d'un générateur HT subnanoseconde, de son alimentation et d'un adaptateur d'impédances entre ce générateur et une antenne de type Ciseaux réalisée par l'IRCOM de Limoges.

Des informations complémentaires, portant sur la phase d'étude préliminaire à ce travail, sont disponibles dans la thèse de Y. Imbs *[IMB 99]* qui est davantage orientée antenne et traitement du signal.

La suite de ce mémoire est composée de trois autres chapitres :

- le chapitre 2 est consacré à l'étude, à la réalisation et à la caractérisation du générateur HT subnanoseconde et du dispositif de mesure associé. Comme nous l'avons vu, ce sera un générateur à structure de ligne muni d'un commutateur à gaz haute pression. Il devra satisfaire aux conditions suivantes : amplitude de sortie réglable de 3 à 25 kV, temps de montée réglable de 100 à 200 ps, durée à mi-hauteur inférieure à 800ps et répétitivité maximale de 500 Hz.
- dans le chapitre 3, nous avons regroupé les études du balun et de l'amplificateur de tension servant à alimenter le générateur. En effet, ces deux dispositifs ont des structures similaires même si leurs fonctions sont différentes : ce sont deux transformateurs à lignes de transmission (TLT). Pour l'amplificateur, il faut optimiser le gain et pour le balun la bande passante. Une bonne partie de ce chapitre 3 sera donc consacrée à l'étude du TLT. Comme nous le verrons ultérieurement, le principal défaut des TLT réside dans les pertes dues aux

lignes secondaires. Nous avons solutionné ce problème par l'utilisation de ferrites dont nous expliciterons le fonctionnement. Cette étude débouchera sur la réalisation d'un TLT 10 étages de gain 10 et d'un balun destiné à être inséré entre le générateur coaxial 50Ω et les antennes bifilaires $150 / 200 \Omega$ de l'IRCOM donc capable de fonctionner sur une large bande de fréquence et de tenir la tension crête des signaux délivrés par le générateur.

- enfin, dans le chapitre 4, nous présenterons les résultats des essais réalisés en chambre anéchoïde portant sur l'ensemble du système d'émission (générateur / balun / antenne) ainsi qu'un certain nombre de perspectives relatives à l'évolution de cet ensemble.

Avant de poursuivre, nous tenons à signaler que des travaux connexes (thèses) sont menés, en parallèle à notre étude, par d'autres équipes. Il s'agit principalement :

- d'une étude visant à concevoir et à réaliser le radar SAR extérieur en régime transitoire *[GAL 01]*. Ce travail a abouti à la définition, à la mise au point et à l'exploitation des mesures du banc PULSAR au sein du site du CELAR. Il s'est ensuite agi de développer un algorithme d'imagerie 2D afin de calculer des images électromagnétiques à partir des signaux de mesure. L'application principale a été la détection de cibles posées sur le sol ou légèrement enterrées dont les dimensions sont comparables à des mines de type antichar. Différentes campagnes de mesures ont permis d'évaluer les performances du radar PULSAR ;
- de travaux présentant la simulation de réponses de cibles à une impulsion ultra brève en présence de sols de natures différentes *[MAL 01]*. Les codes numériques utilisés sont basés sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.). Ils ont été adaptés pour traiter les problèmes spécifiques liés à la détection en présence de sols et pour réduire les ressources informatiques nécessaires à l'obtention de réponses de cibles dans les conditions de mesures. Une bonne concordance a été obtenue entre des réponses déterminées théoriquement et des réponses mesurées pour des cibles positionnées en surface. Ces résultats permettent de prédire, à partir des performances des antennes, de la position des cibles par rapport au sol et de la position du radar, les capacités de détection du système.

Chapitre 2
Générateur d'impulsions
HT ultra brèves

2.1 - Technologie utilisée - Commutateur à gaz pressurisé

2.1.1 - Description du générateur

2.1.1.1 - Principe

Le générateur est réalisé sur le principe de la décharge d'une ligne de transmission par l'intermédiaire d'un commutateur rapide dans une charge ou dans un circuit également réalisé en structure de ligne [PEC 00]. L'élément fondamental de ce générateur est le commutateur rapide qui est décrit plus en détail dans le paragraphe 2.1.2.

Avant de nous intéresser à la constitution mécanique de ce générateur, il nous semble opportun de rappeler brièvement ici le principe de base d'une décharge de ligne de transmission. Pour aborder cette présentation, nous avons utilisé le logiciel SPICE [ORC 00] afin de suivre, temporellement, l'évolution de l'onde de tension-courant dans la ligne. Le schéma SPICE simplifié de la décharge d'une ligne coaxiale dans une résistance dont la valeur est égale à l'impédance caractéristique de la ligne est présenté figure 2-1.

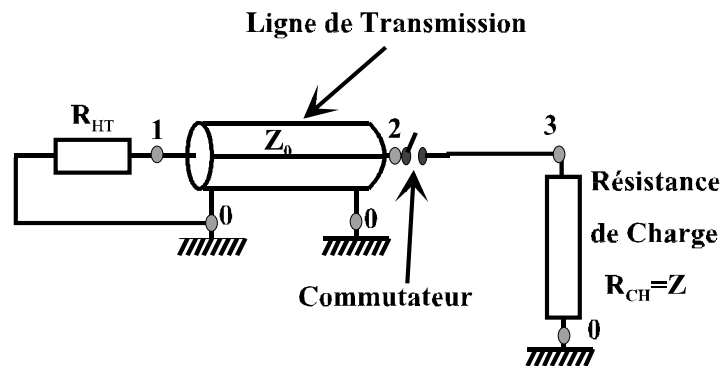


Figure 2-1 : Schéma de la simulation SPICE de la décharge d'une ligne coaxiale

Les résultats de cette simulation de base apparaissent sur la figure 2-2.

Les nœuds 1 et 2 sont préalablement chargés à une tension de référence de 1 V. A $t = t_1$, l'interrupteur se ferme. Le potentiel au nœud 3 passe alors de 0 à 0,5 V, celui du nœud 2 passe de 1 V à 0,5 V et une onde de tension « négative » commence à se propager de 2 vers 1. Quand cette onde parvient en 1 au temps τ_0 (temps de propagation dans la ligne), elle subit une réflexion totale ($\Gamma = 1$) vers la sortie ($R_{HT} \rightarrow \infty$). Le potentiel du nœud 1 passe donc de

1 V à 0 V. Quand cette onde réfléchie parvient ensuite en 2 et 3 (à $t_1+2\tau_0$), le potentiel des nœuds 2 et 3 passe alors de 0,5 V à 0 car l'interrupteur est resté fermé.

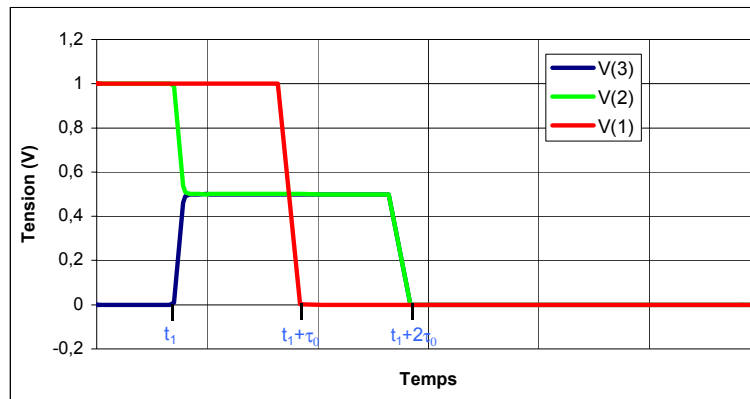


Figure 2-2 : Résultats de la simulation SPICE de la décharge d'une ligne coaxiale

Ainsi, une impulsion rectangulaire de tension est produite aux bornes de la résistance de charge. Ses caractéristiques principales sont :

- une amplitude égale à la moitié de la tension de charge ;
- une durée correspondant à deux fois le temps de propagation dans la ligne de transmission.

2.1.1.2 - Technologie

Le générateur est constitué d'une ligne de formation coaxiale, d'impédance caractéristique de 50Ω , chargée par une alimentation HT (continue ou pulsée) à travers une résistance de forte valeur, d'un éclateur à gaz pressurisé et d'une ligne de transmission d'adaptation (figure 2-3).

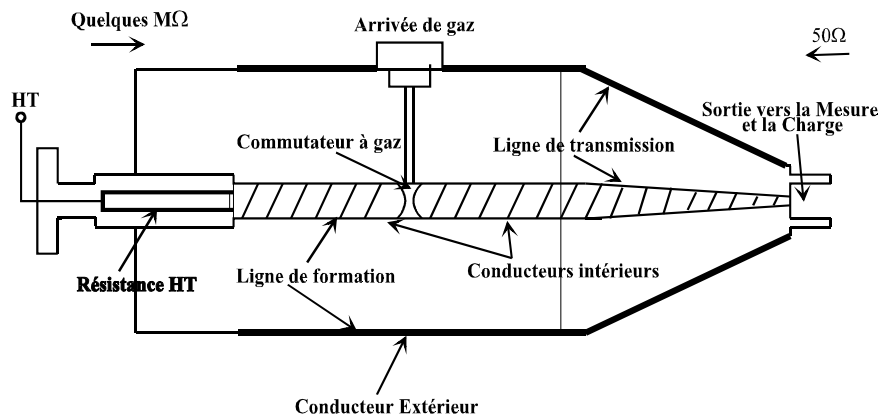


Figure 2-3 : Représentation schématique d'un générateur coaxial utilisant un commutateur à gaz pressurisé

Cette disposition particulière nous permet de concevoir un générateur dont la réalisation est relativement simple tout en évitant des désadaptations importantes au niveau des connexions.

Dans nos essais, la ligne de formation est chargée au moyen d'une alimentation HT continue. Le niveau de la tension appliquée est réglé à des valeurs supérieures à la tension disruptive du commutateur de façon à générer des impulsions ayant des temps de montée brefs.

En outre, une sonde réalisée au laboratoire est insérée entre la sortie du générateur et la charge afin de mesurer les caractéristiques de l'impulsion générée.

Il faut réaliser une ligne coaxiale d'impédance caractéristique 50Ω dont les dimensions demeurent compatibles avec un dispositif compact. Le diélectrique séparant les conducteurs intérieur et extérieur est choisi pour sa faible permittivité diélectrique et pour sa tenue diélectrique élevée en regard des tensions appliquées. La seule désadaptation introduite est due au commutateur à gaz ; elle est maintenue aussi faible que possible grâce à une augmentation de la pression. De cette manière, la capacité inter-électrodes et l'inductance apparaissant pendant la formation de l'arc électrique restent minimales. Etant donné que la forme de l'impulsion est fortement liée aux valeurs des impédances localisées de chaque côté du dispositif complet (quelques $M\Omega$ à l'entrée et 50Ω à la sortie), le rôle des capacités et inductances parasites conduisant à une possible désadaptation sera étudié numériquement plus tard (paragraphe 2.4).

Dans notre application, les composants à connecter au générateur sont des baluns *[GAL 00]* qui nécessitent un connecteur de type N 50Ω à leur entrée. L'impédance de 50Ω doit donc demeurer constante le long des différentes lignes et plus particulièrement dans la ligne d'adaptation où les diamètres du conducteur intérieur et du conducteur extérieur varient simultanément dans le but de conserver un rapport constant pendant ces changements de section.

La charge de 50Ω , utilisée pour tester le générateur, est réalisée au moyen de 10 résistances de 500Ω montées en parallèle dans le but de réduire l'effet inductif. Cet élément est fabriqué en structure coaxiale afin de prévenir toute désadaptation sur la bande de fréquence considérée. Il est également important que l'impédance de la charge reste constante pendant plus de la durée de l'impulsion minimisant ainsi des réflexions qui pourraient conduire à des altérations au niveau de la mesure.

2.1.2 - Eclateur pressurisé à structure de ligne de transmission

Le commutateur est l'élément principal dans tous les systèmes de conditionnement de la puissance. Il est discuté dans cette section.

Pour produire une impulsion ULB de puissance, nous avons opté pour la technologie d'un éclateur pressurisé à structure de ligne de transmission pour les diverses raisons énoncées au chapitre 1. Il est préférable d'utiliser un commutateur à deux électrodes si l'on veut éviter l'apparition de perturbations dans le temps de montée de l'impulsion. Cependant, sa synchronisation peut présenter quelques difficultés. On pourrait aussi envisager divers modes de déclenchement comme la dépressurisation rapide de l'éclateur, la surtension, la stimulation photonique par sources U.V intenses ou par faisceau laser. Ce dernier constituerait sûrement la meilleure solution (chapitre 4). Néanmoins, pour l'application considérée (système PULSAR), l'impulsion de sortie prélevée par la sonde sert de synchronisation à l'ensemble du système. De ce fait, on ne tiendra pas compte, dans ce chapitre, des problèmes de jitter. Cet aspect, ainsi que celui de la reproductibilité, seront abordés au chapitre 4.

Un problème primordial dans la réalisation d'un éclateur coaxial est celui posé par sa conception mécanique. Le commutateur doit tenir des tensions continues atteignant 100 kV et des pressions de l'ordre de 50 bar. Il doit aussi résister à l'échauffement du aux forts taux de répétition.

Le système d'électrodes est donc choisi de manière à ce que le champ électrique soit quasi-uniforme dans le but d'atteindre des niveaux de tension de claquage plus élevés, de mieux répartir l'érosion au niveau des électrodes et d'obtenir des valeurs de tensions de claquages reproductibles. De ce fait, nous avons opté pour une configuration sphère-sphère telle que $R \gg d$, d étant la distance inter-électrodes et R le rayon des sphères. Les hémisphères opposées sont réalisées en tungstène pour minimiser les éventuels problèmes d'érosion. Le tungstène a le point de fusion le plus élevé et présente des caractéristiques mécaniques et thermiques intéressantes pour cette application.

La distance inter-électrodes est fixée aussi faible que possible afin de minimiser la résistance et l'inductance intrinsèques du canal de décharge pendant la phase de conduction, tout en permettant d'atteindre des tensions suffisamment élevées pour l'application envisagée.

2.1.3 - Choix du gaz

Pour une distance inter-électrodes donnée et pour des valeurs de pression plus élevées que celle du minimum de la courbe de Paschen, le niveau de la tension de claquage d'un gaz

augmente avec la pression.

Le temps de montée des impulsions générées est étroitement lié à la fois:

- à la nature du gaz d'isolation et à sa pression;
- à la valeur du champ électrique appliqué à l'intervalle.

Différents auteurs ont donné des formulations diverses de ce temps de montée τ [BLA 90 ; MAR 96]. Les expressions proposées sont du type :

$$\tau(ns) = \frac{k \cdot d^m}{Z^p E^q} \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^r \quad (2-1)$$

où d est la distance inter-électrodes, E est le champ électrique dans l'éclateur, (ρ / ρ_0) est le rapport de la densité du gaz de remplissage par rapport à l'air et Z l'impédance caractéristique du générateur. Les formules diffèrent par les valeurs (positives) des exposants m, p, q et r et du coefficient k. Pour un générateur d'impédance donnée et dont le diélectrique du commutateur est fixé, le champ électrique le plus élevé et la distance inter-électrodes la plus faible entraînent le temps de commutation le plus court

Le commutateur que nous avons réalisé peut être pressurisé sous plusieurs dizaines d'atmosphères et a été testé avec de l'hydrogène, du SF₆ et de l'azote. L'hydrogène est intéressant pour sa densité minimale. Le SF₆ présente la valeur de champ de claquage théorique (89 kV.cm⁻¹.bar⁻¹) la plus élevée. L'azote propose une solution intermédiaire.

Du fait des différentes valeurs de tenues diélectriques de ces gaz, il est difficile de comparer les temps de commutation associés. Le temps de montée a donc été évalué dans une configuration où la pression du gaz est de 15 bar et la distance inter-électrodes de 0,4 mm (Z = 50 Ω). Dans chaque cas, la valeur de la tension continue a été fixée de manière à ce que le champ de claquage soit proche du champ critique. Les mesures ont été réalisées grâce à une sonde spécialement développée pour cette application ; son principe de fonctionnement, sa réalisation et ses performances sont présentés paragraphe 2.2. Les résultats expérimentaux sont résumés dans le tableau suivant où l'on a également porté les résultats déduits de l'équation de type 2-1 de Martin :

Gaz	Hydrogène	Azote	SF ₆
Tension de sortie (kV)	4,9	5,8	13,9
Temps de montée mesuré (ps)	160	280	240
Temps de montée calculé à partir de (2-1) (ps)	100	260	270

Les valeurs mesurées et calculées sont comparables et on peut donc considérer l'équation de Martin comme représentative de nos essais. Cette discussion sera reprise paragraphe 2.3.4.2. L'écart entre les temps de montée calculés et mesurés dans l'hydrogène est du au dispositif de mesure complet comme nous le montrerons ultérieurement (paragraphe 2.3.4.1).

Les valeurs des champs critiques dans l'hydrogène ($26 \text{ kV.cm}^{-1}.\text{bar}^{-1}$) et dans le SF₆ ($89 \text{ kV.cm}^{-1}.\text{bar}^{-1}$) sont dans un rapport 3,4. Pour une pression et une distance inter-électrodes données, un champ électrique 3,4 fois supérieur peut être appliqué avec du SF₆ par rapport à H₂. Néanmoins, l'hydrogène fournira un temps de montée 2,8 fois plus court du fait de sa faible densité.

Pour des applications où le temps de montée est prédominant, l'hydrogène sera utilisé. Cependant, si la caractéristique principale devient la valeur maximale de la tension de sortie, le SF₆ peut remplacer l'hydrogène afin d'obtenir des niveaux de tension supérieurs.

Etant donné que les radars ULB nécessitent des temps de montée inférieurs à 200 ps [TAY 95], le gaz le plus approprié est l'hydrogène pour cette application où la largeur de la bande de fréquence et particulièrement la fréquence de coupure haute, est primordiale. Les résultats obtenus avec ce gaz sont donc présentés dans la suite de l'étude.

Le commutateur à gaz rempli d'hydrogène a été testé jusqu'à 50 bar sans qu'il y ait de fuite notable. Il est constitué de deux électrodes en laiton terminées d'hémisphères en tungstène, ce qui s'est avéré indispensable pour notre application. Il doit être capable de résister à des millions de chocs à une fréquence de 1 kHz. Nous avons constaté qu'après environ trente heures d'utilisation au laboratoire, à une fréquence moyenne de 1 kHz, les phénomènes d'érosion étaient négligeables.

2.1.4 - Processus physiques pendant la décharge

L'éclateur pressurisé fonctionne en régime d'arc lors de la commutation. Quand l'intervalle est surtensionné, un arc électrique se forme entre les deux électrodes opposées. Pour expliquer la rapidité des phénomènes observés, nous pouvons nous reporter aux notions de courant de déplacement et / ou de courant de dérive :

- par définition, le courant de déplacement est proportionnel à la dérivée temporelle du champ électrique. On peut assimiler ce courant au rapport de la quantité de charge stockée par la capacité de l'intervalle sur le temps de charge. Considérons une impulsion de 15 kV d'amplitude, 150 ps de temps de montée, 1 ns de durée sur 50 Ω. L'impulsion de courant en

sortie a donc une amplitude de 300 A. La capacité de l'intervalle inter-électrodes peut être assimilée à un condensateur plan-plan de 1 cm^2 . Par conséquent, sa valeur est de l'ordre de 1 pF. Une approximation de l'amplitude crête du courant de déplacement est donnée par la formule suivante : $I_{dép} = CV/t = 15A$. La contribution du courant de déplacement ne suffit donc pas à expliquer le temps de montée des impulsions ;

- si le temps de commutation était lié aux processus collisionnels et à la dérive des électrons entre les électrodes, il ne devrait pas être inférieur au temps de parcours des électrons dans l'espace inter-électrodes. Si l'on considère la vitesse de dérive électronique, nous ne sommes pas en mesure d'expliquer la rapidité des temps de montée des impulsions. En effet, cette vitesse de dérive a été déterminée expérimentalement et numériquement en fonction du champ réduit E / N dans divers gaz et notamment dans l'hydrogène [MAS 69]. Dans nos conditions ($E = 30 \text{ kV / mm}$ et $P = 30 \text{ bar}$ par exemple), le rapport E / N est de l'ordre de $6.10^{-15} \text{ V / cm}^2$; ce qui correspond à une vitesse de dérive électronique de 7.10^7 cm.s^{-1} . Pour expliquer des temps de montée de 150 ps pour 1 mm de distance inter-électrodes dans cette configuration, la vitesse de dérive électronique devrait être de l'ordre de 7.10^8 cm.s^{-1} . Il n'existe donc pas de relation directe entre la vitesse des électrons et le temps de commutation : la valeur est inférieure d'un facteur 10 aux temps de montée des impulsions déterminés expérimentalement ;

Finalement, il n'est pas possible d'expliquer les temps de montée des impulsions par l'une de ces deux contributions et nous ne sommes pas en mesure de donner une explication à la rapidité de ces phénomènes. De plus, il n'est pas possible de mener des expérimentations complémentaires avec les moyens d'investigations classiques (photomultiplicateurs, caméra rapide) vu la rapidité des phénomènes mis en jeu.

On peut toutefois ajouter que, du fait des faibles distances inter-électrodes utilisées (environ 1 mm), des tensions de charge de l'ordre de 100 kV peuvent produire des champs électriques appliqués de l'ordre de 10^7 - 10^8 V.m^{-1} . Plusieurs expériences ont montré que ces champs élevés mènent à une émission électronique par effet de champ à partir d'aspérités microscopiques ($\approx 1 \mu\text{m}$ de haut) localisées sur la surface de la cathode. A la pointe de ces aspérités, le champ électrique local E peut être 10 ou 100 fois supérieur au champ macroscopique moyen E_0 de la surface de la cathode. Dans le but de prendre en compte les valeurs réelles du champ, un coefficient d'amplification, β , du champ peut être introduit et $E = \beta \times E_0$ [LAT 86 ; LAA 97 ; REE 97].

Un deuxième aspect de la décharge est important : celui du retour du gaz à l'équilibre. Etant donné les faibles distances inter-électrodes utilisées, les électrons émis par effet de champ peuvent traverser l'intervalle sans trop collisionner. Le nombre de collisions ionisantes, pour un intervalle de 1 mm et une pression de 30 bar, a été évalué à 30 environ dans l'hydrogène [MAS 69]. De ce fait, le temps de recouvrement, qui représente le temps nécessaire aux neutres du gaz perturbés par la décharge pour retourner à leur état initial, est réduit [BAY 90]. Comme le temps de recouvrement donne la limite temporelle des perturbations du gaz dues à la décharge, il caractérise la limitation au niveau de la fréquence de répétition du dispositif. C'est pourquoi, le taux de répétition peut atteindre une valeur significative (>1 kHz).

2.2 - Moyens de mesure - Diviseurs haute tension

Pour caractériser les impulsions produites par les générateurs, il faut résoudre les problèmes liés à la partie "mesure" de manière à analyser ce genre de phénomènes. Nous avons donc réalisé divers atténuateurs capacitifs pour ces expériences en transitoires rapides en haute tension.

La mesure des tensions de sortie est réalisée par l'intermédiaire de ces sondes capacitives HT basées sur le principe de diviseur à lignes. Elles sont dédiées à la mesure d'impulsions transitoires rapides et doivent présenter un temps de réponse subnanoseconde. Des atténuateurs large bande, mais basse tension, disponibles sur le marché leurs sont associés.

Les principales exigences requises pour les sondes sont les suivantes :

- les perturbations causées par l'insertion de la sonde dans le circuit ne doivent pas y générer de désadaptation ;
- la bande de fréquence doit être compatible avec la rapidité des temps de montée des impulsions à mesurer (100 ps) ;
- la sonde doit être capable de supporter des impulsions dont l'amplitude peut atteindre 30 kV sans conduire au claquage ;
- la sonde doit avoir un rapport de division conséquent : le dispositif doit être blindé afin d'introduire un rapport signal à bruit suffisant ;
- enfin, elle doit être de dimensions en rapport avec celles du générateur.

2.2.1 - Principe de fonctionnement des atténuateurs HT

Ces atténuateurs doivent permettre d'observer, sans perturbation, les impulsions de tension, ou de courant, à un endroit quelconque du circuit et de mesurer leur amplitude à l'aide d'un oscilloscope à large bande.

Le principe adopté est celui d'un diviseur à lignes couplées [BLA 71]. Il consiste à remplacer un tronçon de câble coaxial, d'impédance caractéristique Z_0 , par un tronçon de deux câbles coaxiaux concentriques, d'impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 (figure 2-4), dont l'impédance caractéristique résultante est égale à celle de la ligne dans laquelle doit s'effectuer la mesure ($Z_0 = Z_1 + Z_2$). L'impulsion haute tension traverse le conducteur intérieur de la première ligne (Z_1). La tension disponible dans cette ligne est prélevée par l'intermédiaire d'un câble coaxial d'impédance Z (très supérieure à Z_2). Ce câble est doté, à chacune de ses extrémités, d'une résistance R (avec $R = Z$). Le prélèvement s'effectue, généralement, à égale distance des extrémités de la ligne d'impédance Z_2 , région où le mode TEM de propagation est le mieux établi.

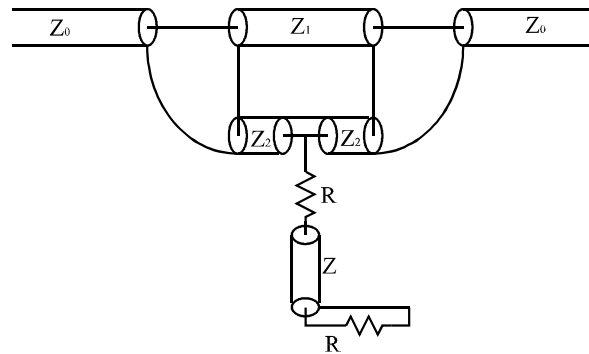


Figure 2-4 : Schéma de principe des sondes HT large bande

$$Z_0 = Z_1 + Z_2$$

$$Z = R = 50 \Omega$$

Ces atténuateurs d'impulsions haute tension sont donc basés sur le principe d'un diviseur capacitif. Ils sont constitués de deux lignes concentriques d'impédances Z_1 et Z_2 telles que le conducteur extérieur de la première soit en même temps le conducteur intérieur de la seconde (figures 2-4, 2-5 et 2-6).

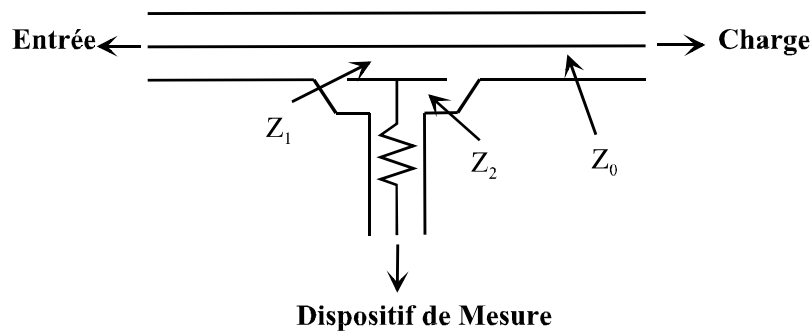


Figure 2-5 : Impédance caractéristique de la ligne de mesure

Dans ces conditions, l'atténuation A s'écrit :

$$A = \frac{1}{2} \times \frac{Z_2}{Z_0} \quad (2-2)$$

Ce principe peut s'appliquer à toutes les gammes de fréquence. Le domaine d'utilisation de ces atténuateurs peut s'étendre de quelques milliers de volts à plusieurs mégavolts et de quelques dizaines d'ampères à plusieurs milliers d'ampères.

La structure la plus courante est la structure coaxiale mais le principe s'applique aussi bien aux structures biplaques ou triplaques. Ces atténuateurs présentent, en outre, l'avantage de pouvoir s'adapter sans transition mécanique; ils peuvent même être réalisés directement dans la ligne de transmission.

On pourrait également développer des atténuateurs de courant constitués d'un conducteur électrique placé parallèlement au conducteur central de la ligne d'impédance Z_0 [BLA 71].

2.2.2 - Réalisations et caractérisations d'atténuateurs de tension 50 Ω

Nous avons été confrontés à deux problèmes majeurs :

- Comment mesurer des impulsions dont l'amplitude maximale peut atteindre 30 kV sans induire de claquage au niveau de la sonde ?
- Comment insérer facilement, après le générateur, les dispositifs qui doivent y être couplés ?

Nous avons traité ces deux problèmes de manière distincte tout en sachant que la réalisation de la sonde devra, finalement, répondre aux deux critères énoncés ci-dessus.

Les connecteurs commercialisés n'étant pas caractérisés pour les hautes tensions impulsionnelles que nous utilisons, nous avons jugé préférable d'intégrer directement la sonde dans le générateur : les premières sondes réalisées ne sont donc pas équipées de connecteurs.

En pratique, les dispositifs à associer au générateur (balun / antenne) sont, le plus souvent, munis d'un connecteur de type N à leur entrée ; nous avons donc, également, confectionné de nouvelles sondes qui permettent une association plus commode avec ces dispositifs.

Nous rapportons, tout d'abord, la réalisation de sondes non munies de connecteurs de type N et permettant la mesure d'impulsions dont l'amplitude maximale est de 30 kV.

Pour confectionner une tige coaxiale rigide d'impédance caractéristique Z_1 (50Ω), nous avons utilisé du Téflon ou un isolant de chez Ciba (époxyde) dont la constante diélectrique est suffisamment faible pour que ses dimensions restent compatibles avec le reste du montage.

Le mélange résine MY757 / durcisseur HY956EN est un système époxyde bicomposant durcissant à température ambiante. Le mélange doit être réalisé dans des proportions 4/5; 1/5. La constante diélectrique ϵ_r du système à 23°C est de 3,6 et sa tenue diélectrique de 30 kV / mm ce qui autorise l'utilisation de hautes tensions.

L'intérêt d'utiliser ce système réside dans le fait que le câble de mesure peut être dimensionné à souhait, de manière à insérer la sonde de mesure dans le générateur directement après l'éclateur à gaz sans utiliser de connecteur. De ce fait, il n'y a pas de rupture d'impédance entre la ligne principale et la charge lorsque l'on intercale la sonde de mesure. On évite, ainsi, l'apparition de perturbations dans l'allure temporelle de l'impulsion. Pour que l'atténuateur s'adapte parfaitement à la sortie du générateur, le diamètre intérieur d_2 du conducteur extérieur du manchon coaxial d'impédance Z_1 est fixé à 8 mm et son diamètre extérieur à 10 mm. On déduit le diamètre d_1 du manchon coaxial :

$$d_1 = \frac{d_2}{\exp(2\pi.Z \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\mu_0}})} = 1,6 \text{ mm} \quad (2-3)$$

Pour réaliser le tube concentrique d'impédance caractéristique Z_2 , plusieurs méthodes ont été utilisées. Le but est d'avoir la plus grande valeur capacitive possible de manière à obtenir une atténuation suffisante. Des bombes acryliques, de fines feuilles de Kapton ou des adhésifs en PVC ont fait office d'isolant. L'épaisseur de l'isolant est de quelques dizaines de micromètres. Le schéma des sondes, ainsi réalisées, est proposé figure 2-6.

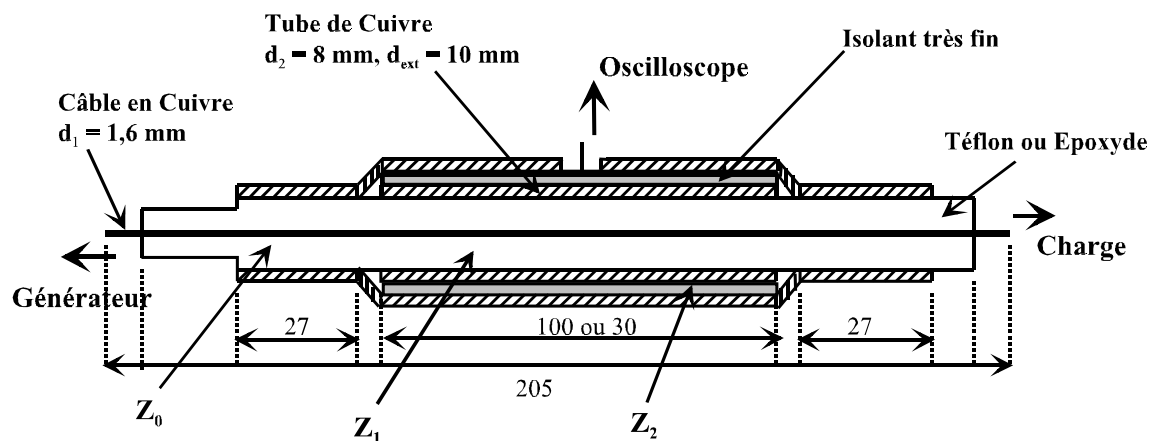


Figure 2-6 : Schéma de la tige coaxiale rigide d'impédance caractéristique Z_1 réalisée à l'aide du mélange époxyde pour intégration directe entre le générateur et la charge

Finalement, quatre sondes 50Ω différentes sont disponibles pour nos expériences de commutation avec possibilité d'insertion directe entre générateur et charge. Leurs caractéristiques sont synthétisées dans le tableau suivant:

Sonde N°	Rapport de Division	Isolant	Capacité (C_2)	Longueur
1	1 / 150	Bombe acrylique	900 pF	10 cm
2	1 / 190	Bombe acrylique	1 nF	10 cm
3	1 / 130	Adhésif en PVC	850 pF	10 cm
4	1 / 150	Adhésif en PVC	300 pF	3 cm

La tension maximale admissible est supérieure à 30 kV. Cependant, nous ne sommes pas en mesure de caractériser correctement la réponse fréquentielle de ces sondes par le biais d'un analyseur de réseau du fait de l'absence de connecteurs à leurs extrémités.

Afin de pouvoir effectuer cette caractérisation fréquentielle, nous avons, également, réalisé des sondes munies de connecteurs de type N à chaque extrémité en utilisant du Téflon.

Une pièce en aluminium a été conçue pour y insérer le dispositif de mesure complet et maintenir la résistance de 50Ω perpendiculaire à la ligne de mesure afin de limiter l'inductance et la capacité parasites à ce niveau. Le connecteur qui permet de relier la sonde capacitive à un oscilloscope, via les atténuateurs du commerce, est un connecteur femelle de type SMA.

Le schéma de cette pièce en aluminium, ainsi que des photographies présentant des sondes réalisées au laboratoire, sont présentés sur les figures 2-7 et 2-8 :

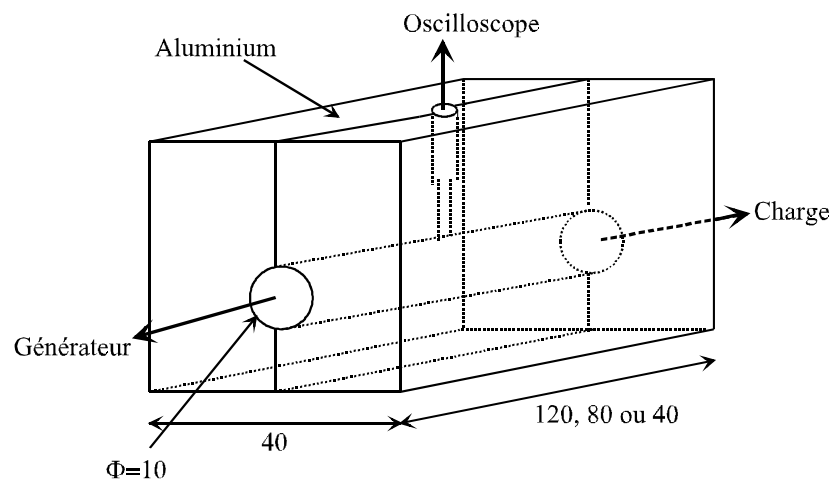


Figure 2-7 : Schéma de la pièce en aluminium

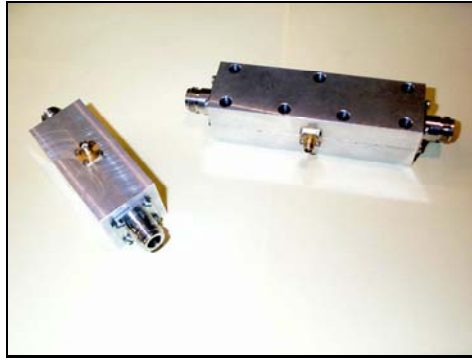


Figure 2-8 : Sondes capacitives, munies de prises N et SMA, réalisées au laboratoire

Les atténuateurs HT réalisés ne peuvent être limités en fréquence que par la différence de temps de propagation entre les deux lignes ou par une résonance sur la ligne de mesure d'impédance Z_2 . La fréquence de coupure f_c , qui est une limitation liée à la géométrie, est de 5,5 GHz [SHI 85].

$$\lambda_c = \frac{\pi}{2} \sqrt{\epsilon_r} (d_2 + d_1) = 2,7 \text{ cm} \Rightarrow f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \lambda_c} = 5,5 \text{ GHz} \Rightarrow \tau_c = 50 \text{ ps} \quad (2-4)$$

Elle n'intervient donc pas dans la limitation au niveau de la réponse impulsionnelle.

Dans le but d'éviter une limitation due au temps de transit des charges dans la ligne de mesure, il faut que l'épaisseur de la couche de cuivre soit la plus fine possible afin que les charges se déplacent par effet de peau.

Un analyseur de réseau (Wiltron 37269 B) permet de mesurer la réponse fréquentielle de nos sondes. Les paramètres de réflexion et de transmission (respectivement S_{11} et S_{21}) ont été étudiés jusqu'à plus de 3 GHz. Les coefficients de transmission obtenus sont linéaires et constants en fonction de la fréquence. Par exemple, le coefficient de transmission de la sonde principalement utilisée au cours de nos essais (sonde LGE-8) est de -46 dB dans la gamme de fréquences considérée. En outre, le paramètre de réflexion est toujours inférieur à -12 dB. La mesure de ces deux paramètres est présentée figure 2-9.

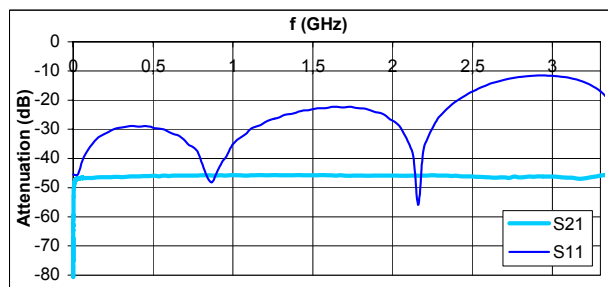


Figure 2-9 : Caractérisation fréquentielle de la sonde LGE-8 à l'aide d'un analyseur de réseau (Wiltron 37269 B) Paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence (jusqu'à 3,3 GHz)

Les principales caractéristiques concernant cette sonde sont synthétisées dans le tableau suivant :

Connecteurs HT	Compatible N
Connecteur de mesure	Prise SMA femelle
Atténuation	-46 dB
Bande passante (-1 dB)	11,5 MHz à 3,3 GHz
Impédance d'entrée et de sortie	50 Ω
Tension maximale	25 kV
Durée maximale d'impulsion (pour 25 kV)	1 ns

La fréquence de 3,3 GHz est la fréquence la plus élevée dans notre application : elle permet de mesurer des impulsions ayant des temps de montée aussi rapides que 105 ps.

Les rapports de division obtenus sont de l'ordre de 200 (atténuation de -46 dB). Compte tenu des niveaux de tension admissibles par les oscilloscopes, l'utilisation d'atténuateurs à large bande disponibles sur le marché est donc indispensable pour caractériser les impulsions ayant une amplitude de quelques dizaines de kilovolts. Nous avons choisi, pour cela, des atténuateurs de chez Radial (R 411) de 6, 10 ou 20 dB dont la bande de fréquence est de 3 GHz. Ces atténuateurs coaxiaux sont insérés entre le diviseur à lignes et l'oscilloscope.

Dans les mesures présentées par la suite, les paramètres d'atténuation totaux (en utilisant les atténuateurs Radial) sont -66 dB et -80 dB ce qui correspond, respectivement, à des rapports de division de 1 / 2 000 et 1 / 10 000.

Finalement, ces sondes ont l'avantage d'avoir une large bande passante (> 3 GHz), une taille réduite, une faible dissipation de puissance et introduisent un minimum de réflexions.

2.3 - Paramétrages et performances réalisés [PEC 01A]

2.3.1 - Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental complet est donné, schématiquement, figure 2-10.

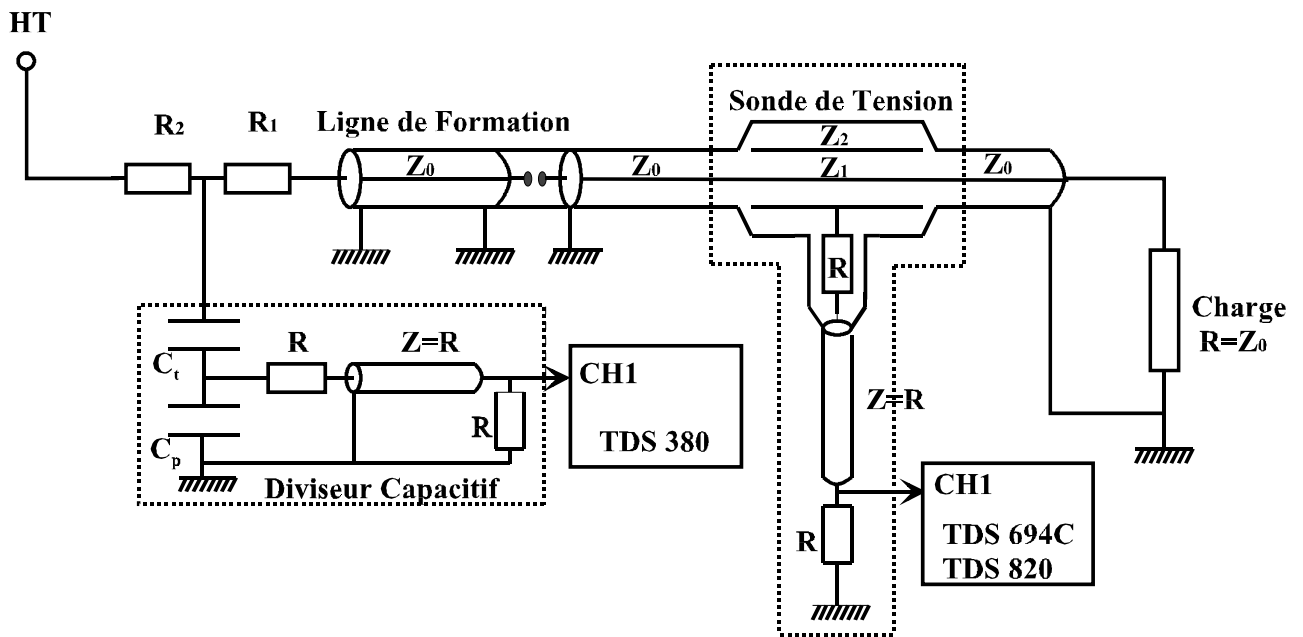


Figure 2-10 : Dispositif expérimental complet

$$R = Z = Z_0 = 50 \Omega$$

$$R_1 = R_2 = \text{quelques } M\Omega$$

$$(C_T + C_P) / C_T = 2500$$

L'étude est réalisée pour des distances inter-électrodes variant de 0,4 mm à 1,7 mm. La pression peut être ajustée jusqu'à 40 bar. Deux alimentations continues (30 kV / 5 mA et 100 kV / 3 mA) sont utilisées. Les signaux électriques (forme d'onde, fréquence de répétition) sont enregistrés à l'aide d'oscilloscopes numériques de chez Tektronix (TDS 380, TDS 820, et TDS 694C). Les principales caractéristiques du TDS 820 et du TDS 694C ont été fournies paragraphe 1.4.4. On rappelle que ce dernier est un oscilloscope à échantillonnage direct. Sa

largeur de bande est de 3 GHz et sa fréquence d'échantillonnage de 10 G/s : le temps minimum séparant deux points successifs est de 90 ps. Les TDS 820 est un oscilloscope à échantillonnage séquentiel dont la bande passante est de 6 GHz (58 ps).

Le temps de montée est défini, automatiquement, par l'oscilloscope entre 10 % et 90 % du maximum de l'impulsion et la durée est définie à mi-hauteur de l'impulsion.

Pour des raisons d'échelle de temps, la fréquence de répétition des impulsions de tension ne peut pas être obtenue sur ce même oscilloscope. La charge (et la décharge) de la ligne de formation est visualisée à l'aide du TDS 380 par l'intermédiaire d'un diviseur capacitif conçu au laboratoire et inséré entre les deux résistances HT (R_1 et R_2) comme indiqué figure 2-10.

Le but des expérimentations est de réaliser un paramétrage portant sur la pression du gaz (P), sur la distance inter-électrodes (d) et sur la fréquence de répétition dans le but d'améliorer les conditions de fonctionnement du générateur et, en particulier, la tension de sortie et le front de montée des impulsions.

2.3.2 - Influence de la pression et de la distance inter-électrodes sur la tension de sortie

Le premier test vise à déterminer des associations pression / distance qui permettent l'obtention de configurations intéressantes. Ces résultats sont présentés sur la figure 2-11.

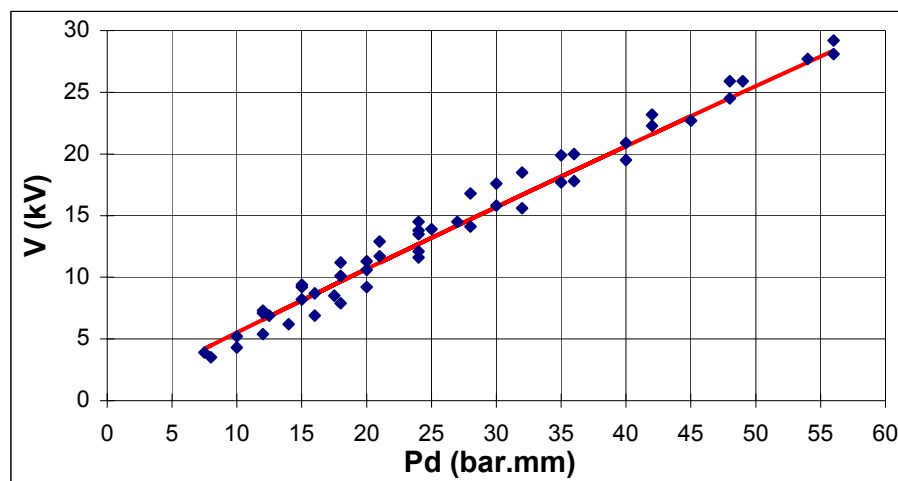


Figure 2-11: Variation de la tension de sortie en fonction du produit (pression \times distance inter-électrodes) dans l'hydrogène

La tension de sortie augmente avec le produit pression × distance (P.d). L'équation de la courbe représentée en trait plein sur la figure 2-11 s'écrit :

$$V = k \times (P.d)^n = 0,62 \times (P.d)^{0,95} \quad (2-5)$$

Les constantes 0,62 et 0,95 ont été déterminées par un ajustement sur la courbe.

Une déviation à la loi de Paschen, se traduisant par une légère diminution de la tension disruptive, apparaît pour des produits P.d élevés. Plusieurs phénomènes peuvent en être la cause comme l'état de surface des électrodes qui joue un rôle prépondérant sur la rigidité diélectrique d'un gaz par l'émission de champ (paragraphe 2.1.4) [ESP 00].

L'amplitude des impulsions de tension de sortie peut être ajustée de 3 kV à 30 kV sous une impédance de 50 Ω. Ainsi, par exemple, des amplitudes de 10, 20 ou 25 kV correspondent, respectivement, à des valeurs du produit P.d de 18, 38 et 48 bar.mm.

P.d (bar.mm)	18	38	48
V_{expérimental} (kV)	10	20	25
V_{empirique} (kV) (équation (2-5))	9,7	19,6	24,6

Plusieurs configurations peuvent fournir des impulsions de même amplitude. En présentant différemment, sur les figures 2-12 et 2-13, les mesures de la figure 2-11, on peut déterminer quelles sont les différentes configurations qui correspondent aux cas énoncés ci-dessus. La variation de la tension de sortie est, ici, exprimée en fonction de la pression et paramétrée par la distance inter-électrodes (figure 2-12) ou vice versa (figure 2-13).

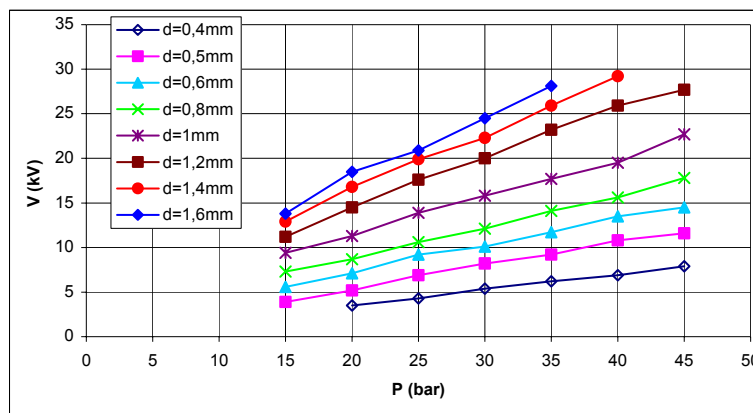


Figure 2-12 : Variation de la tension de sortie en fonction de la pression paramétrée par la distance inter-électrodes dans l'hydrogène

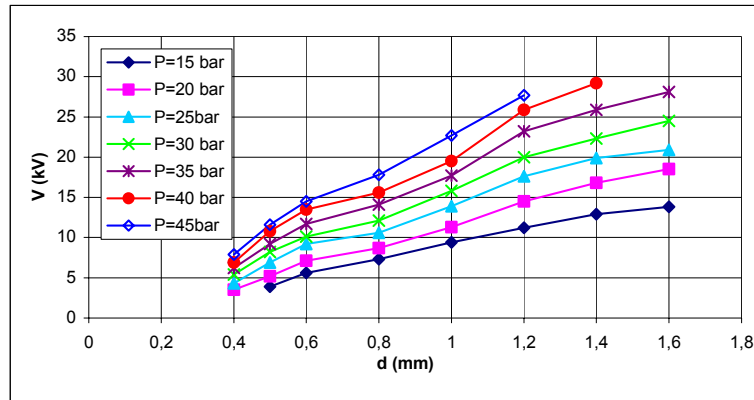


Figure 2-13 : Variation de la tension de sortie en fonction de la distance inter-électrodes paramétrée par la pression dans l'hydrogène

On note que la pression et la distance ont des effets à peu près identiques sur la tension de sortie.

La même étude expérimentale a été réalisée avec du SF₆ et de l'azote. A titre de comparaison, les formules empiriques du type $V = k \times (P.d)^n$, que l'on en a déduites, sont reportées sur la figure 2-14 afin de constater l'influence d'un changement de gaz sur la tension de sortie.

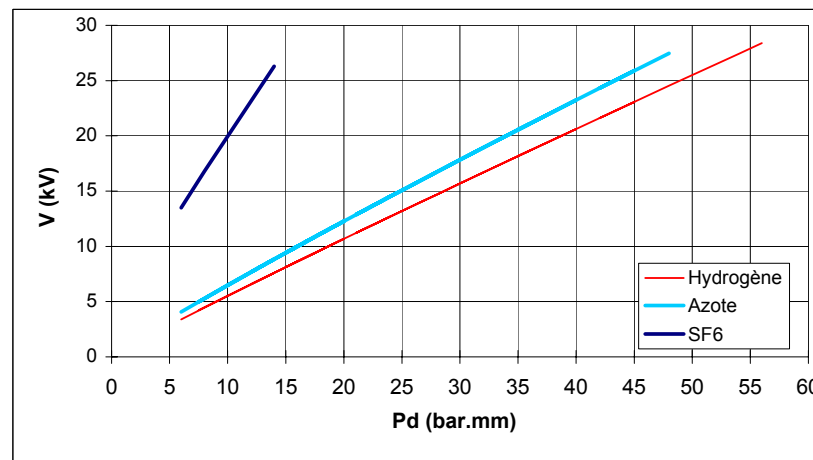


Figure 2-14: Variation de la tension de sortie en fonction du produit (pression \times distance inter-électrodes) pour divers gaz (formules empiriques)

Ces courbes sont tout à fait conformes, dans le domaine d'étude considéré, à ce que laissent prévoir les valeurs des rigidités diélectriques de ces gaz : le SF₆ permet l'obtention d'impulsions dont l'amplitude est environ 3,4 fois supérieure à celles obtenues avec de l'hydrogène et de l'azote (qui ont des tenues diélectriques assez semblables).

2.3.3 - Etude de la durée des impulsions

Les caractéristiques temporelles de l'impulsion de tension délivrée par le générateur sont fonction de ses caractéristiques géométriques. Notamment, la durée des impulsions correspond à deux fois le temps de propagation dans la ligne de formation. Nous avons réalisé trois lignes de formation qui conduisent à des durées d'impulsions différentes. La longueur de ces lignes a été fixée à 6 cm, 9 cm et 15 cm. Les durées mesurées et théoriques des différentes impulsions sont comparées figure 2-15.

Les impulsions réelles ont une durée légèrement supérieure à ce que prévoyait la théorie ; ceci peut s'expliquer, à la fois, par le fait que les éléments parasites présents avant la ligne de formation (voir paragraphe 2-4) ont pour conséquence une augmentation du temps de descente des impulsions et, par là même, une augmentation de leur durée, et aussi, par le fait que la limitation en bande passante des appareils de mesure a pour conséquence un élargissement des impulsions [TEK 93].

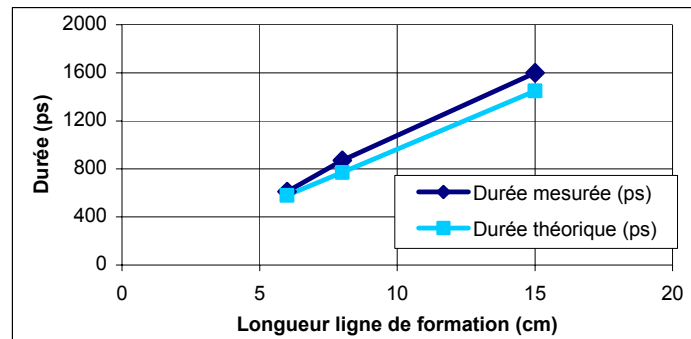


Figure 2-15 : *Durée des impulsions mesurées et théoriques en fonction de la longueur de la ligne de formation (Lf)*

2.3.4 - Etude du temps de montée

2.3.4.1 - Détermination expérimentale

Le gaz (hydrogène) a été choisi de manière à minimiser le temps de montée. Pour une tension de sortie donnée, de hautes pressions et de courtes distances inter-électrodes sont apparues comme indispensables à la production des temps de montée les plus brefs. Typiquement, la pression la plus élevée et l'intervalle inter-électrodes le plus petit produisent le temps de montée le plus court. Dans notre contexte, la pression maximale est limitée par la construction mécanique : cette pression maximale d'essais est de 40 bar, même si l'éclateur

pressurisé a pu être testé jusqu'à 50 bar. De plus, l'intervalle minimum entre les électrodes qui permet l'obtention d'impulsions d'amplitude suffisante (≥ 3 kV) est de 0,4 mm. Dans ce cas, le générateur produit des impulsions ultra large bande.

La figure 2-16 présente l'allure d'une impulsion typique délivrée par le générateur

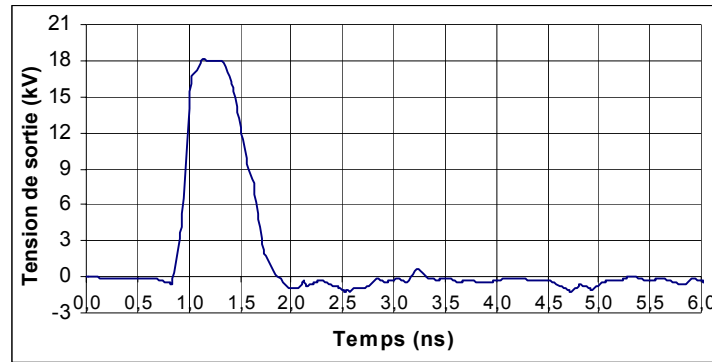


Figure 2-16: Tension de sortie du générateur 50Ω
(Hydrogène; $d = 0,8$ mm; $P = 40$ bar; $L_f = 6$ cm; Sonde: $1 / 10,000$; TDS 694C)

L'impulsion obtenue a une amplitude de 18 kV et sa durée à mi-hauteur est 610 ps (ligne de formation de 6 cm). La bonne adaptation permet aux résiduels, apparaissant après l'impulsion, de rester toujours inférieurs à 8 % de l'impulsion principale (l'atténuation est de -22 dB). Le temps de montée mesuré est 170 ps ; il inclut le temps de montée du dispositif de mesure complet. Ce système de mesure est constitué de la sonde conçue au laboratoire, d'un câble de connexion avec des connecteurs de type SMA à chaque terminaison, des atténuateurs large bande de marque Radial et de l'oscilloscope TDS 694 C. Le point faible de ce dispositif réside dans la largeur de bande limitée de l'oscilloscope (3 GHz). C'est pourquoi, un oscilloscope à échantillonnage séquentiel (TDS 820) est maintenant utilisé.

Dans des conditions identiques, les figures 2-17 (TDS 694 C) et 2-18 (TDS 820) présentent des impulsions obtenues pour une configuration dans laquelle la distance inter-électrodes est 0,5 mm et la pression 40 bar. L'amplitude de la tension de sortie est 12 kV et la durée à mi-hauteur 870 ps (ligne de formation de 9 cm).

Le temps de montée mesuré est plus rapide avec l'oscilloscope séquentiel TDS 820 qu'avec le monocoup TDS 694 C. La largeur de bande de ces oscilloscopes peut limiter le temps de montée des impulsions générées. Dans ce cas, le temps de montée réel pourrait être de 90 ps.

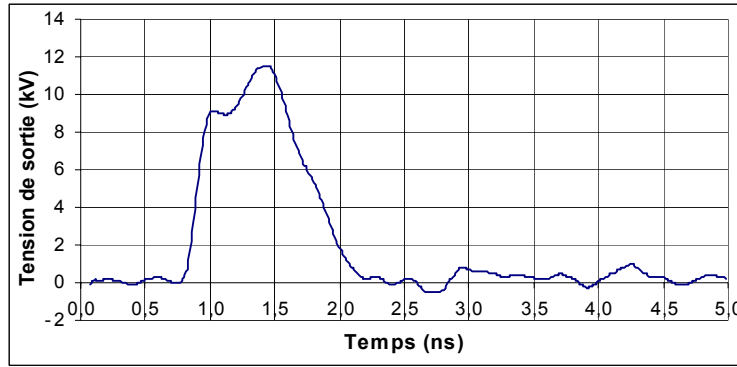


Figure 2-17: Tension de sortie du générateur 50Ω
(Hydrogène; $d = 0,5 \text{ mm}$; $P = 40 \text{ bar}$; $L_f = 9 \text{ cm}$; Sonde: 1/2,000; TDS 694C)

$$\tau_{\text{réel}} = \sqrt{(\tau_{\text{mesuré}})^2 - (\tau_{\text{scope}})^2} = \sqrt{(170)^2 - (116,6)^2} = 125 \text{ ps}$$

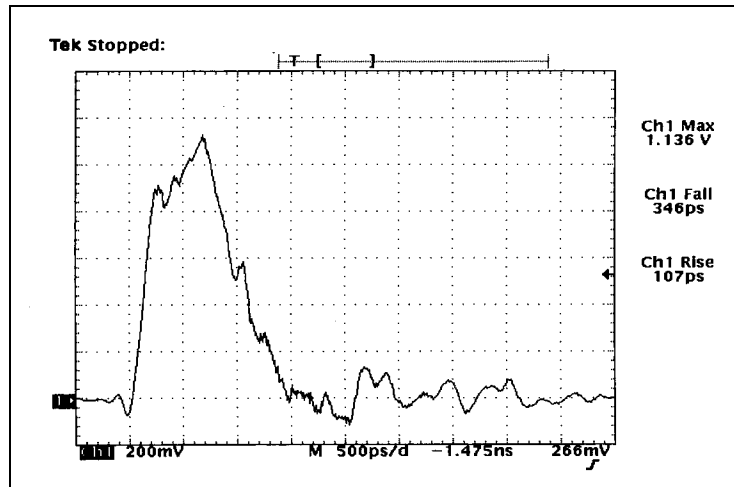


Figure 2-18: Tension de sortie du générateur 50Ω
(Hydrogène; $d = 0,5 \text{ mm}$; $P = 40 \text{ bar}$; $L_f = 9 \text{ cm}$; Sonde: 1/10,000; TDS 820)

$$\tau_{\text{réel}} = \sqrt{(\tau_{\text{mesuré}})^2 - (\tau_{\text{scope}})^2} = \sqrt{(107)^2 - (58,3)^2} = 90 \text{ ps}$$

2.3.4.2 - Etude du temps de montée en fonction du champ électrique dans le commutateur

On a vu que, d'après la majorité des auteurs, le temps de montée des impulsions était fonction du champ électrique appliqué. On peut maintenant se demander si, dans nos essais, l'influence de la pression du gaz, ou de la distance inter-électrodes, sur le temps de montée est similaire. Pour ce faire, nous avons représenté les variations du temps de montée (non corrigé) en fonction de la pression paramétrées par la distance inter-électrodes (figure 2-19) ainsi que

les variations du temps de montée (non corrigé) en fonction de la distance inter-électrodes paramétrées par la pression (figure 2-20).

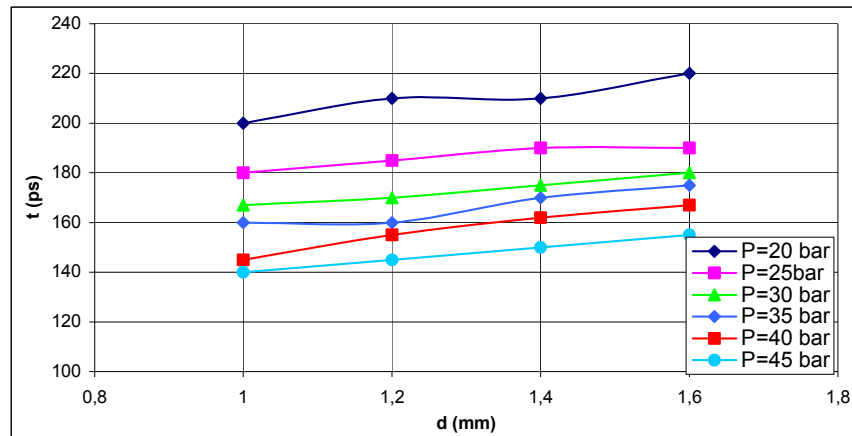


Figure 2-19 : Variations du temps de montée en fonction de la distance inter-électrodes paramétrées par la pression

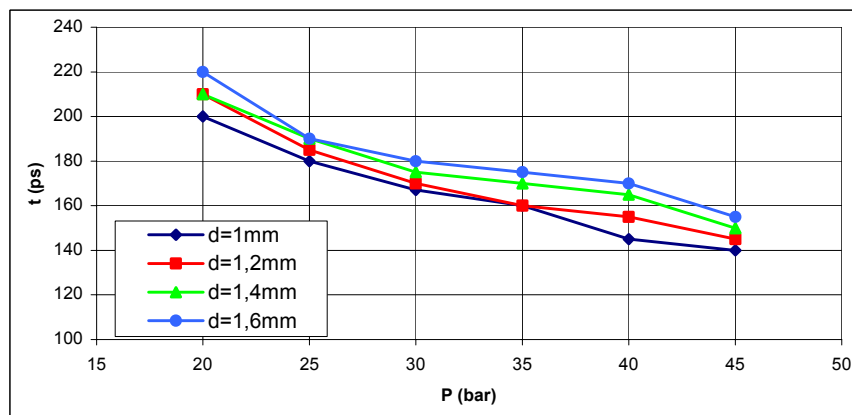


Figure 2-20 : Variations du temps de montée en fonction de la pression paramétrées par la distance inter-électrodes

Il apparaît que la pression du gaz joue un rôle beaucoup plus important que la distance inter-électrodes pour l'optimisation des temps de montée :

- une augmentation de 45 % de la pression permet une diminution de 30 %, en moyenne, au niveau du temps de montée ;
- une diminution de 37,5 % de la distance inter-électrodes n'améliore le temps de montée que de 8 % environ.

Il serait intéressant de comparer ces résultats avec ceux obtenus par d'autres laboratoires. Malheureusement, les données dont nous disposons sont très fragmentaires car

elles proviennent, non pas de publications mais de documents internes et il est difficile de connaître les conditions expérimentales exactes.

Comme nous l'avons déjà indiqué, les formules proposées par ces auteurs [BLA 90 ; MAR 96] sont de la forme :

$$\tau(ns) = \frac{k \cdot d^m}{Z^p E^q} \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^r \quad (2-1)$$

Le tableau, ci-dessous, regroupe les valeurs des divers coefficients et exposants :

Auteurs	k	m	p	q	r	Laboratoire
Blanchet	50	1	1	0	1/2	Etablissement Technique Central de l'Armement
Martin	88	0	1/3	4/3	1/2	Atomic Weapons Research
O'Rourke 1	×	1/3	1/3	4/3	1/3	Maxwell Laboratories
O'Rourke 2	×	1/3	1/3	4/3	1/2	Maxwell Laboratories
Smith	×	1/3	1/3	1	1/2	Physics International

Nous avons reproduit (figure 2-21) nos points expérimentaux et les courbes représentatives de ces relations lorsque le gaz de remplissage est l'hydrogène et l'impédance 50 Ω :

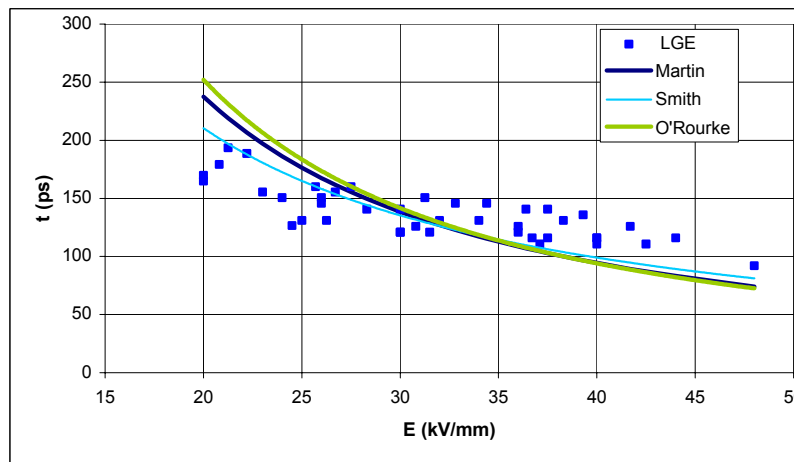


Figure 2-21 : Comparaison des variations du temps de montée dans l'hydrogène en fonction du champ électrique dans l'éclateur pour les diverses expressions trouvées dans la littérature

Pour M. Blanchet, τ est indépendant de E (courbe non reportée sur la figure 2-21). Pour les expressions de Smith et O'Rourke, nous ne connaissons pas les valeurs des coefficients « k ». Nous les avons ajustés sur un de nos points expérimentaux ($E = 33 \text{ kV} \cdot \text{mm}^{-1}$) afin de

pouvoir analyser l'allure des variations $\tau = f(E)$. Ces coefficients sont, alors, respectivement de 4.10^3 et $1,3.10^4$. Les deux expressions de O'Rourke fournissent, ici, un résultat identique puisque le gaz est fixé.

Le désaccord entre les divers résultats et nos expérimentations est relativement important et nous avons cherché à comprendre d'où il pouvait provenir. Sauf conditions expérimentales bien particulières que nous ne pouvons pas deviner, nous pensons que ces différences proviennent d'écarts à la loi de Paschen, c'est-à-dire de relations $V = k.(P.d)^n$ propres à chaque expérimentation et que nous avons établies, dans notre cas particulier, à partir de la figure 2-11. En effet, la loi de Paschen, qui représente la tension disruptive d'un gaz en champ homogène, n'est valable que sous certaines conditions expérimentales bien précises dont les plus importantes sont :

- le champ doit être parfaitement homogène (géométrie plan / plan infinis ou profil de Rogowski) ;
- un très lent front de montée de l'onde appliquée ;
- un parfait état de surface des électrodes.

Lorsque l'une, ou plusieurs, de ces conditions ne sont pas remplies, on constate des déviations à la courbe de Paschen. Ceci est classique en hautes pressions où les électrodes, et notamment la cathode, jouent un rôle déterminant dans les phénomènes d'initiation de la décharge [ESP 01]. Il est évident que, lorsqu'on construit un générateur HT ultra rapide, les contraintes technologiques sont telles que l'on a tendance à perdre quelque peu de vue la loi de Paschen.

Compte tenu de ces remarques, nous avons injecté, dans les diverses relations définies par l'équation 2- et le tableau précédent, notre relation (2-6) déterminée à partir de la figure 2-11 et que l'on rappelle ci-dessous :

$$V = k \times (P.d)^n = 0,62 \times (P.d)^{0,95} \quad (2-5)$$

Par conséquent,

$$E = \frac{V}{d} = kP^n d^{n-1} = 0,62 P^{0,95} d^{-0,05} \quad (2-6)$$

Prenons l'exemple de la relation de Martin :

$$\tau(ns) = \frac{88}{Z^{1/3} E^{4/3}} \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^{1/2} \quad (2-7)$$

Si l'on considère que l'on utilise de l'hydrogène et une impédance caractéristique de 50Ω , nous obtenons en remplaçant E par l'équation 2-6 et la densité du gaz par la pression dans l'équation 2-7 :

$$\tau = k_1 \times \frac{d^{\left(\frac{1-n}{2n}\right)}}{E^{\left(\frac{4}{3} - \frac{1}{2n}\right)}} = k_1 \times \frac{d^{0,026}}{E^{0,807}} \quad (2-8)$$

Une autre manière de modifier l'équation de Martin est d'écrire :

$$\tau = k_2 \times \frac{d^{\frac{4}{3}(1-n)}}{P^{\left(\frac{4}{3} - \frac{1}{2}\right)}} = k_2 \times \frac{d^{0,067}}{P^{0,767}} \quad (2-9)$$

Les équations (2-8) et (2-9) montrent que l'influence de la distance inter-électrodes n'est pas significative ; on peut écrire de nouveau l'équation (2-8) en considérant son numérateur constant et en utilisant un ajustement :

$$\tau(ns) = \frac{2,023}{E^{0,807}} = 2,023 \times \left(\frac{d}{V}\right)^{0,807} \quad (2-10)$$

Dans cette expression, valable pour l'hydrogène et une impédance de 50 Ω , E est exprimé en kV / mm et τ en ns.

En procédant ainsi, nous avons pu tracer (figure 2-22) les courbes de variation du temps de montée en fonction du champ électrique dans l'éclateur déduites des relations formulées par les différents auteurs. Ces variations sont comparées à nos résultats expérimentaux.

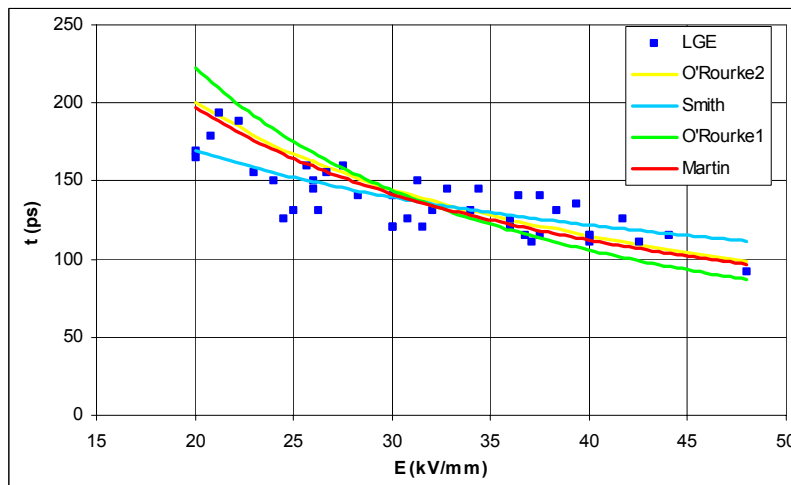


Figure 2-22 : Comparaison des variations du temps de montée dans l'hydrogène en fonction du champ électrique dans l'éclateur en tenant compte de la déviation à la loi de Paschen

Il est intéressant de noter que les divers résultats sont maintenant beaucoup plus cohérents. Il semble donc que les écarts entre les résultats donnant le temps de montée en fonction du champ électrique soient attribuables à des déviations à la loi de Paschen dus aux configurations géométriques utilisées (rugosité des électrodes et homogénéité du champ électrique en particulier).

La relation de Smith, modifiée comme indiqué précédemment, s'écrit :

$$\tau = \frac{700}{E^{0,474}} \quad (2-11)$$

C'est elle qui donne l'accord le plus satisfaisant avec nos points expérimentaux.

On notera, pour terminer, que, comme prévu, les temps de montée les plus rapides sont obtenus avec les valeurs de champs électriques les plus élevées.

2.3.4.3 – Etude du temps de montée en fonction de la distance inter-électrodes

Les relations des divers auteurs peuvent être écrites de la même manière que l'équation (2-9), c'est-à-dire de la forme :

$$\tau = \frac{k_3 \times d^y}{P^z} \quad (2-12)$$

Si l'on considère que l'on travaille à pression constante, une nouvelle comparaison peut donc être effectuée entre les résultats des divers auteurs. Les relations sont alors toutes de la forme :

$$\tau = k_4 \times d^y \quad (2-13)$$

Le coefficient k_4 vaut 263 dans la relation de Blanchet et il a été ajusté, par rapport à nos résultats expérimentaux à 15 bar, dans les formulations des autres auteurs ($k_4 = 180$). Les variations du temps de montée en fonction de la distance inter-électrodes sont représentées figure 2-23.

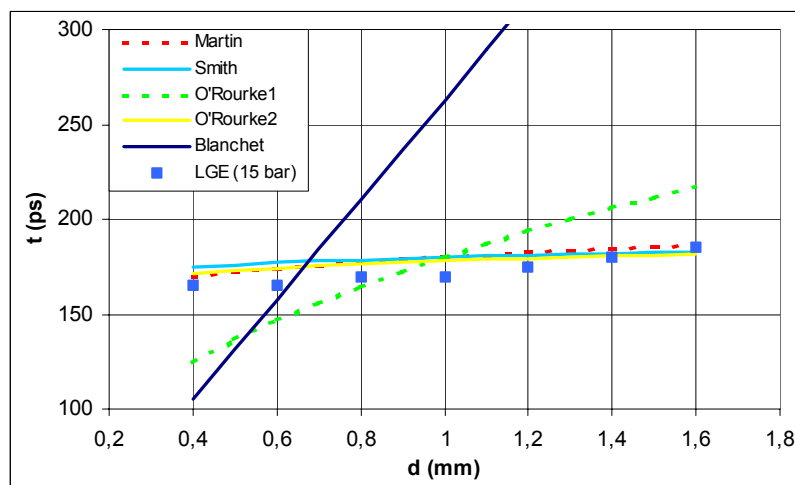


Figure 2-23 : Comparaison des variations du temps de montée dans l'hydrogène en fonction de la distance inter-électrodes en tenant compte de la déviation à la loi de Paschen

Nos résultats paraissent conformes à ceux obtenus à l'aide des relations formulées par Martin, O'Rourke 1 et Smith. Par contre, ils divergent avec ceux de Blanchet et O'Rourke 2

pour qui la distance inter-électrodes est loin d'être négligeable pour l'optimisation du temps de montée des impulsions. C'est une contradiction importante car cela semble mettre en cause des phénomènes physiques de rupture diélectrique du milieu. Cependant, nous ne sommes pas en mesure de l'expliquer. Nous travaillons dans des conditions expérimentales très proches de celles de M. Blanchet et notre coefficient « γ », dans l'expression (2-13) est voisin de 0 alors qu'il vaut 1 pour M. Blanchet.

2.3.5 - Etude de la fréquence de répétition

Une autre caractéristique importante concerne la fréquence de répétition du générateur. Cette fréquence est étroitement liée au temps de recouvrement du gaz. Une amélioration, au niveau de ce temps de recouvrement, peut être obtenue grâce à l'utilisation d'hydrogène plutôt que d'autres gaz [MOR 91 ; GRO 93].

Le taux de répétition dépend, à la fois, de la nature du gaz et de la rapidité de l'alimentation de puissance à charger la ligne de formation après chaque décharge. Le courant doit être aussi fort que possible et les résistances R_1 et R_2 aussi faibles que possible. Au cours de ces essais, la pression d'hydrogène est de 30 bar, la distance inter-électrodes est de 0,6 mm : les impulsions obtenues ont une amplitude de 10 kV environ.

Un exemple d'enregistrement est présenté en figure 2-24.

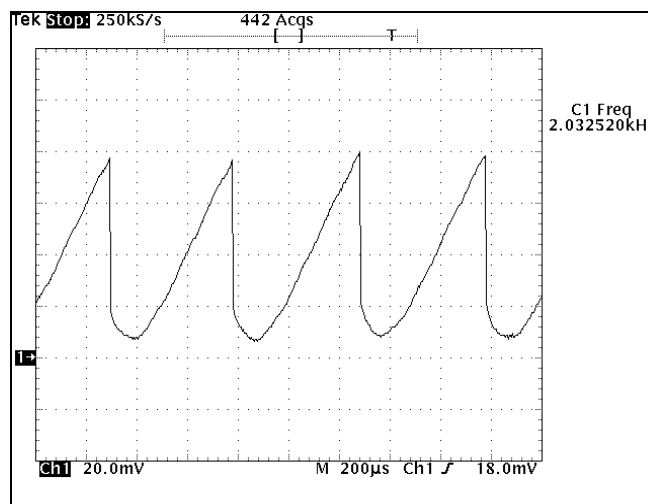


Figure 2-24 : Fréquence de répétition du générateur évaluée par le biais de la mesure de la charge et de la décharge de la ligne de formation ($f = 2$ kHz)

Des taux de répétition de 2,5 kHz ont pu être atteints.

Les taux de répétition des radars ULB sont généralement dans le domaine de 500 Hz à

1 kHz [*TAY 95*] ; le temps de recouvrement du gaz ne peut pas limiter les performances du générateur en terme de fréquence de répétition étant donné que l'énergie commutée est de l'ordre du mJ.

En conclusion, les principales performances du générateur que nous avons réalisé sont les suivantes [*PEC 01A*] : le temps de montée réel peut être réduit à 90 ps et le temps de descente à 350 ps. La durée à mi-hauteur peut être ajustée entre 600 ps et 1,6 ns en fonction de la longueur de la ligne de formation. La tension de sortie peut atteindre 30 kV, les résiduels restent inférieurs à 8 % et la fréquence de répétition peut atteindre 2,5 kHz.

Ces résultats sont conformes au cahier des charges.

2.4 - Modélisation sur logiciel SPICE

Le dispositif complet, qui est composé de l'alimentation haute tension connectée à la ligne de formation, de l'éclateur pressurisé, de la ligne d'adaptation, de la sonde et de la charge 50 Ω, est simulé, numériquement, grâce au logiciel de circuits SPICE [ORC 00].

Cette simulation vise à déterminer les éléments parasites du circuit et du système de mesure ainsi que les paramètres de la décharge qui sont susceptibles d'influencer l'allure de l'impulsion de tension.

2.4.1 - Description

La représentation schématique du modèle SPICE est présentée en figure 2-25 [PEC 01A]. Les différentes parties composant le circuit, depuis l'alimentation jusqu'à la charge résistive, seront décrites par la suite.

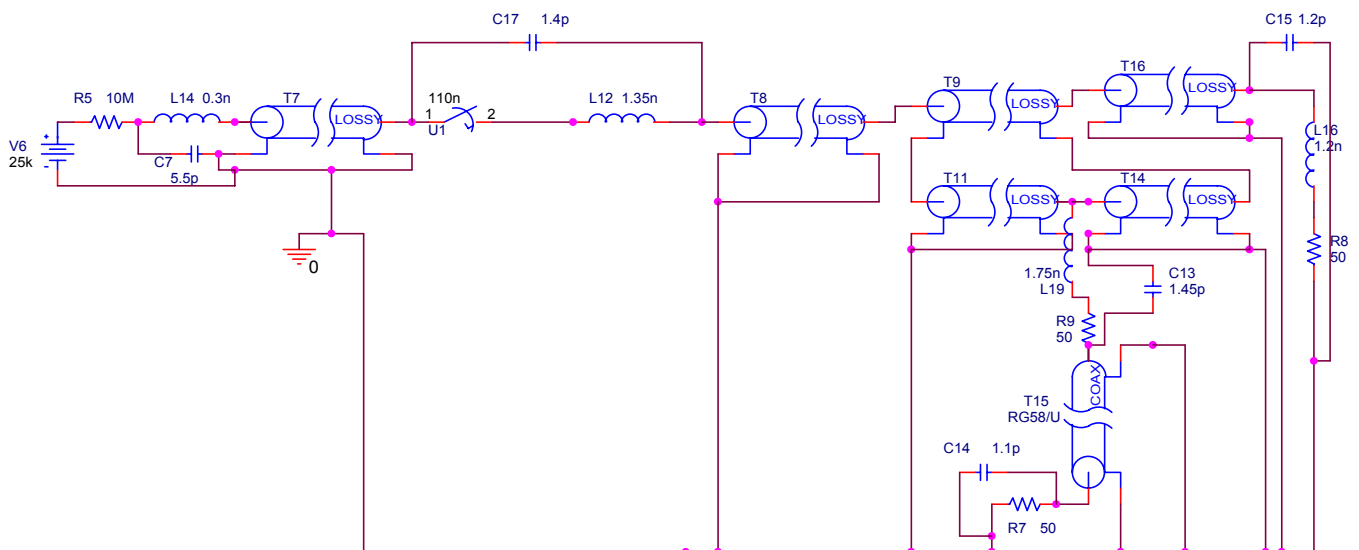


Figure 2-25 : Représentation schématique du modèle SPICE

L'alimentation haute tension continue ($V_6 = 25 \text{ kV}$) charge la ligne de formation (T7) à travers une résistance (R5) de forte valeur. L'inductance parasite (L14) représente la connexion entre la résistance HT et la ligne de formation. Le conducteur extérieur de la ligne de formation et le fil électrique qui relie R5 à T7 forment une capacité parasite (C7).

La ligne de formation (T7) est une ligne de transmission d'impédance 50Ω et de 9 cm de long; les valeurs de sa capacité et de son inductance sont, respectivement, 9 pF et 22,5 nH.

A haute pression, la modélisation de la décharge est généralement non-triviale du fait du nombre important de phénomènes microscopiques qui interviennent pendant la prédécharge et la décharge elle-même. A 35 bar, il est supposé que la décharge est initiée par des électrons qui sont arrachés à la cathode par émission par effet de champ et que la multiplication électronique du gaz conduit au claquage. Toutefois, il n'est pas possible de prendre en compte tous les mécanismes dans une simulation SPICE. C'est pourquoi, un modèle simplifié de l'éclateur est, tout d'abord, introduit. Ce modèle associe la capacité de l'intervalle inter-électrodes (C17) en parallèle avec un commutateur (U1) et une inductance d'arc (L12) en série [PAI 99]. Ce commutateur (U1) est, en fait, une résistance variable : sa valeur peut varier continûment de $R_{off} = 10 \text{ M}\Omega$ à $R_{on} = 3,5 \Omega$ en un temps de $T_{tran} = 10 \text{ ps}$ [PEC 01A]. Une analyse de sensibilité déterminera, plus loin, le rôle d'une variation de ces paramètres sur l'allure de l'impulsion. Si l'on considère qu'un condensateur plan-plan de 1 cm^2 est court-circuité par une inductance d'arc de 1 mm de long, la capacité inter-électrodes et l'inductance du canal de décharge valent, respectivement, environ 1 pF et 1 nH. Les valeurs exactes seront déterminées par des ajustements successifs dans le but d'obtenir une bonne concordance entre résultats expérimentaux et simulés.

T8, T9 et T16 représentent les lignes de transmission de connexion définies plus tôt ; elles assurent une bonne adaptation d'impédance de 50Ω . Leurs longueurs sont, respectivement, de 20, 10 et 3 cm.

Le système de mesure (voir paragraphe 2.2) est simulé grâce à trois lignes de transmission :

- T9 modélise la ligne Z_1 ;
- T11 et T14 modélisent la ligne Z_2 et mesurent, toutes les deux, 5 cm de long. Aussi, l'inductance totale est 0,25 nH et la capacité totale est 1 nF ; cette dernière valeur, qui a été mesurée expérimentalement, conduit à un rapport de division de -46 dB. Une inductance (L19) et une capacité (C13) prennent en compte la connexion entre le conducteur intérieur de la ligne d'impédance Z_2 (ici entre T11 et T14) et la résistance d'adaptation de 50Ω (R9).

La capacité parasite (C14) modélise la limitation fréquentielle au niveau de l'oscilloscope.

Un câble coaxial classique RG 58 / U de 50 cm de long (T15) connecte la sonde à l'oscilloscope.

Enfin, la résistance de charge peut être simulée par une résistance pure de 50 Ω en série avec une inductance parasite de connexion (L16). Une capacité parasite (C16) est également localisée entre le conducteur intérieur et la masse.

Il est important de noter qu'une simulation SPICE est possible même si elle ne prend pas en compte les champs électromagnétiques. En effet :

- la propagation dans la ligne de transmission est supposée comme étant principalement en mode TEM dans un câble coaxial. Les modes non-TEM, générés près de la décharge ou aux limites entre les deux lignes de transmission, ne sont pas pris en compte;
- le front de courant, généré par la fermeture très rapide du commutateur, est modélisé par une augmentation contrôlée de la conductivité dans l'intervalle **[TRI 98 ; MON 00]** : la résistance d'arc varie de 10 M Ω à 3,5 Ω en 10 ps, puis l'impulsion commence à apparaître (voir figure 2-27).

Une simulation est tout de même possible étant entendu que les éléments parasites sont localisés dans le circuit de simulation afin de modéliser :

- les terminaisons réelles des lignes de transmission ;
- les désadaptations aux connexions des lignes ;
- la phase de décharge comme étant une capacité court-circuitée par une inductance et une faible résistance en série.

2.4.2 - Résultats

2.4.2.1 - Comparaison expérimentations / simulations

Pour commencer, un bon accord au niveau de la réponse fréquentielle du système de mesure a été obtenu jusqu'à 3,3 GHz. Le système de mesure, tel qu'il a été simulé dans le modèle SPICE (figure 2-26), n'introduit pas de limitation dans notre bande de travail jusqu'à 3,3 GHz. Il est donc validé de ce point de vue.

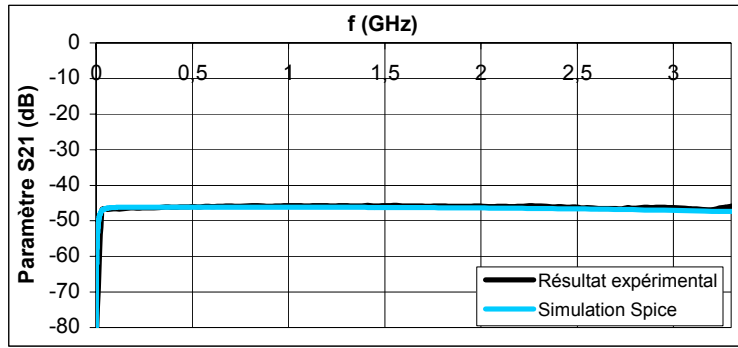


Figure 2-26 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et théoriques du système de mesure

La forme de l'impulsion simulée est maintenant comparée à celle de l'impulsion expérimentale. Les données expérimentales, qui sont comparées aux résultats de simulation, ont été enregistrées en utilisant les conditions particulières suivantes : la pression d'hydrogène est de 35 bar, la distance inter-électrodes est de 0,6 mm et la tension continue appliquée est de 25 kV. Les caractéristiques de l'impulsion, ainsi obtenue, sont : une amplitude de 12 kV, un temps de montée mesuré de 170 ps, un temps de descente de 475 ps et une durée à mi-hauteur de 870 ps (ligne de formation de 9 cm).

La bonne concordance obtenue en figure 2-27 nous permet de valider le modèle du circuit présenté figure 2-25.

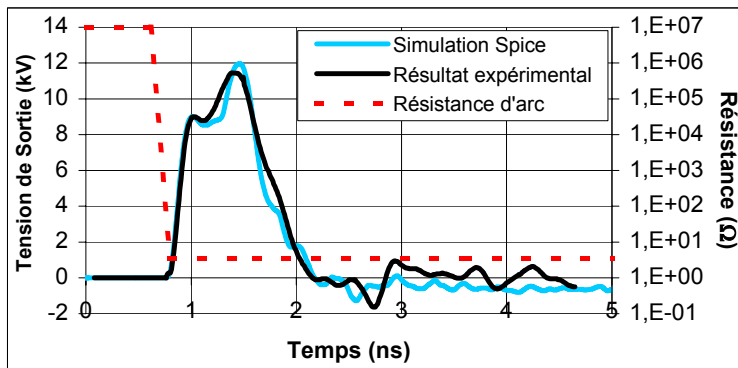


Figure 2-27: Comparaison entre les résultats expérimentaux et théoriques de la tension mesurée et résistance d'arc variable utilisée dans la simulation (impulsion de 870 ps de durée à mi-hauteur)

Le couple de valeurs de L12 et C17 qui conduit au meilleur accord avec les données expérimentales est 1,4 pF et 1,35 nH. L'« overshoot » de l'impulsion de tension n'est pas une erreur de mesure mais bien une résonance impliquant l'inductance d'arc et la capacité inter-électrodes ($f = 3,6 \text{ GHz}$). La résonance prévue en utilisant $L12 = 1,35 \text{ nH}$ et $C17 = 1,4 \text{ pF}$ est en accord avec la résonance mesurée avec l'oscilloscope 6 GHz (voir figure 2-18). Il faut

noter que le modèle simplifié de la décharge déterminé par des ajustements successifs des paramètres d'arc (inductance, capacité et résistance variable) fournit des résultats qui sont en accord avec ceux présentés dans des travaux antérieurs [PAI 99]. Aussi, les résultats de la simulation montrent que les éléments parasites, introduits dans la simulation numérique, ne peuvent pas limiter le temps de montée des impulsions de l'ordre de 100 ps.

Une simulation similaire a été réalisée afin de reproduire le comportement du générateur lorsque la longueur de la ligne de formation est fixée de manière à délivrer des impulsions de 610 ps à mi-hauteur. Les conditions expérimentales sont : $d = 0,8$ mm, $P = 40$ bar et $V_{\text{appliquée}} = 40$ kV. Certains éléments parasites (L16, L19, C13, C14, C15) demeurent inchangés ; par contre, les autres paramètres (L14, C7, T7 et les paramètres de la décharge) sont à modifier de façon à prendre en compte ces nouvelles conditions expérimentales :

- la ligne de transmission d'impédance 50Ω (T7) mesure maintenant 6 cm de long; de ce fait, les valeurs de sa capacité et de son inductance sont, respectivement, 6 pF et 15 nH ;
- les éléments parasites présents à l'entrée du générateur sont différents lorsque l'on modifie la longueur de la ligne de formation (par exemple $C7 = 4,3$ pF) ;
- les paramètres de la décharge sont à ajuster en fonction de la distance inter-électrodes et du courant traversant l'intervalle. Les nouvelles valeurs des paramètres d'arc sont $L12 = 3,25$ nH, $C17 = 1,15$ pF et $R_{\text{on}} = 3,5 \Omega$.

Ces résultats sont présentés figure 2-28.

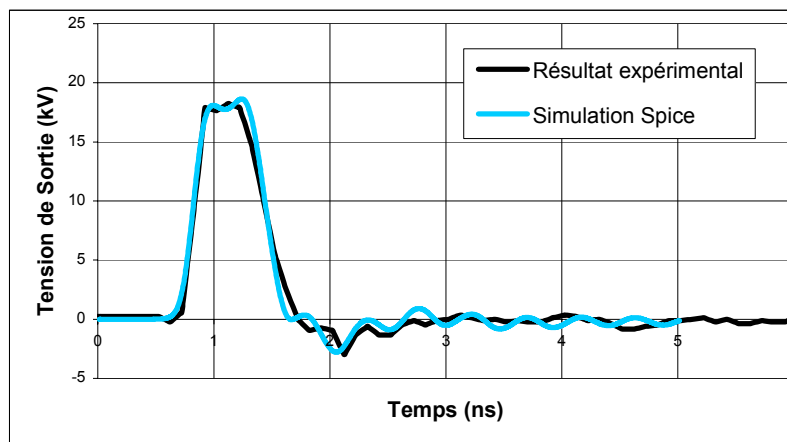


Figure 2-28: Comparaison entre les résultats expérimentaux et théoriques de la tension mesurée (impulsion de 610 ps de durée à mi-hauteur)

On constate, également, un excellent accord entre les impulsions expérimentale et simulée.

2.4.2.2 - Analyses statistiques de Monte Carlo

Une analyse paramétrique montre la sensibilité des résultats de la simulation à tous les paramètres (principalement les inductances et les capacités parasites du circuit ainsi que les paramètres de la décharge). Une analyse de Monte Carlo calcule la réponse du circuit aux changements des valeurs aléatoires de tous les paramètres pour lesquels une tolérance a préalablement été spécifiée (30 % dans les simulations numériques suivantes). L'allure de l'impulsion (de durée 870 ps) apparaît comme étant dépendante des valeurs des éléments parasites et des paramètres de la décharge (figure 2-29).

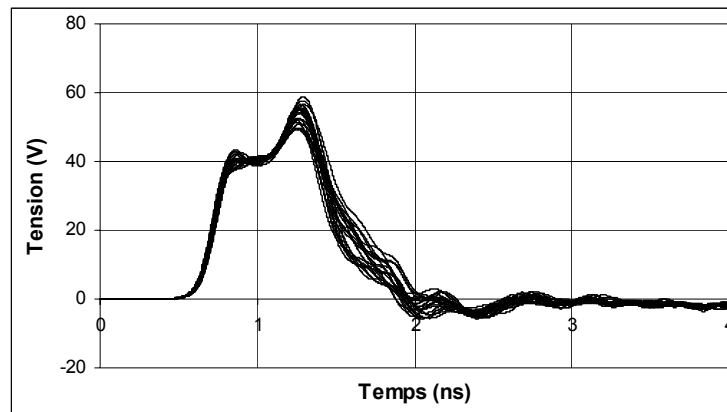


Figure 2-28: Analyse statistique de Monte Carlo avec une tolérance de 30 % sur les paramètres de la décharge et sur les éléments parasites du circuit (20 simulations sur l'impulsion de 870 ps de durée)

Grâce à une analyse statistique de Monte Carlo portant sur deux groupes d'éléments parasites, on peut remarquer que le temps de montée des impulsions est lié aux paramètres de la décharge (L12 et C17) et que la capacité parasite d'entrée C7 est déterminante pour la valeur du temps de descente. La valeur de la résistance Ron joue un rôle mineur sur la détermination du temps de montée mais influe de façon notable l'amplitude de l'impulsion.

Plus précisément, il apparaît que :

- une tolérance de 30 % sur les éléments parasites du dispositif de génération (i. e. L14, C7, L16 et C15) induit une dispersion de 15 % environ au niveau du temps de descente de l'impulsion (figure 2-30) ;
- une tolérance de 30 % spécifiée uniquement sur les paramètres d'arc (i. e. L12, C17, Ron et Roff) modifie, à la fois, la valeur de temps de montée et l'amplitude de la résonance de 5 % environ (figure 2-31). Etant donné que cette sensibilité aux modifications des paramètres d'arc est de 30 %, le modèle simplifié de la décharge électrique est ici suffisant

pour reproduire, de façon correcte, l'allure temporelle de l'impulsion même si nous ne sommes pas en mesure de justifier physiquement les paramètres d'arc que nous utilisons.

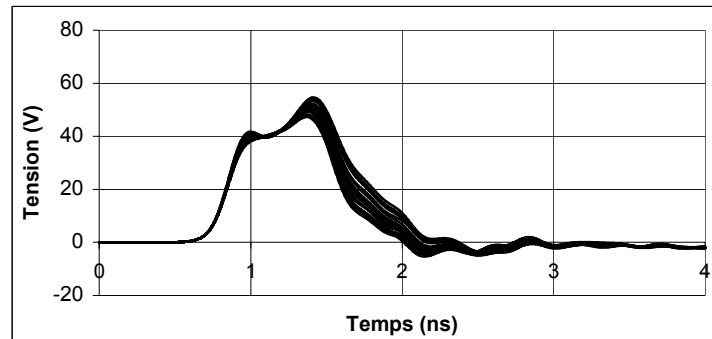


Figure 2-30: Analyse statistique de Monte Carlo avec une tolérance de 30 % spécifiée uniquement sur les éléments parasites du circuit (20 simulations sur l'impulsion de 870 ps de durée)

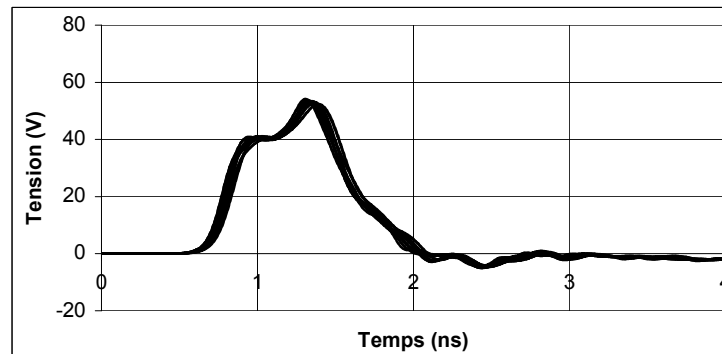


Figure 2-31 : Analyse statistique de Monte Carlo avec une tolérance de 30 % spécifiée uniquement sur les paramètres de la décharge (20 simulations sur l'impulsion de 870 ps de durée)

Pour conclure, le modèle SPICE du générateur complet est validé grâce à une bonne concordance entre résultats expérimentaux et théoriques. Une analyse de Monte Carlo a permis de mettre en évidence l'impact d'une variation de chaque groupe d'éléments parasites sur l'allure de l'impulsion :

- les éléments parasites d'entrée (C7 et L14) peuvent limiter le temps de descente parce que le coefficient de réflexion n'est pas égal à 1 du fait de la présence de la capacité de l'intervalle inter-électrodes (C7) à l'entrée ;
- les paramètres de la décharge électrique influencent la valeur du temps de montée. Ils doivent être optimisés dans le but d'accéder à des impulsions ayant une largeur de bande maximale. Cette optimisation consiste essentiellement à diminuer la distance inter-électrodes et à augmenter la pression du gaz dans l'éclateur.

2.5 - Conclusion du chapitre

Nous avons présenté, dans ce chapitre, la réalisation et la caractérisation du générateur d'impulsions HT ultra brèves et de la sonde de tension associée.

A partir de structures de lignes 50Ω et d'un éclateur à hydrogène pressurisé, nous avons pu atteindre deux des caractéristiques les plus contraignantes du cahier des charges du CELAR, à savoir : un temps de montée de l'onde de tension voisin de 100 ps et une amplitude de 30kV. Le réglage de la largeur à mi-hauteur n'a pas posé de problème majeur et la question des résiduels après l'impulsion principale a pu être solutionnée par le soin particulier que nous avons accordé aux adaptations d'impédances.

Nous avons également pu atteindre une fréquence de répétition de 2,5 kHz, valeur supérieure à ce qui est demandé. Par contre, le fait de travailler en mode relaxé, à partir d'une alimentation continue, a induit des fluctuations de $\pm 10 \%$ sur l'amplitude de la tension ($\pm 5 \%$ souhaité, $\pm 3 \%$ visé). Nous avons déjà soulevé ce problème au chapitre 1 et nous pensons le solutionner en attaquant le générateur par une alimentation pulsée à fronts raides. Cette méthode permettrait d'obtenir une meilleure reproductibilité et une meilleure stabilité des signaux en fréquence. Compte tenu du calendrier imposé par le CELAR, le LGE a mené de front deux réalisations d'alimentation pulsée : l'une utilisant un transformateur à lignes (présentée chapitre 2) ; l'autre réalisée par P. GRAULIERE dans le cadre de son mémoire CNAM et utilisant des générateurs de Marx à semi-conducteurs (chapitre 4.2.1). Chacune présente ses avantages et inconvénients (front plus ou moins raide, jitter plus ou moins faible, possibilité ou non de synchronisation...) et sera testée lorsque le projet sera plus avancé.

Notons, pour terminer, que le point faible de ce chapitre réside dans le fait que nous ne sommes pas en mesure d'expliquer pourquoi nous avons obtenu des fronts aussi rapides, c'est-à-dire d'analyser clairement quels phénomènes physiques régissent la rupture diélectrique dans le gaz. Cette carence nous a également gêné lors de la modélisation du commutateur avec le logiciel SPICE en ce sens que nous ne pouvons pas justifier les valeurs que nous avons prises pour modéliser l'arc. Heureusement, l'analyse statistique de Monte Carlo montre que le choix de ces paramètres n'est pas trop critique.

Chapitre 3
Transformateur à Lignes
de Transmission

3.1 - Position du problème

Ce chapitre est consacré aux deux dispositifs destinés à encadrer le générateur d'impulsions que nous venons de présenter :

- un amplificateur de tension côté amont ;
- un adaptateur d'impédances (balun) côté aval.

Ces deux dispositifs ont été regroupés dans ce même chapitre car, bien qu'ayant des rôles différents, ils sont basés sur le même principe. En effet, compte tenu des caractéristiques temporelles et des amplitudes des signaux que nous traitons, nous ne pouvons utiliser que des lignes de transmission, en l'occurrence des transformateurs à lignes de transmission (TLT). Comme les transformateurs classiques, les TLT peuvent servir à élever l'amplitude d'une impulsion en lui conservant ses caractéristiques temporelles ou à réaliser une adaptation d'impédances.

3.1.1 - Principe de fonctionnement d'un TLT

Un transformateur à lignes est constitué de N lignes identiques (la plupart du temps des câbles coaxiaux 50Ω) qui sont connectées en parallèle en entrée et en série en sortie. La figure 3-1 donne une représentation schématique d'un transformateur à lignes à N étages.

Chaque ligne a une impédance Z_0 et un temps de propagation τ_0 . Ainsi, les impédances d'entrée et de sortie du transformateur sont respectivement Z_0 / N et $N.Z_0$. La condition d'adaptation en sortie du transformateur est $R_{CH} = N.Z_0$ où R_{CH} est la résistance de charge ; il n'existe, alors, pas de réflexion en extrémité de lignes.

De plus, si l'impulsion d'entrée a une amplitude V , celle que l'on retrouve en sortie a, théoriquement, les mêmes caractéristiques temporelles (temps de montée, durée à mi-hauteur) et une amplitude $N.V$. L'amplification du TLT parfait adapté est, par conséquent, égale au nombre d'étages.

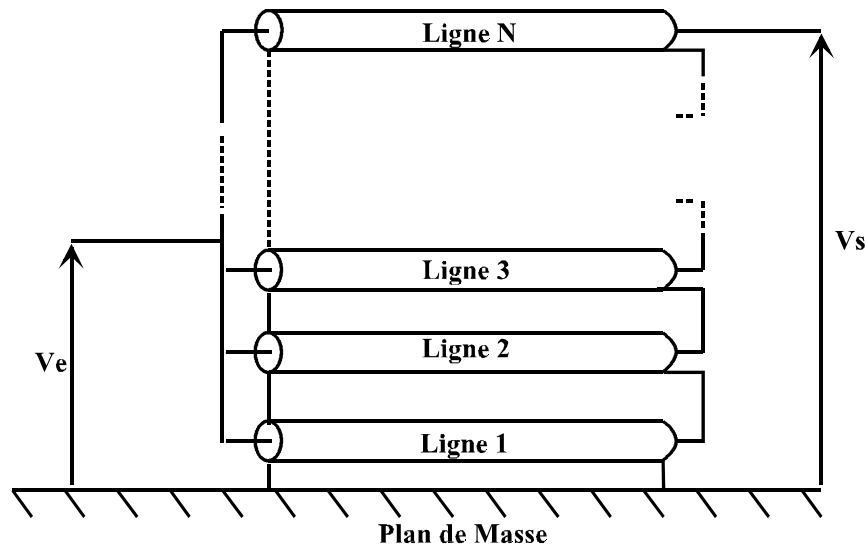


Figure 3-1 : Schéma de principe d'un TLT à N étages

Le problème majeur des TLT réside dans ce que l'on a coutume d'appeler les modes secondaires [SMI 97]. En effet, dans le cas général d'un transformateur à N étages, quand l'impulsion de tension atteint la sortie de chaque ligne, les tresses de masse (côté sortie) des câbles des N-1 lignes d'indices les plus élevés sont portées à des potentiels croissants, alors que les tresses des mêmes câbles, côté entrée, se trouvent à la masse. Etant donné que ces câbles sont, généralement, placés au dessus d'un plan de masse, ces N-1 lignes jouent, alors, le rôle de lignes de transmission secondaires entre les N-1 conducteurs extérieurs et le plan de masse. Sur chaque ligne de transmission secondaire, un mode secondaire se propage vers l'entrée où il est réfléchi vers la sortie. Pour obtenir des performances optimales du transformateur, il est évident que l'on veillera à minimiser, au mieux, les effets du mode secondaire qui se manifestent sur l'allure du signal de sortie par une détérioration du « plat » de l'onde due à des réflexions multiples. Le moyen le plus efficace consiste à augmenter la valeur de l'impédance secondaire de chaque ligne parasite.

Etant donné que le transformateur est réalisé dans l'air, l'impédance des lignes parasites sera, de fait, supérieure à l'impédance Z_0 des lignes utilisées pour construire le transformateur. De plus, le temps de propagation τ_2 , le long de ces lignes secondaires sera inférieur au temps de propagation τ_0 des lignes principales.

Si le système est réalisé de manière que l'impédance des modes secondaires soit très supérieure à Z_0 et le temps de propagation ($2.\tau_2$) soit supérieur à τ_0 , alors la présence des modes secondaires aura peu, ou pas, d'effet sur l'amplitude et l'allure de l'impulsion de sortie.

On voit donc que, dans le but d'obtenir des gains proches du maximum théorique, la construction matérielle du TLT devra être telle que l'impédance des modes secondaires soit aussi élevée que possible.

Selon Lewis [LEW 55], le schéma équivalent d'un TLT 4 étages, prenant en compte les lignes secondaires, est donné figure 3-2.

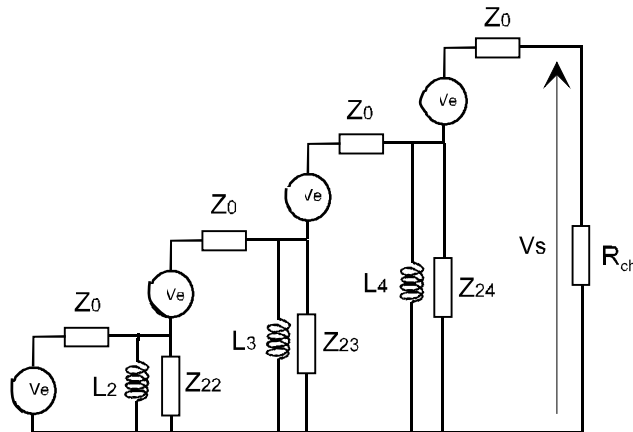


Figure 3-2 : Schéma équivalent d'un TLT 4 étages selon Lewis

Les impédances Z_{2i} prennent en compte la consommation d'énergie dans les lignes secondaires des trois derniers étages, et qui est perdue pour le système. Les inductances L_i caractérisent les inductances propres des tresses des lignes d'indice i et simulent la décroissance temporelle de la tension lors des multiples réflexions. Sans leur présence, ce schéma ne serait pas en mesure de faire apparaître cette décroissance.

On trouve, dans la littérature, des réalisations de TLT permettant d'atteindre des gains en tension de $0,9 \times N$ (où N est le nombre de câbles du transformateur à lignes) pour des générateurs à 4 ou 5 câbles. Au delà de 5 câbles, le gain tend à saturer pour les TLT à structure classique.

La première partie de notre travail a consisté à comprendre, analyser et quantifier les phénomènes de propagation parasites dans les lignes coaxiales. On a, ensuite, cherché à les supprimer au moyen de ferrites qu'il a fallu caractériser car nous les utilisons à des fréquences et des niveaux de tension (ou de courants) qui sortent des plages de caractérisation données par les constructeurs. Une modélisation expérimentale des ferrites dans un circuit transitoire dont les courants et les temps mis en jeu sont proches de ceux de notre application, a permis d'interpréter le comportement des ferrites dans ces conditions avant de les insérer dans le transformateur. Une simulation numérique des ferrites est comparée, dans ce circuit transitoire, aux résultats expérimentaux.

Ensuite, les mêmes ferrites sont introduits dans des transformateurs à 2, 4 ou 10 câbles. Les résultats expérimentaux obtenus sont, là encore, confrontés aux résultats de la simulation qui prend également en compte les modes parasites de propagation dans les TLT.

C'est cette même technique, utilisant des ferrites, qui est enfin appliquée à la réalisation du dispositif d'adaptation d'impédance large bande (balun) entre le générateur coaxial 50Ω et une antenne bifilaire de type Ciseaux $150 / 200 \Omega$ conçue à l'IRCOM de Limoges.

3.1.2 - Etat de l'art

3.1.2.1 - Optimisation du gain en tension

Lewis [LEW 55] a recensé différentes solutions permettant d'améliorer le gain en tension de TLT. Il propose, par exemple, de maintenir les câbles rectilignes et d'enfermer le tout dans un manchon coaxial mis à la masse. Cette technique diminue les capacités entre les câbles mais son inconvénient majeur réside dans l'encombrement du dispositif global.

Une autre solution consiste à bobiner les câbles autour de tores magnétiques afin d'augmenter les valeurs des inductances des conducteurs de la ligne qui en font partie. Le problème provient, alors, du fait que des capacités parasites sont créées entre les spires. De plus, comme l'inductance est proportionnelle au carré du nombre de spires, cette proposition nécessite une grande longueur de câbles.

Avec ces méthodes visant à diminuer les effets des modes secondaires, les rendements en tension obtenus sont de l'ordre de 85%, les temps de montée de l'ordre de 60ns et les longueurs de câbles importantes. Par exemple, Wilson et Smith [WIL 86] ont utilisé un TLT à 4 étages ; ils ont obtenu un gain de 3,4 et un temps de montée de 50 ns. De même, Wilson et al. [WIL 89] ont utilisé 5 câbles de 40 mètres chacun et ont obtenu un gain de 4,5 et un temps de montée de 60 ns.

D'autres travaux ont permis à Graneau et al. [GRA 96] d'obtenir un gain voisin de 10 alors qu'ils ont utilisé 10 câbles pour un temps de montée de 60 ns. Cependant, les câbles, qu'ils ont enroulés autour de noyaux de ferrites, mesurent 110 m et représentent un volume important ($1,5 \text{ m}^3$ environ). Ce système est donc, à la fois, lourd et encombrant.

En utilisant une poudre de Fer pour minimiser les effets du mode secondaire, Rivaletto [RIV 97] obtient un gain en tension de 3,75 pour 4 étages grâce à l'apport conjugué du matériau magnétique et d'un bobinage (câbles de 20 m). Son prototype permet de délivrer une

tension de sortie de 120 kV et 13 J. Le temps de montée des impulsions est de 30 ns et la durée à mi-hauteur de 130 ns.

3.1.2.2 - Réalisation d'adaptateurs d'impédances

Pour associer des dispositifs électroniques qui n'ont pas la même impédance, il est pratiquement toujours nécessaire d'intercaler, entre eux, un dispositif d'adaptation d'impédances. C'est le problème qui se pose entre notre générateur 50Ω et l'antenne Ciseaux 200Ω de l'IRCOM.

Un deuxième problème vient s'ajouter à cela : pour attaquer les deux brins de l'antenne nous devons disposer de signaux symétriques.

Il nous faut donc réaliser un balun dont le principe correspond, en fait, à celui d'un transformateur à point médian (figure 3-3a). Du fait des limitations fréquentielles des transformateurs classiques, nous allons utiliser un TLT à deux étages (figure 3-3b) dont le fonctionnement, compte tenu de ce que nous avons vu précédemment, est évident.

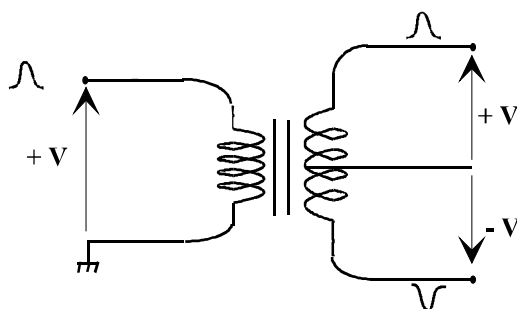


Figure 3-3a : Schéma de principe d'un transformateur à point médian

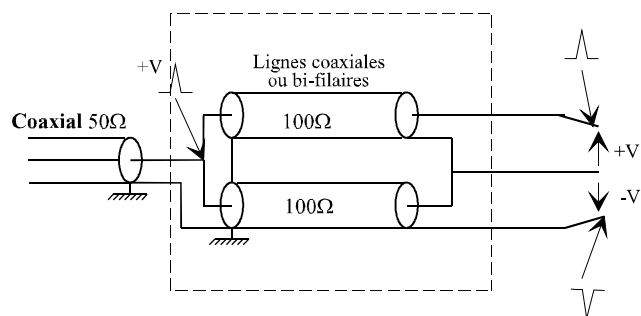


Figure 3-3b : Schéma de principe de la symétrisation et de l'adaptation d'impédances 1 : 4 utilisant un TLT

La littérature, trouvée sur le sujet, n'est pas abondante et souvent ancienne. Elle décrit des transformateurs rapides en donnant quelques informations sur les coefficients de réflexion, les pertes en transmission, les méthodes de caractérisation ou la sélection de matériaux magnétiques.

Reprenant le principe décrit ci-dessus, Talkin et Cuneo [TAL 57] ont réalisé un balun 1 : 4 ($90 \Omega / 360 \Omega$). Ils mesurent, notamment, l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence : $Z_{in} = 90 \pm 4 \Omega$ de 1 MHz à 250 MHz. Une caractérisation temporelle et fréquentielle a également été réalisée :

- de bons résultats ont été obtenus lors d'une réponse à une impulsion de 5 ns de temps de montée,
- lors d'une étude fréquentielle, la bande passante (-3 dB) a été évaluée : elle est comprise entre 50 kHz et 400 MHz,

De même, Ruthroff [*RUT 59*] reporte la réalisation de montages inverseurs, de transformateurs d'impédances et de baluns 1 : 4 ayant un faible encombrement. Il caractérise ses réalisations en mesurant les pertes d'insertion :

- d'un montage inverseur ayant une bande passante de 57 kHz à 1 GHz (-3 dB). Il utilise, ici, des ferrites dont le diamètre extérieur est de 2,5 cm et la perméabilité d'environ 3000 en basses fréquences ;
- d'un balun 1 : 4 dont la bande passante est comprise entre 200 kHz et 700 MHz. Les mêmes ferrites sont utilisés.

En utilisant toujours le même principe, Winningstad [*WIN 59*] décrit un balun 50 Ω / 200 Ω dont le temps de réponse minimal est de 500 ps (700 MHz) et la durée maximale des impulsions de 500 ns. Le coefficient de réflexion est inférieur ou égal à 0,05 et le gain en tension est supérieur à 0,95 dans la bande de fréquences considérée. Il utilise des câbles coaxiaux de 100 Ω enroulés autour d'un tore de ferrite rectangulaire. Il caractérise son balun en transitoire, ce qui lui permet l'observation des réflexions et la localisation spatiale des discontinuités. Cependant, à cette époque, les oscilloscopes étaient limités à 500 ps.

Enfin, Booth [*BOO 89*] reporte la réalisation de TLT qui sont largement utilisés au Lawrence Livermore National Laboratory. Les principales spécifications de ces TLT sont les suivantes :

- temps de montée aussi rapides que 100 ps ;
- bande passante à -3 dB de 100 kHz à 8 GHz ;
- impédances d'entrée et de sortie variant de 2 à 200 Ω ;
- rapports de transformation d'impédance aussi élevés que 36 : 1 ;
- rendements supérieurs à 90 % sur une large bande de fréquence ;
- possibilité d'utilisation de signaux de sortie jusqu'à 4 kV et 150 A ;
- durée des impulsions variant de 100 ps à 1 μ s.

Une comparaison des TLT et des transformateurs classiques est présentée (isolation en continu, rapports de transformation, bande de fréquence, capacité de fonctionner avec des puissances importantes).

Le fonctionnement d'un TLT dépend, en premier lieu, des propriétés des lignes de transmission utilisées. Pour obtenir de meilleures performances, Booth utilise des lignes coaxiales semi-rigides à très faibles pertes.

Pour supprimer les effets des courants secondaires, il utilise des ferrites hautes fréquences qui doivent être efficaces dans le domaine du GHz. Il recommande l'utilisation de ferrites comme Ferroxcube 3E2A qui sont enfilés autour des lignes semi-rigides pour des transformateurs à bande étroite centrée en haute fréquence. Pour réaliser des TLT à large bande, les câbles coaxiaux doivent être enroulés autour de tores de ferrites afin de fournir une impédance importante dans le circuit (augmentant considérablement la fréquence de coupure basse du dispositif). Cette amélioration en basses fréquences réduit, généralement, l'efficacité en hautes fréquences car des lignes plus longues doivent être utilisées pour les enroulements. Un compromis doit alors être trouvé.

Roberts [ROB 57] utilise une technologie particulière pour réaliser des baluns $50 \Omega / 70 \Omega$ dont les bandes passantes sont comprises entre 400 kHz et 100 MHz. Il utilise deux câbles RG 58 U dont les tresses forment une ligne de transmission parallèle d'impédance 70Ω . La longueur de cette ligne fait $1/4$ de la longueur d'onde du centre du domaine de fréquences considérées (ex : $f = 10 \text{ MHz}$, $\lambda = 30 \text{ m}$, $l = 7,5 \text{ m}$). Le schéma de principe de cette réalisation est présenté figure 3-4.

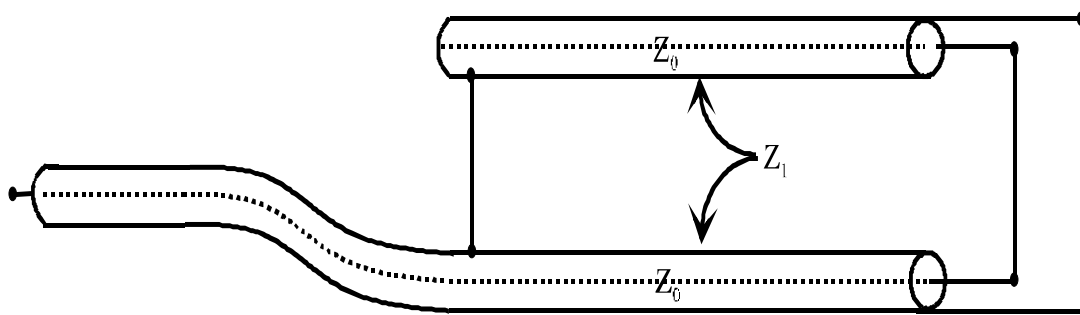


Figure 3-4 : Schéma de principe du balun de Roberts ($Z_0 = 50 \Omega$ et $Z_1 = 70 \Omega$)

Dans cette technologie, la bande passante augmente avec le rapport de l'impédance de sortie sur l'impédance d'entrée : un balun de ce type est particulièrement intéressant pour une application nécessitant un rapport de transformation élevé. Cependant, cette solution nécessite des longueurs de câbles considérables si la fréquence de travail est basse comme dans cette réalisation.

Pour déduire les pertes d'insertion du balun, il mesure les pertes d'insertion de deux baluns identiques montés tête-bêche. Les pertes d'un seul balun correspondent alors à la moitié de l'atténuation totale. Elles sont de l'ordre de 1 dB de 20 MHz à 70 MHz.

Nous reviendrons sur ces mesures de pertes lorsqu'il faudra caractériser nos réalisations. A ce propos, à partir de baluns de même structure que celui de Roberts mais à bandes de fréquences étroites centrées sur 1,2 GHz et 1,7 GHz, Kawana et al. [KAW 91] confrontent deux méthodes de caractérisation. La première est une méthode appelée « standard » effectuée en chambre anéchoïde : deux cornets sont placés en émission et en réception puis on remplace le cornet de réception par l'antenne soumise au test. L'impulsion rayonnée dans l'axe est mesurée ; les pertes du balun de l'antenne soumise au test sont alors déduites. La seconde méthode d'investigation consiste en une connexion directe de deux baluns identiques à tester. Le coefficient de transmission est alors mesuré. Les pertes du balun sont de l'ordre de 1 dB à 1,7 GHz et l'erreur d'estimation entre les deux méthodes est inférieure à 0,2 dB.

Shu et al. [SHU 91] présentent la fabrication, la caractérisation et la modélisation d'un balun ultra large bande à base de lignes micro rubans. Ce balun est composé d'un diviseur résistif (splitter 6 dB) comprenant 3 résistances de $16,67 \Omega$ de tolérance très serrée, de deux lignes micro rubans fabriquées en gravant une plaquette composite de téflon recouverte de cuivre double face. L'originalité consiste en une « jonction d'inversion de phase » sur une des deux lignes : le conducteur de masse devient, progressivement, le conducteur principal (et vice versa). Aussi, un connecteur spécifique adapte le câble coaxial d'entrée aux lignes micro rubans du balun. Le schéma de principe est présenté figure 3-5.

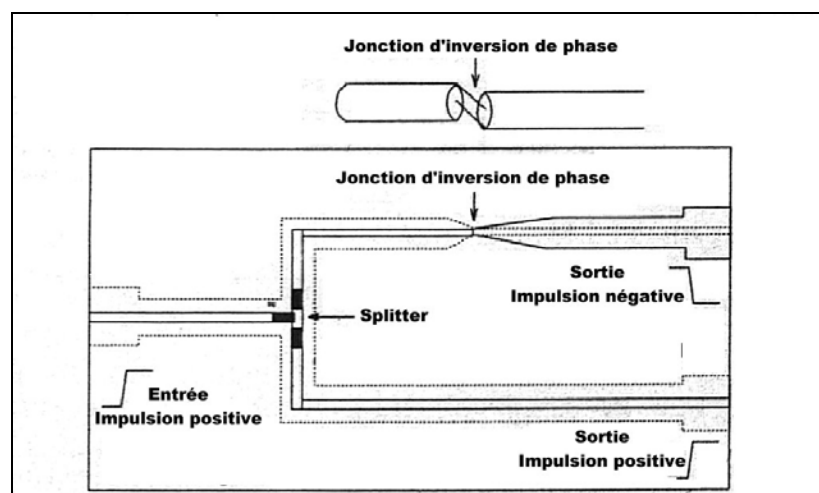


Figure 3-5 : Schéma de principe du balun de Shu et al.

La bande passante est comprise entre 2,5 MHz et 4,5 GHz. En effet, des mesures à l'analyseur de réseau ont permis d'évaluer les coefficients de réflexion ($S_{11} < -15$ dB jusqu'à 4,5 GHz) et de transmission ($S_{21} < -10$ dB jusqu'à 5 GHz).

Les principaux désavantages de cette réalisation résultent des faibles puissances pouvant transiter dans le balun.

Une modélisation, en transitoire et en fréquentiel, sur le logiciel SPICE prend en compte les quatre principaux lieux de discontinuités qui sont la cause de la limitation fréquentielle. Dans cette simulation, seuls des éléments discrets de type R, L et C et des lignes de transmission sont utilisés. Une bonne concordance avec les résultats expérimentaux est démontrée.

La société PSPL, distribuée en France par Armexel, commercialise un splitter différentiel 11 GHz (-3 dB) [AND 99]. Une impulsion d'amplitude + V est envoyée sur le connecteur SMA 50 Ω côté entrée. On récupère, en sortie, deux impulsions symétriques d'amplitudes + V/2 et -V/2 sur deux connecteurs SMA 50 Ω . La bande passante, à -3 dB, est comprise entre 5 kHz et 11 GHz. La tension maximale admissible est de 50 V. Les pertes d'insertion (S_{21}) varient de -6,5 dB en basses fréquences jusqu'à -10 dB à 10 GHz. Les pertes de retour (S_{11}) sont de -15 dB à 5 GHz.

Le principe général de fonctionnement est présenté figure 3-6.

Le transformateur de rapport 1 est la propriété de PSPL et aucune information sur sa composition ou sur sa réalisation n'est reportée sur la note d'application.

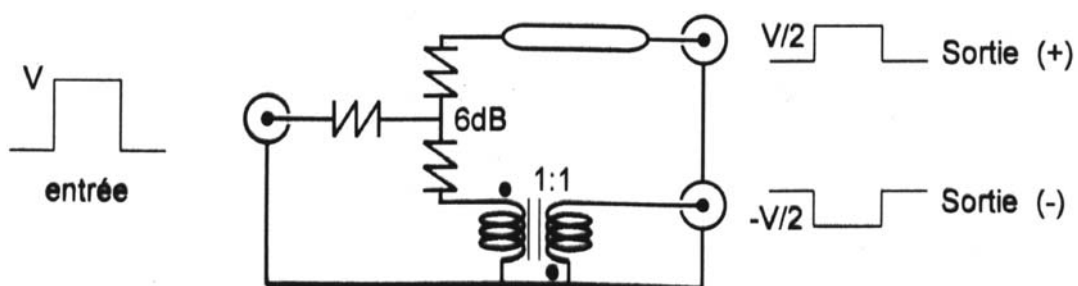


Figure 3-6 : Schéma de principe du balun PSPL 11 GHz

Revenons à notre application. Les antennes équipant, actuellement, le démonstrateur PULSAR sont munies de baluns 50 Ω / 200 Ω réalisés par la société EUROPULSE (figure 3-7).

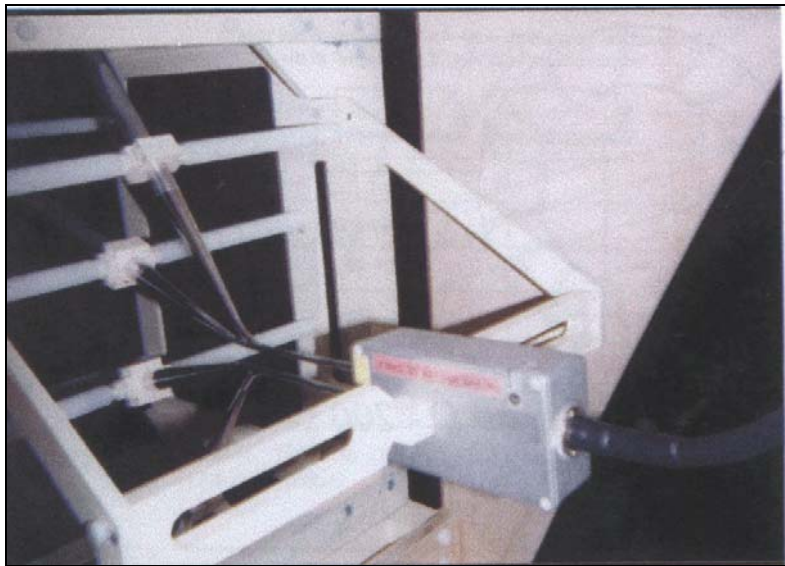


Figure 3-7 : Balun 50Ω coaxial / 200Ω bifilaire réalisé par la société EUROPULSE

Les caractéristiques de ce balun sont reportées sur le tableau suivant :

Tension d'entrée	Jusqu'à 15 kV
Impédance d'entrée	50Ω
Impédance de sortie	Antenne Ciseaux $\approx 150 / 200 \Omega$
S_{11} (balun + antenne)	< -10 dB de 100 MHz à 2,5 GHz < -15 dB de 180 MHz à 1,8 GHz
Connecteur d'entrée	N mâle modifié
Connectique de sortie	Fiches bananes (diam = 4 mm)
Longueur du câble de raccordement	500 mm
Dimensions du boîtier métallique (mm)	$180 \times 100 \times 60$

Aucune publication n'est disponible au sujet de ces réalisations. Toutefois, on peut penser que le principe est celui décrit figure 3-3b utilisant des lignes bifilaires 100Ω enroulées, en sens inverses, autour d'un même tore de ferrite. Les connexions ont du être particulièrement soignées afin de ne pas dégrader des fronts aussi rapides que 140 ps (2,5 GHz) et de permettre à la puissance de transiter dans le balun. Un schéma de principe de cette réalisation, supposée, est présenté figure 3-8.

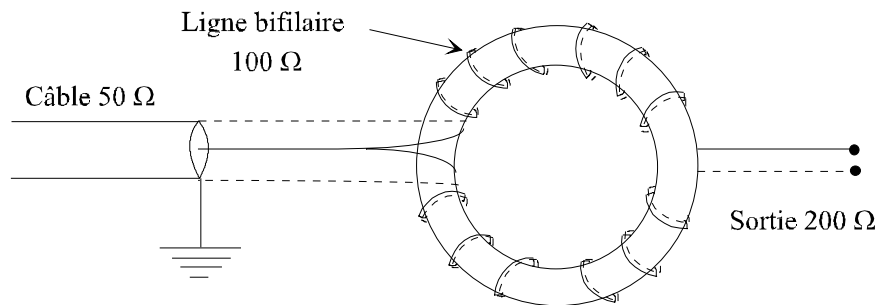


Figure 3-8 : Principe de la réalisation du balun EURO-PULSE 50 Ω / 200 Ω

3.1.3 - Technologie utilisée

La solution que nous envisageons est également basée sur le principe du TLT deux étages avec l'utilisation de tores de ferrites. Des câbles coaxiaux seront enfilés à travers des ferrites (ou enroulés autour de ferrites) dans le but d'augmenter, au maximum, l'impédance du mode secondaire. Cette technique devrait permettre d'utiliser des câbles courts afin d'améliorer la compacité et la bande passante. Si une attention particulière est portée au niveau des connexions entre les diverses lignes, la fréquence de coupure haute de ce type de transformateur devrait pouvoir atteindre plusieurs GHz.

3.2 - Optimisation du gain en tension [PEC 99]

Les essais visent à obtenir une évolution linéaire du gain du TLT en fonction du nombre de câbles utilisés. L'étude a été effectuée sur des transformateurs de 2, 4 et 10 étages. Des ferrites ont été utilisés ; leur rôle est de diminuer les effets parasites des modes secondaires de propagation sur les conducteurs extérieurs des lignes de transmission. Un paramétrage portant sur l'influence du type, du nombre ou de la position de différents ferrites est réalisé. Ces ferrites ont été choisis en prenant en compte deux principaux paramètres : les valeurs maximales des courants parcourant les conducteurs extérieurs des lignes et les fréquences de ces courants. Les tensions de sortie du TLT et les courants secondaires sont mesurés systématiquement.

3.2.1 - Dispositif expérimental

Dans tous les cas, la source de tension continue utilisée est une alimentation haute tension dont les caractéristiques sont une tension maximale de 30 kV et un courant de 5 mA.

Plusieurs technologies sont disponibles pour générer des créneaux de tension avec des temps de montée brefs et une durée fixée. L'une d'entre elles consiste à utiliser un générateur Blumlein : ce générateur permet de créer une impulsion rectangulaire dont les propriétés temporelles sont fixées par construction. Le principe général d'un tel générateur (figure 3-9) est basé sur l'utilisation de deux lignes de transmission identiques alimentées par une source continue V_{HT} . L'extrémité d'une des lignes est reliée à la masse et l'extrémité de l'autre est raccordée à un interrupteur S_W .

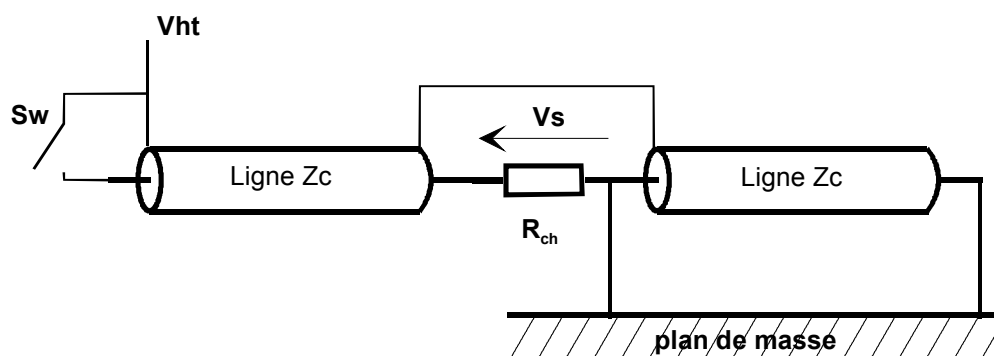


Figure 3-9 : Principe du générateur Blumlein

Les deux lignes sont ainsi alimentées à une tension V_{HT} . Le dispositif est mis en action en commutant un éclateur à air S_W à l'instant $t = 0$: une impulsion de tension parcourt alors la ligne 1 (figure 3-9). Quand l'impulsion atteint l'extrémité un temps τ_C plus tard (qui correspond au temps de propagation dans la ligne), une impulsion est produite dans la charge. L'impulsion de tension en sortie V_S a, dans ce cas, une amplitude V_{HT} et une durée $2.\tau_C$. Ce fonctionnement est détaillé dans la Thèse de M. Rivaletto [RIV 98].

Ces générateurs Blumlein peuvent être réalisés au moyen de lignes ou d'éléments discrets. Ils ont été utilisés pour alimenter des TLT à 2 et 4 étages.

Un générateur Blumlein à éléments discrets ($V_S = 15$ kV, $R_{ch} = 12,5 \Omega$, $\tau = 30$ ns, $\theta = 130$ ns, $E = 2,3$ J où R_{CH} est l'impédance de sortie, τ le temps de montée, θ la durée de l'impulsion et E l'énergie) est utilisé, pour commencer, avec le TLT 4 étages [RIV 98]. Ce générateur est constitué de 70 condensateurs de 250 pF et les inductances sont donc distribuées tout le long de la ligne de transmission.

Il présente un avantage indéniable au niveau de la compacité. En effet, pour avoir une même durée ($\theta = 2.\tau_C = 130$ ns), la longueur des câbles coaxiaux permettant la construction du générateur Blumlein à lignes équivalent serait de 13 mètres environ.

Néanmoins, la bande passante de ce type de générateur à éléments discrets est limitée, dans le domaine fréquentiel, parce que le temps de montée n'est pas satisfaisant. Ce temps, voisin de 30 ns, est principalement déterminé par le temps de fermeture du commutateur à gaz et par la réponse caractéristique d'une ligne de transmission.

Le TLT à 2 étages sera également attaqué par ce générateur Blumlein à éléments discrets, légèrement modifié en vue de son adaptation.

Pour les essais sur le TLT à 10 étages, l'impulsion d'entrée est générée en déchargeant trois câbles coaxiaux d'impédance 15Ω montés en parallèle afin d'avoir une impédance d'adaptation de 5Ω pour le TLT.

Trois TLT (2, 4 et 10 étages) ont donc été construits en utilisant des câbles coaxiaux 50Ω (type RG 213U). La longueur des câbles (1 ou 1,5 mètre) dépend du type de tests développés. Les transformateurs présentent donc, respectivement, des impédances d'entrée de 25, 12,5 et 5Ω et des impédances de sortie de 100, 200 et 500Ω .

Les charges, adaptées à chacun de ces transformateurs, sont réalisées en utilisant des résistances liquides qui présentent la propriété d'être stables dans le domaine de fréquences considérées.

Une représentation schématique du dispositif complet est présentée sur la figure 3-10 :

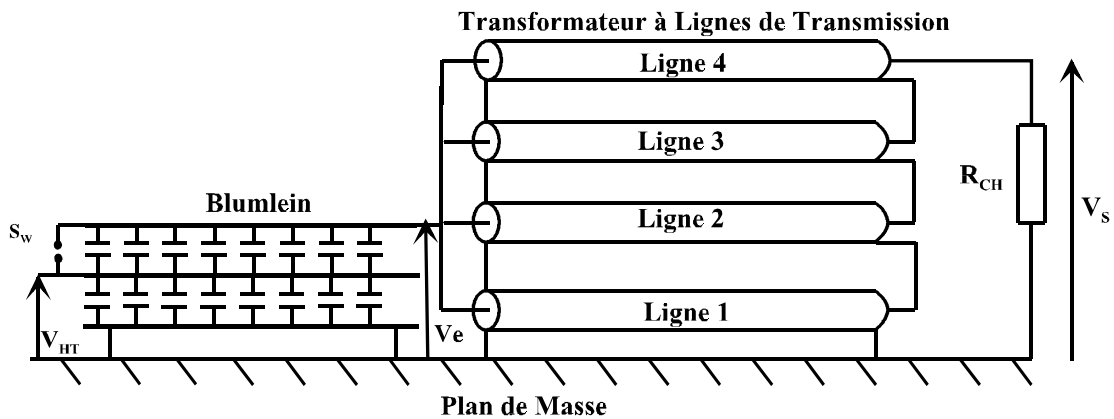


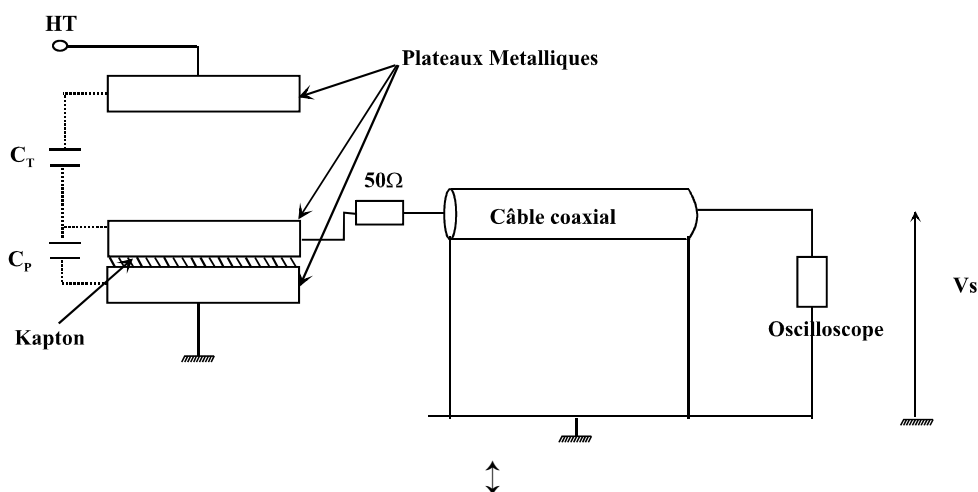
Figure 3-10 : Principe du transformateur à lignes à 4 étages

Les tensions sont mesurées à l'aide d'une sonde Tektronix (40 kV, 100 MHz) ou d'un diviseur capacitif développé au laboratoire (400 kV, 300 MHz) (figure 3-11). Ce diviseur est constitué de deux condensateurs en série (C_P et C_T). Le condensateur C_T (quelques picofarads) est une capacité à air dont les armatures sont formées par deux plateaux en regard. Le condensateur de pied ($C_P = 2nF$) comprend la capacité interne du diviseur et la capacité du câble de connexion à l'oscilloscope. C_P doit être aussi grand que possible, c'est pourquoi une fine feuille (50 μm) de Kapton ($\epsilon_r = 3,5$) fait office de diélectrique pour la capacité interne du diviseur. Le rapport de division du dispositif est donné par l'équation suivante :

$$k = \frac{V_S}{V_e} = \frac{C_T}{C_T + C_P} \quad (3-1)$$

où V_e est la tension à mesurer et V_s la tension obtenue par le diviseur.

Ce rapport de division est ajusté en fonction de la distance entre les plateaux.



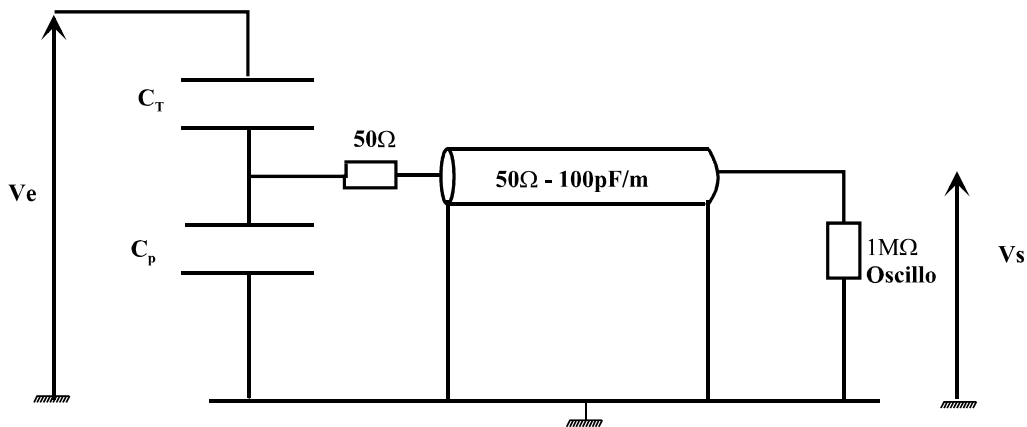


Figure 3-11 : Représentation schématique du diviseur capacitif
(tension maximale appliquée de 400 kV, bande passante de 300 MHz)

Les courants de tresses sont mesurés au moyen d'une sonde Pearson Electronics. Cette sonde est couplée à un dispositif optoélectronique [MOR 96] dans le double but d'éviter les interférences parasites et de découpler le circuit de mesure de l'oscilloscope. La bande passante de ce système est de 30 MHz. Ce principe est présenté sur le schéma 3-12 :

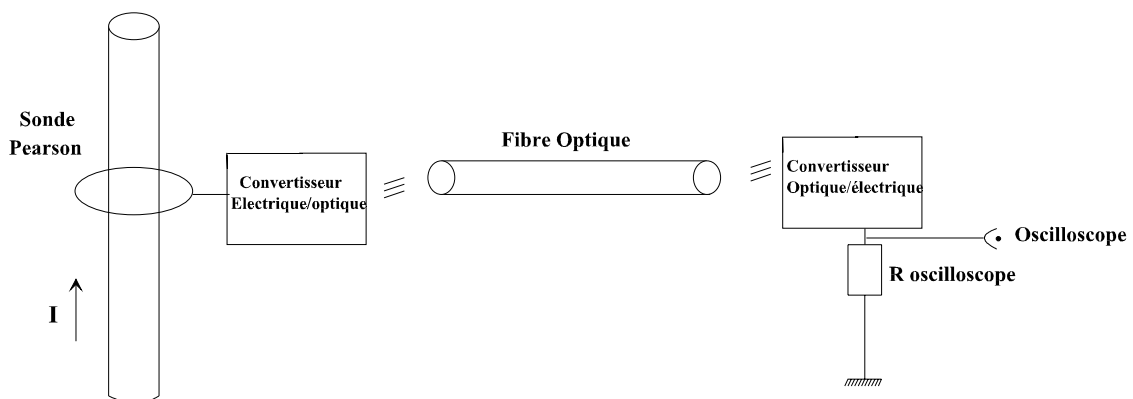


Figure 3-12 : Système optoélectronique de mesure du courant
 I : courant parcourant le conducteur métallique

3.2.2 - Transformateurs à lignes à 4 étages sans ferrite

Le but est de réaliser un TLT classique avec un nombre d'étages limité (4) afin d'évaluer et de modéliser ses pertes dues aux lignes secondaires.

Le système est composé du générateur Blumlein à éléments discrets (15 kV ; 12,5 Ω ; 30 ns ; 130 ns ; 2,3 J) et d'un transformateur à lignes de transmission de 4 câbles 50 Ω de 1,5 mètre. La résistance de charge est une résistance de 200 Ω . Le système est donc, a priori, adapté.

L'originalité de notre montage, par rapport au schéma de principe de la figure 3-10, réside dans le fait que la tresse de masse de la ligne 1, côté sortie, n'est pas connectée à la

masse. On peut alors considérer la sortie comme flottante. De cette manière, l'impédance caractéristique des lignes parasites entre les différentes tresses et le plan de masse est considérablement augmentée comme on le verra au paragraphe 3.2.2.3.

3.2.2.1 - Analyse des courants de tresses

Les courants de tresses sur chaque ligne du TLT sont déterminés expérimentalement. La figure 3-13 présente les courants secondaires (I_1 et I_2) mesurés sur les conducteurs extérieurs des lignes 1 et 2.

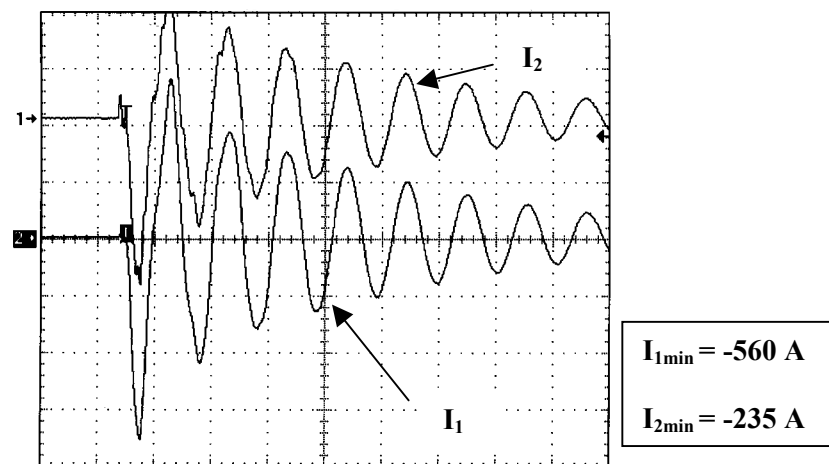


Figure 3-13 : Evolution temporelle des courants sur les conducteurs extérieurs des lignes 1 et 2 pour un Transformateur à Lignes de Transmission à 4 étages sans ferrite

Voie 1 : 80 A / div

Voie 2 : 160 A / div

Echelle de temps : 500 ns / div

On note, sur les enregistrements, des oscillations qui sont typiques de la décharge d'une capacité dans un circuit RL. La fréquence de ces oscillations (1,8 MHz) correspond à la fréquence de résonance de l'inductance du câble de 1,5 mètre de long (375 nH) avec la capacité totale du générateur Blumlein (21 nF). Les valeurs minimales (I_{1min} et I_{2min}) sont respectivement de -560 A et -235 A sur les lignes 1 et 2. Les mêmes mesures ont été réalisées sur les conducteurs extérieurs des lignes 3 et 4 : l'allure des impulsions de courant est la même et les amplitudes maximales (I_{3max} et I_{4max}) sont respectivement 190 A et 590 A. Au cours de ces tests, on retrouve, approximativement, des valeurs d'amplitudes égales sur les lignes opposées : $-I_{1min} = I_{4max}$ et $-I_{2min} = I_{3max}$. Les courants secondaires les plus forts sont ceux qui traversent les conducteurs extérieurs des lignes 1 et 4. Une attention particulière sera portée sur ces deux lignes.

3.2.2.2 - Mesure du gain en tension

La faible performance au niveau du gain en tension ($A_v = 2,7$ alors que 4 était théoriquement attendu) est présentée sur la figure 3-14. De plus, l'effet des modes secondaires de propagation se manifeste par une forte distorsion des impulsions : les réflexions des modes secondaires causent une chute du « plat de l'impulsion » (diminution de plus de 30 % de la largeur à mi-hauteur de l'impulsion). En effet, lorsque le Blumlein est correctement adapté, il délivre des « créneaux » de 130 ns de durée, comme on peut le constater figure 3-21.

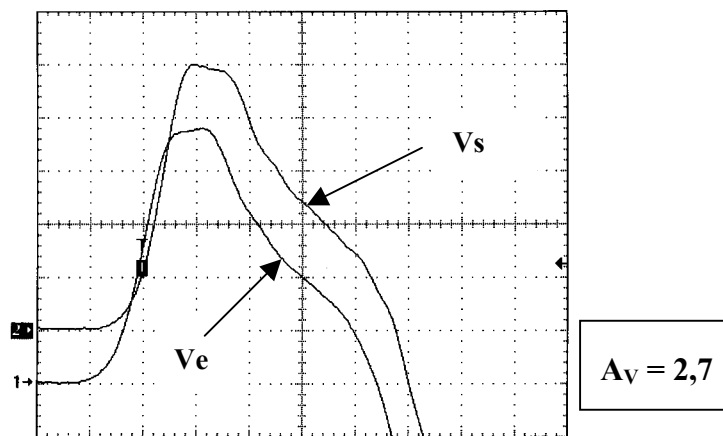


Figure 3-14 : Amplitudes des tensions d'entrée et de sortie pour un Transformateur à Lignes de Transmission à 4 étages sans ferrite en fonction du temps
 Voie 1 : 2 kV / div
 Voie 2 : 5 kV / div
 Echelle de temps : 25 ns / div

L'ensemble de ces résultats a donc permis de mettre en évidence les effets des courants parasites sur le gain en tension : le courant qui parcourt la charge diminue du fait de l'importance de la valeur des courants secondaires. C'est un résultat connu mais que nous souhaitons quantifier sur un exemple précis afin de le modéliser et de travailler à son optimisation.

3.2.2.3 - Modélisation des lignes secondaires de propagation [PEC 01B]

La présence des lignes secondaires parasites dans les TLT demeure le problème principal. Un analyse complète de leurs effets dans un TLT dont le nombre de lignes est élevé peut s'avérer complexe car, dans la plupart des systèmes réels, les impédances des $N-1$ modes secondaires d'un TLT N étages ne sont pas identiques.

Prenons, pour fixer les idées, l'exemple du TLT 2 étages de la figure 3-15. On voit, par exemple, côté sortie de la ligne principale 1, qu'un courant est réinjecté sur la tresse de masse de la ligne principale 2. Ce courant, perdu pour la charge, est à l'origine de la chute du gain en tension. De plus, tout se passe comme si deux nouvelles lignes de transmission étaient connectées à la sortie de la ligne 1 : la première, notée T_{1M} , reflète l'interaction de ce courant de tresse avec le plan de masse et la deuxième T_{21} l'interaction avec la tresse de la ligne 2. C'est cet effet que Lewis (figure 3-2) avait cherché à traduire par des éléments discrets (Z_{2i} , L_i) et que nous avons préféré simuler par des lignes.

Or, le logiciel SPICE, utilisé pour cette modélisation, ne prend pas en compte, dans sa conception originelle, la présence des lignes secondaires et fournit un résultat parfait très différent de la réalité. En conséquence, il est nécessaire d'ajouter ces lignes secondaires à la sortie des lignes principales et de connecter leurs sorties à la masse par l'intermédiaire de faibles résistances (R_{ij} et R_{iM}). C'est ce que nous faisons, figure 3-15, dans notre modèle SPICE.

Bien que cela ne soit pas le cas dans la réalité, nous avons rajouté, au cours de la simulation, une inductance de valeur élevée (L_M) à la sortie de la ligne T_{1M} pour référencer la tresse de cette ligne à la masse. Si la valeur de L_M est supérieure à $40 \mu\text{H}$, cet artifice ne modifie pas, aux bornes de R_{LOAD} , la tension transitoire qui nous intéresse. La valeur de l'inductance est donc fixée à $100 \mu\text{H}$ dans les simulations.

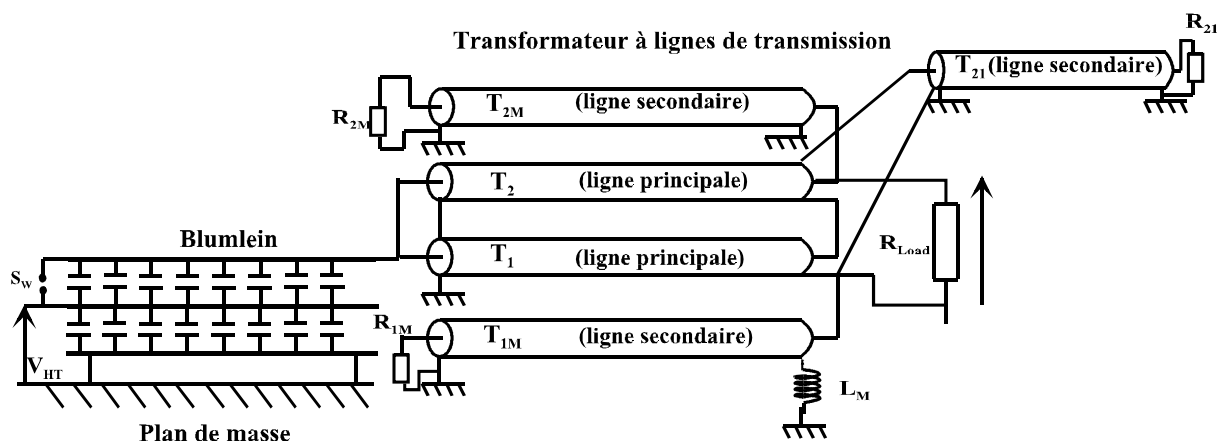


Figure 3-15 : Schéma de principe de la modélisation SPICE pour un TLT 2 étages prenant en compte les effets des modes secondaires de propagation

Par définition [SHI 85], l'impédance caractéristique Z_{ij} , en ohms, de deux lignes i et j de diamètre d espacées d'une distance D est donnée par l'expression :

$$Z_{ij} = 119,9 \times \ln \left(\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} \right) \quad (3-2)$$

Pour une distance constante d'environ 2 centimètres entre deux lignes voisines, cette impédance est d'environ 160 Ω .

De même, l'impédance caractéristique Z_{iM} , en ohms, de la ligne i de diamètre d située à une hauteur h d'un plan de masse s'écrit :

$$Z_{iM} = 59,95 \times \ln \left(\frac{2h}{d} + \sqrt{\left(\frac{2h}{d}\right)^2 - 1} \right) \quad (3-3)$$

Dans des configurations classiques, Z_{iM} a typiquement une valeur de 100 à 200 Ω et varie peu avec la hauteur du câble par rapport au plan de masse puisque cette impédance dépend logarithmiquement de la hauteur. Dans notre configuration, le plan de masse, limité au Blumlein, est plus éloigné du transformateur. C'est pourquoi, nous avons utilisé l'équation (3-3) en considérant que les lignes sont à une distance de 50 cm par rapport à ce plan de masse. L'impédance des Z_{iM} est alors de 315 Ω pour chaque ligne secondaire.

Dans le cas d'une isolation gazeuse, les valeurs des constantes de propagation dans les lignes principales (τ_0) et dans les lignes secondaires (τ_2) sont respectivement de 5 ns.m⁻¹ et 3,3 ns.m⁻¹.

3.2.2.4 - Simulation du TLT à 4 étages sans ferrite

On cherche, ici, à valider les valeurs des impédances des modes secondaires et des temps de propagation par une comparaison des résultats expérimentaux obtenus pour le TLT 4 étages classique avec ceux de la simulation.

Pour la simulation SPICE du générateur Blumlein, les inductances sont distribuées le long des lignes de transmission. La valeur des inductances discrètes utilisées associée est de 9,5 nH chacune. Une bonne concordance entre les résultats simulés et expérimentaux a été obtenue. L'amplitude est de 15 kV, la durée à mi-hauteur de 130 ns et le temps de montée est limité à 30 ns (Blumlein adapté sur une résistance).

Le gain en tension obtenu par la simulation de l'ensemble générateur Blumlein / TLT 4 étages (et ses lignes secondaires) est présenté figure 3-16. Les durées à mi-hauteur et à la base ainsi que les amplitudes sont en bon accord à celles obtenues expérimentalement.

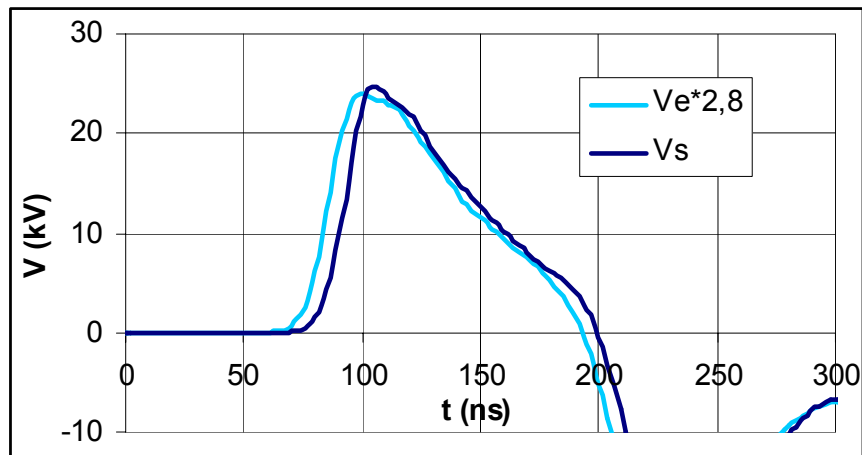


Figure 3-16 : Simulation avec le logiciel SPICE des tensions d'entrée et de sortie d'un TLT 4 étages sans ferrite alimenté par le générateur Blumlein 15 kV, 130 ns

3.2.3 - Les ferrites dans les applications haute tension

La perte d'énergie due à la propagation d'ondes dans les lignes secondaires définies dans les systèmes HT comme le TLT ou les systèmes d'adaptation d'impédances (balun) se révèle d'autant plus pénalisante que l'impédance de ces lignes est faible en regard de la charge d'adaptation du système : le rendement est meilleur quand l'énergie perdue dans les modes secondaires est faible, c'est-à-dire que l'impédance présentée par les lignes secondaires est élevée.

Résoudre le problème en chargeant ces lignes secondaires par des éléments selfiques ou résistifs localisés peut être une solution. Par contre, en hautes fréquences, à partir de 10 MHz, les éléments parasites capacitifs viennent réduire la valeur de l'impédance localisée présentée. Ainsi, dans le but de conserver un bon rendement, même pour des signaux qui comportent des fréquences élevées, il convient de charger les lignes secondaires par de fortes impédances. De plus, une contrainte supplémentaire vient s'ajouter à cette contrainte fréquentielle : les tensions et courants que doivent supporter les composants sont généralement élevés (> 10 kV et > 100 A). L'introduction de tores de ferrites, sur un des deux conducteurs de la ligne secondaire, va nous permettre de réaliser cette fonction.

3.2.3.1 - Présentation des ferrites

Les matériaux ferrites sont des matériaux ferrimagnétiques essentiellement connus pour leur forte résistivité (de l'ordre de 10^6 fois supérieure à celle des métaux) et la présence d'une

aimantation à saturation du fait de l'anti-parallélisme des moments magnétiques entre sous-réseaux, généralement plus faible que celle présentée par les autres matériaux magnétiques.

- Dans la cadre de nos applications où la stabilité en température est acquise, les propriétés magnétiques des ferrites sont communément données au travers des perméabilités initiale (μ_i) et d'amplitude (μ_a). La perméabilité initiale, significative pour les petits signaux ($B < 5 \cdot 10^{-3}$ T), doit être remplacée, dans nos applications, par la perméabilité d'amplitude, qui dépend du matériau, de l'amplitude du champ appliqué et de la fréquence [LCC 97]. Le problème est que μ_a est donné en fonction de \hat{H} : c'est μ_i qui est spécifié en fonction de la fréquence.

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \times \frac{\hat{B}}{\hat{H}} \quad (3-4)$$

avec μ_0 la perméabilité du vide.

- le cycle d'Hystérésis est généralement donné à bas niveaux, pour des fréquences également basses, de l'ordre de la dizaine de kHz. Le point de fonctionnement classique du matériau magnétique suivant le cycle d'Hystérésis ne sera, ici, qu'indicatif dans la mesure où on impose au matériau de très fortes variations de champ magnétique en un temps très faible (quelques dizaines de nanosecondes).

- De même, à forte induction, le matériau est caractérisé par la donnée des pertes, communément appelées pertes totales, qui sont connues lorsque la valeur de l'induction dépasse quelques pour-cent de l'induction à saturation ($B > 10^{-2}$ T). Par analogie avec les pertes bas niveau, ces pertes sont la partie dissipative de la perméabilité d'amplitude. Elles s'expriment directement en W / m^3 ou W / kg et leur valeur est estimée, très approximativement, par l'équation (3-5) :

$$P_L = K \cdot f^m \cdot \hat{B}^n \quad (3-5)$$

où K est une constante du matériau, f la fréquence, \hat{B} l'induction de crête et m et n deux constantes comprises, respectivement, entre 1,3 et 1,6 et entre 2 et 2,6. Il faut noter que cette approximation n'est valable que dans des plages de fréquence et d'induction limitées, centrées sur les conditions préférentielles d'utilisation de chaque matériau [BEU 90].

- La permittivité des ferrites peut également être importante ; elle est supérieure à 10^3 pour les ferrites de Mn - Zn et de l'ordre de la dizaine pour les ferrites Ni - Zn.

3.2.3.2 - Utilisation des ferrites dans le domaine de la haute tension

Des tores de matériau ferrite, placés autour d'un conducteur central, peuvent donc être utilisés dans nos applications pour constituer un dipôle d'impédance élevée. Cependant, des précisions sur le comportement des ferrites dans nos conditions particulières de forts courants et de fréquences de signal élevées doivent être données :

- une propriété caractéristique des ferrites est de posséder une perméabilité initiale relative μ_i pratiquement constante jusqu'à une fréquence de coupure (f_c). Ces deux grandeurs varient en sens inverse, de sorte qu'on peut considérer le produit $\mu_i \times f_c$ comme un facteur de qualité sensiblement constant à l'intérieur d'une famille de compositions. Ce produit vaut 800 pour les ferrites Ni - Zn et 4000 pour les Mn - Zn. Cette loi est connue sous le nom de limite de Snoek. Il en est de même pour la perméabilité d'amplitude. La fréquence de coupure est donc un paramètre intrinsèque au matériau qui limite son efficacité en fréquence.

Cependant, on peut remarquer qu'en considérant la définition de la susceptibilité complexe ($\mu = \mu' - j.\mu''$), la valeur moyenne de la puissance instantanée fournie au matériau magnétique par un champ en $a.\cos(\omega t)$ est donnée par l'équation (3-6) :

$$\langle P \rangle = \frac{1}{2} \mu_0 . \omega . \mu'' . a^2 \quad (3-6)$$

avec ω la pulsation ($\omega = 2\pi f$).

Cette valeur moyenne, non-nulle et positive, correspond à une dissipation au sein du matériau : μ'' est alors significatif des pertes magnétiques. On les définit ainsi par une tangente de pertes :

$$\tan(\delta_m) = \frac{\mu''}{\mu'} \quad (3-7)$$

La composante imaginaire μ'' devient très importante à la fréquence de coupure quand la valeur de μ' décroît et elle étend son action plus haut en fréquence [PEU 00]. Ainsi, le module de la perméabilité magnétique des ferrites s'étend au delà de la fréquence de coupure généralement prise comme fréquence limite de fonctionnement.

- la valeur de la perméabilité d'amplitude chute avec la valeur du champ magnétique par phénomène de saturation. La saturation est donnée pour les fréquences basses (< 100 kHz) ; elle se produit pour des valeurs de champ H élevées à plus hautes fréquences, mais les données fabricant ne le mentionnent pas. L'emploi des ferrites est donc, ici, limité dans une application classique en champ H appliqué, c'est-à-dire en courant maximum admissible.

Dans le cas où un dipôle est constitué par un tore de matériau ferrite placé autour d'un conducteur central, la composante réelle μ' induit sur l'impédance créée (Z_S) une composante selfique (L_S) importante jusqu'à la fréquence de coupure tandis que μ'' induira une composante résistive (R_S) plus haut en fréquence.

$$Z_S = R_S + jL_S\omega \quad (3-8)$$

$$\text{où : } L_S = \mu' c \quad (3-9) \quad R_S = \mu'' c \omega \quad (3-10)$$

avec $c = \mu_0 \times \frac{A_e}{l_e}$ (A_e : section efficace du tore, l_e : longueur efficace).

La valeur de cette impédance sera, malheureusement, d'autant moins importante que le courant sera élevé.

3.2.3.3 - Choix des matériaux ferrites pour notre application

Dans l'optique de proposer une impédance de valeur maximum sur la plus large bande de fréquence possible, on a choisi d'associer deux familles de composés complémentaires en fréquence de coupure, en valeur de perméabilité et en valeur de champ menant à saturation. Pour des raisons de commodité d'écriture, ces deux types de ferrites seront classés A et B dans la suite du chapitre.

Type	Matériau	f_c (MHz)	μ_i	H_s (A / m)
A	3F4 de chez Philips <i>[PHI 98]</i>	5,5 MHz	900	400
B	B1 de chez LCC <i>[LCC 97]</i>	1,5 MHz	2500	350

Le matériau dont la fréquence de coupure est la plus haute a été choisi avec une longueur efficace plus grande pour que la saturation intervienne pour des valeurs de courant plus importantes dans le circuit (l_e (B1) = 0,16 m et l_e (3F4) = 0,26 m).

Intéressons nous maintenant au comportement de ces matériaux ferrite face à l'application rapide d'un fort champ magnétisant caractéristique de nos applications.

3.2.3.4 - Ferrites dans le cadre de notre application : simulation expérimentale

Pour notre application, les impulsions de courant, le plus souvent générées, ont des temps de montée plus rapides que 30 ns et des amplitudes supérieures à quelques centaines d'Ampères. Dans ces conditions extrêmes, il convient d'étudier comment les données techniques disponibles en basses fréquences (pour de fortes valeurs de champs, $\mu_a(\hat{H})$), ou pour de faibles champs magnétiques (en fonction de la fréquence, $\mu_i(f)$) peuvent s'extrapoler.

Un montage permettant de recréer ce type d'impulsion de courant a donc été réalisé : un condensateur ($C_1 = 1,7$ nF) est chargé à quelques kV, puis déchargé dans une résistance pure R_1 de 50Ω . Le schéma du montage est présenté sur la figure 3-17 où L_1 représente la self-inductance du circuit et C_2 sa capacité parasite.

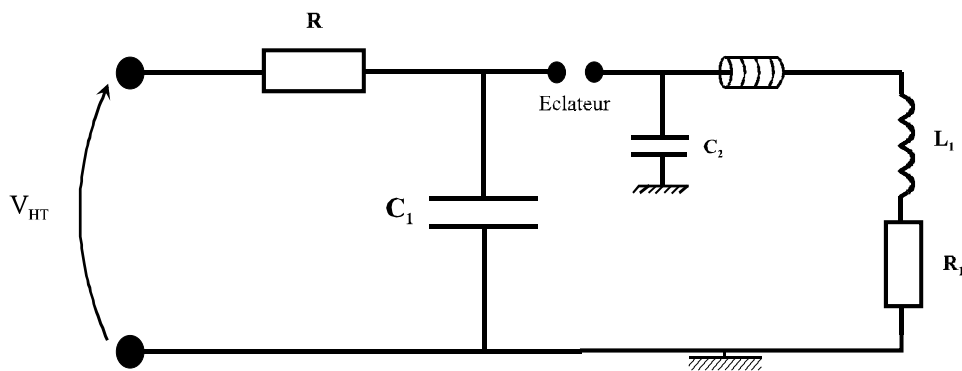
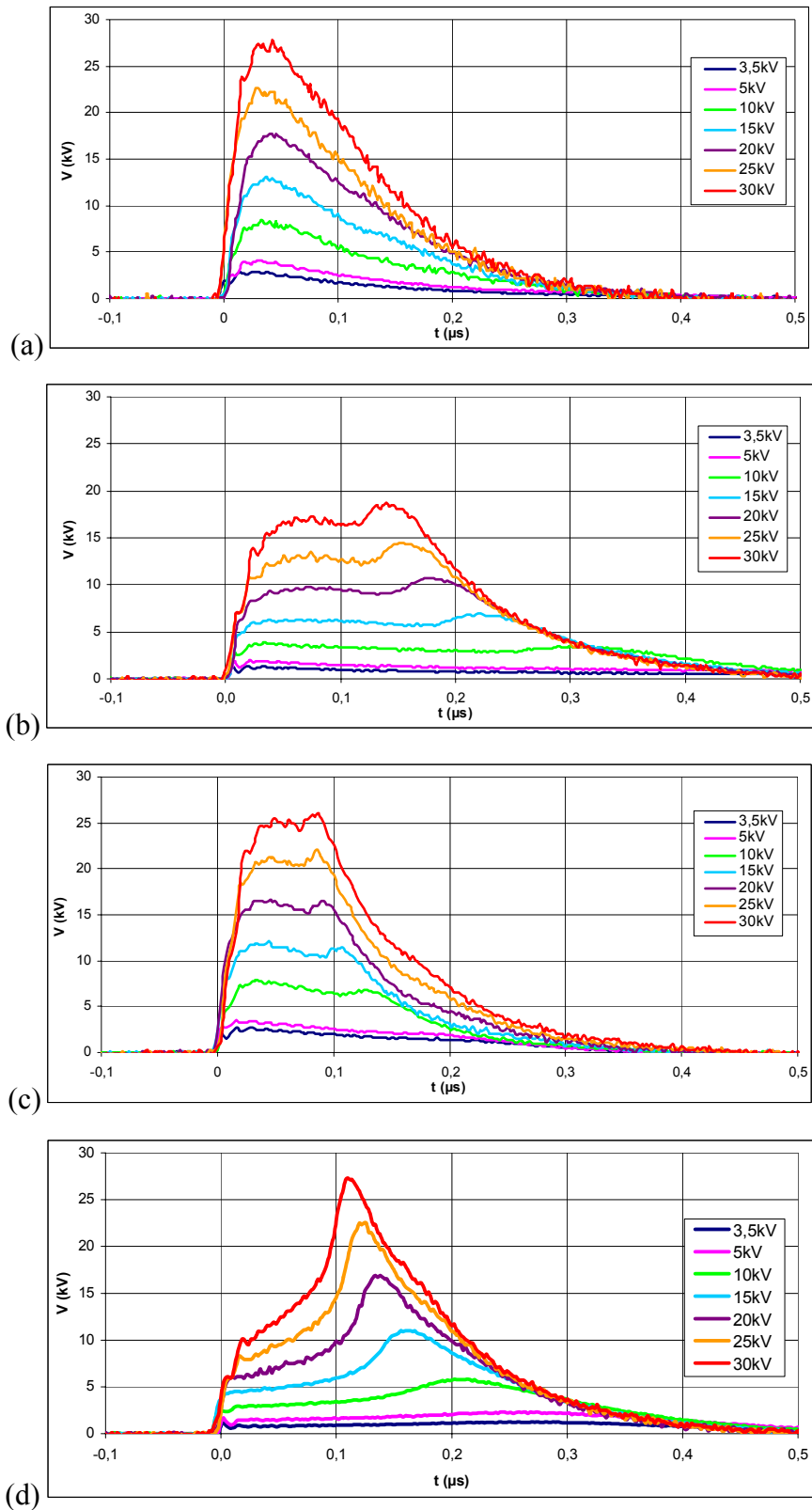


Figure 3-17 : Dispositif expérimental pour caractériser des ferrites dans des conditions proches de notre application

Tant que la condition (3-11) est respectée, l'impulsion traversant la charge est bi-exponentielle.

$$\left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2 > \frac{1}{L_1 C_1} \quad (3-11)$$

Des tores de ferrites sont ensuite rajoutés dans le circuit pour venir modifier les valeurs des résistances et d'inductance totales du circuit. Les modifications de la réponse du circuit peuvent alors être analysées en fonction de la tension appliquée au condensateur de charge. Les impulsions de courant générées sont présentées pour les deux types de matériau magnétiques (A et B), pour 2 et 10 tores, en paramétrant la tension de charge de 3,5 kV à 30 kV. Les tensions aux bornes de la résistance de charge sont présentées sur les figures 3-18 (a), (b), (c), (d).



Figures 3-18 : Evolutions de la tension de sortie du circuit transitoire pour diverses tensions appliquées ((a) 2 ferrites de type B, (b) 10 ferrites de type B, (c) 2 ferrites de type A, (d) 10 ferrites de type A)

Pour la description des impulsions de courant générées, 3 phases consécutives peuvent être mises en évidence :

- la première phase est limitée au temps de montée de l'impulsion. Le dI/dt mesuré est commun à toutes les impulsions : il est fixé par les paramètres du commutateur à air et seule l'amplitude atteinte peut varier ;
- une deuxième phase pendant laquelle le courant garde une amplitude constante, ou lentement variable ;
- une troisième phase, constituée d'une augmentation de courant et, éventuellement, d'un « overshoot », avant une décroissance rapide caractéristique de celle observée sur le courant lorsque aucun ferrite n'est inséré dans le circuit (avec la constante de temps $R_1.C_1$).

Quel que soit le nombre ou le type de tores de ferrites considéré, la valeur du courant atteinte pendant la première phase est une fonction linéaire de la tension appliquée. Le cas où 2 tores de ferrites de type B (figure 3-18a) sont placés dans le circuit est particulièrement significatif : l'impédance présentée par les tores est alors faible et, malgré l'amplitude élevée du courant, le circuit équivalent au tore de ferrite semble être purement résistif. La saturation n'intervient pas pendant la montée du courant et le rapport V/I observé est alors constant et vaut $54,5 \Omega$. Une approximation similaire peut également être faite pour le matériau de type A.

La phase 2 est particulièrement bien observée dans le cas où 10 tores de ferrites sont insérés dans le circuit (figure 3-18b et 3-18d). Même si la transition entre les phases 2 et 3 n'est pas vraiment marquée, on note cependant que cette durée est d'autant plus courte que la valeur du courant est grande. Pendant cette phase, les phénomènes observés dépendent de la tension appliquée ; le phénomène de saturation peut expliquer ce type de variations, notamment dans les cas présentés sur la figure 3-18d. Dans le cas du matériau de type B, l'allure du courant est, par contre, très similaire quelle que soit la tension appliquée et une loi linéaire, du même type que celle proposée pour la phase 1, peut également être suggérée. Il faut noter que cette deuxième phase n'apparaît pas sur les courbes de la figure 3-18a, où seulement 2 tores de ferrite de type B sont insérés dans le circuit ; on passe alors directement de la phase 1 à la phase 3.

La phase 3 est caractérisée par une augmentation de la valeur du courant avant une décroissance rapide typique de celle qui est observée lorsque les tores de ferrites sont absents du circuit.

Pour la phase 1, la similitude des réponses obtenues pour les fortes valeurs du courant pourra nous permettre d'envisager de modéliser le comportement des ferrites par un modèle linéaire. La phase 2 est plus complexe ; nous y reviendrons un peu plus tard.

Les tores de ferrite sont placés sur les lignes secondaires du TLT pour présenter une impédance importante pendant la durée de l'impulsion à mettre en forme. Les amplitudes des courants générés vont toujours mener à la saturation des tores de ferrite ; l'enjeu est donc d'exploiter les propriétés impédantes des matériaux magnétiques dans les phases 1 et 2 antérieures à cette saturation.

3.2.3.5 - Simulation numérique

Dans le but d'analyser plus en détail les étapes qui mènent à la saturation des ferrites, un modèle ultra-simplifié a été réalisé pour simuler la première phase de l'impulsion de courant induite par la décharge du condensateur. Ce modèle, développé avec le logiciel SPICE, sera d'abord présenté et ses limitations seront mises en évidence en comparant les résultats obtenus aux impulsions expérimentales.

3.2.3.5.1 - Description du modèle ultra-simplifié de ferrite

Le modèle est basé sur une représentation linéaire du dipôle composé d'un conducteur métallique central sur lequel est placé un tore de ferrite. Si on considère, en première approximation, que le cycle du matériau doux intervient peu dans notre problème où les signaux sont impulsionnels unipolaires, seule une modélisation de la saturation peut ensuite être considérée.

L'attention première a été portée sur le comportement en fréquence des matériaux magnétiques ; ainsi, la perméabilité peut être décrite comme un phénomène de relaxation des moments magnétiques dans un fluide visqueux constitué par le matériau. En introduisant un modèle de dispersion de Debye, la perméabilité relative peut être décrite en fréquentiel par :

$$\mu(\omega) = \mu'(\omega) - j\mu''(\omega) = \frac{A}{a + j\omega} \quad (3-12)$$

où A et a sont deux paramètres permettant d'approximer le comportement en fréquence du matériau. La description de la perméabilité pour de forts champs et en hautes fréquences n'est pas accessible facilement ; aussi les premières approximations vont se baser sur l'allure de μ_i en fréquence. Les avantages de cette modélisation sont :

- une prise en compte des pertes du matériau à la fréquence de coupure ;

- une formulation simplifiée compatible avec une modélisation circuit de type SPICE.

L'introduction de ce modèle de dipôle dans SPICE s'est faite à travers la définition d'une source de tension $e(t)$, fonction du courant $i(t)$, dont la description se fait dans le plan complexe (avec l'instruction LAPLACE) ; le calcul temporel fait intervenir une convolution :

$$e(t) = -\frac{s}{l} i(t) * \frac{d\mu(t)}{dt} \quad (3-13)$$

où s et l sont la section et la longueur moyenne du tore et $\mu(t)$ la perméabilité temporelle définie par la transformation de Fourier inverse : $B(\omega) = \mu(\omega).H(\omega) \rightarrow B(t) = \mu(t) * H(t)$. Ce formalisme prend en compte la causalité des signaux temporels en considérant que les parties réelles et imaginaires de la perméabilité décrite en fréquentiel sont liées : elles sont transformées de Hilbert l'une de l'autre. Le problème de cette description complète est que la perméabilité doit être approchée sur tout le spectre utile à la simulation d'impulsions temporelles. Cette approche a été réalisée en prenant en compte, pour la simulation, les variations des paramètres représentés pour le ferrite B1 sur la figure 3-19 (programme en annexe 1).

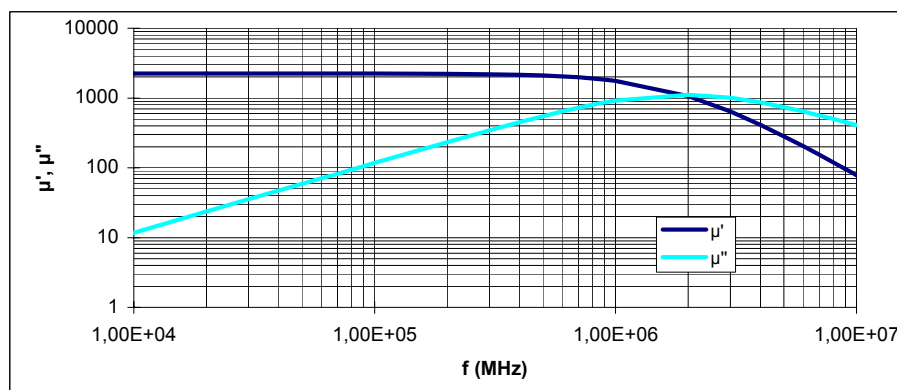


Figure 3-19 : Perméabilité complexe du ferrite B1 en fonction de la fréquence

La modélisation du comportement du tore de ferrite dans la phase 2, menant à la saturation, est une tâche difficile qui sort de l'objectif du travail présenté ici, celui-ci ne vise qu'à analyser, de façon aussi simple que possible, les résultats expérimentaux obtenus dans les configurations proches de celles rencontrées sur les dispositifs HT. En effet, il conviendrait de modéliser, à la fois, le comportement fréquentiel de la perméabilité, sa dépendance en fonction de l'amplitude du champ appliqué et du phénomène d'hystérésis (dépendant lui aussi de la fréquence). La prise en compte d'autres phénomènes comme le traînage magnétique peuvent également intervenir lors de l'application de forts gradients de champ.

La saturation sera modélisée par une variation non-linéaire de la perméabilité en fonction du courant. Son retard et son allure sont fixés, dans le modèle, en concordance avec les résultats expérimentaux obtenus dans des conditions similaires. Cette non-linéarité ne sera pas, ici, dépendante de la fréquence.

Le modèle de simulation mis au point est donc fortement limité à la description des phases 1 et 3, pour des valeurs de courants et de tensions typiques. Il ne sert, dans un premier temps, que comme aide à l'analyse des résultats expérimentaux obtenus dans le paragraphe précédent.

3.2.3.5.2 - Comparaison modélisation expérimentale / numérique

L'allure des courbes présentées dans la section 3.2.2.4 montre qu'un comportement linéaire pouvait être obtenu dans la phase 1 et, effectivement, le modèle décrit bien cette phase pour les deux matériaux considérés et pour des nombres de tores de ferrite différents.

En fait, les paramètres de description du matériau ont été choisis pour être en accord avec les résultats expérimentaux de la phase 1 et pour décrire de façon très globale le comportement durant la phase 2 dans la gamme des plus hautes tensions (celles qui correspondent, en fait, à nos applications). Le profil de saturation imposé au matériau a également été choisi pour donner des résultats approchant dans la gamme de tension haute.

Le comportement des ferrites a, jusqu'à maintenant, été observé dans le même circuit de décharge de condensateur. Dans le but de comparer leur comportement dans un circuit de décharge différent, un autre montage expérimental a été réalisé : les valeurs des composants ont été faiblement modifiées pour obtenir une impulsion de courant dont le temps de montée est plus court et dont la largeur à mi-hauteur est plus importante ($C_1 = 2 \text{ nF}$, $C_p = 250 \text{ pF}$, condensateur de peaking monté en parallèle sur les électrodes, $R_1 = 60 \text{ } \Omega$). Les résultats expérimentaux sont présentés sur les figures 3-20a et 3-20b où ils sont comparés aux résultats issus de la simulation numérique. Pour les deux types de ferrite, les résultats sont similaires dans les phases 1 et 3. Des pentes différentes sont, cependant, observées lors de la phase 2. Dans les deux cas, la phase 3 est déclenchée avec un retard plus important, mais pour la même valeur de courant. Des résultats supplémentaires, avec des ferrites différents, sont présentés en annexe 2.

Un compromis pour la description des phases 1, 2 et 3 a été trouvé, pour une gamme de courants élevés ($> 80 \text{ A}$). Il faut noter que les valeurs qui ont donné un accord acceptable avec les résultats expérimentaux sont compatibles avec celles fournies par le fabricant, en termes

de fréquence de coupure, de valeurs de perméabilité et d'amplitudes de champ conduisant à la saturation. Seuls la non-linéarité de la saturation et son temps de retard ont été directement tirés de l'expérimentation.

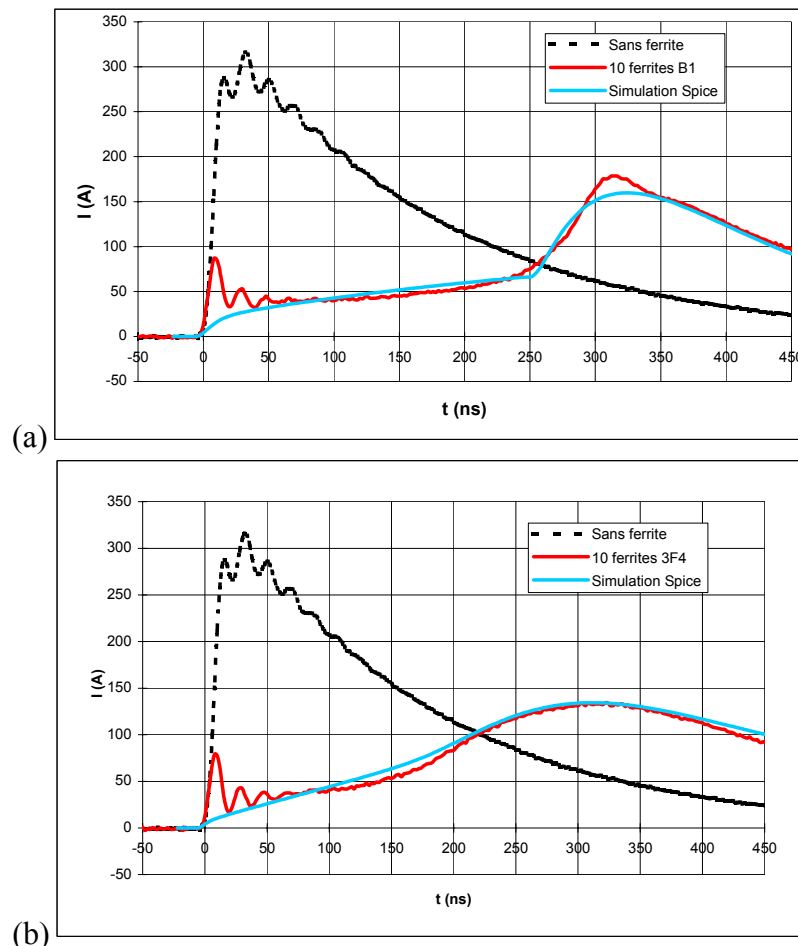


Figure 3-20 : Comparaison des allures des courants sans ferrite, avec 10 ferrites ((a)B1, (b)3F4) et simulation SPICE avec 10 ferrites du dispositif complet

Le modèle ultra-simplifié linéaire associé à une saturation simple donne, ainsi, une description grossière du comportement des ferrites dans les circuits mettant en jeu la saturation brutale des tores de ferrites. La précision obtenue est, cependant, jugée suffisante pour autoriser la tentative de simulation de systèmes HT plus complexes : sa validité n'est assurée que dans une plage d'utilisation donnée pour des amplitudes de courant élevées. Sachant que la phase 2 est non-linéaire, des retouches dans les paramètres décrivant les ferrites doivent se faire a priori et limitent ainsi sa portée prédictive sur une large gamme de variations du maximum de courant. De plus, le modèle n'a été optimisé que pour des formes de tensions et de courants impulsionnels ; il ne peut décrire de façon satisfaisante les applications classiques à fort courant harmonique.

3.2.4 – Transformateurs à Lignes de Transmission avec ferrites : résultats expérimentaux et modélisations [PEC 99 ; PEC 01B]

3.2.4.1 - TLT à 2 étages

Pour commencer, le but est d'optimiser le gain en tension en fonction du nombre de ferrites utilisés. Le système étudié comprend le générateur Blumlein construit avec des éléments discrets et un transformateur à lignes de 2 étages.

Les câbles coaxiaux du TLT présentent une impédance de 50Ω . Chaque câble mesure un mètre. Une résistance de 25Ω est connectée à la sortie du générateur Blumlein afin d'adapter le Blumlein et le TLT.

La charge est réalisée à l'aide d'une résistance liquide et sa valeur est fixée à 100Ω .

Le gain en tension augmente avec le nombre de ferrites. Il atteint sa valeur théorique pour un nombre donné de ferrites (ici 4) puis reste inchangé si le nombre augmente. Lorsque ce nombre de ferrites augmente, le plat de l'impulsion se reconstitue progressivement et atteint sa largeur maximale à partir de 8 ferrites. Ainsi, lorsque huit ferrites de chaque type (A et B) sont placés sur chaque ligne, le gain en tension est de 2 sans dégradation du plat de l'impulsion (figure 3-21).

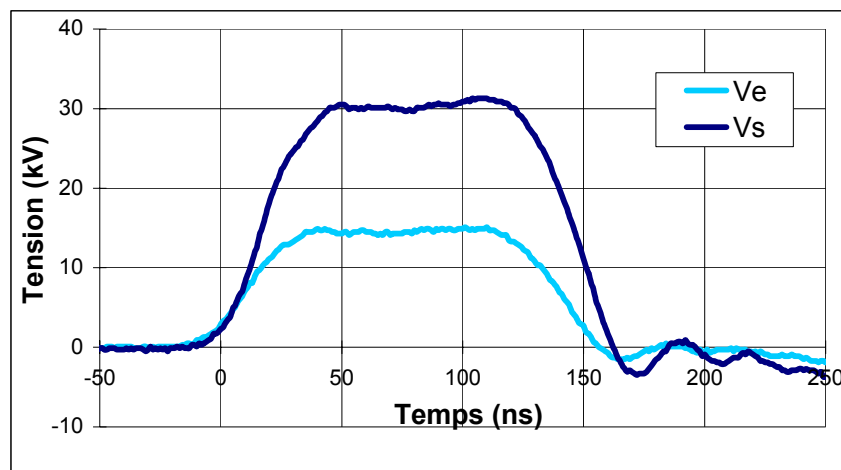


Figure 3-21 : Tensions d'entrée et de sortie pour un TLT à 2 étages en fonction du temps (8 ferrites de chaque type sur chaque ligne)

Pour une meilleure compréhension de l'effet des ferrites, la tension de sortie et les courants secondaires sur le conducteur extérieur de la ligne 1 sont mesurés lorsque la résistance d'adaptation est connectée (figure 3-22) et lorsque le Blumlein est désadapté (figure 3-23), c'est-à-dire lorsque la résistance de 25Ω est supprimée.

Les résultats expérimentaux sont comparés aux résultats d'une simulation SPICE qui prend en compte, à la fois, le comportement des différents ferrites et les modes secondaires de propagation du transformateur à lignes de transmission.

Au cours de la simulation, les paramètres des lignes secondaires sont les mêmes que ceux décrits dans le paragraphe 3.2.2.3. Le modèle des ferrites 3F4 et B1 (type A et B) décrit dans le paragraphe précédent est ajouté entre la sortie des lignes principales d'impédance Z_0 et l'entrée des lignes secondaires. Les paramètres sont les mêmes que ceux ajustés dans le circuit transitoire.

Une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et théoriques est obtenue.

Sur la figure 3-22, le courant n'atteint pas sa valeur de saturation. Les ferrites introduisent une impédance suffisamment importante dans les lignes secondaires. De cette manière, les courants de tresses diminuent. Ces courants ont une amplitude qui n'excède pas quelques ampères pendant la première impulsion de tension. Le gain en tension est maximum.

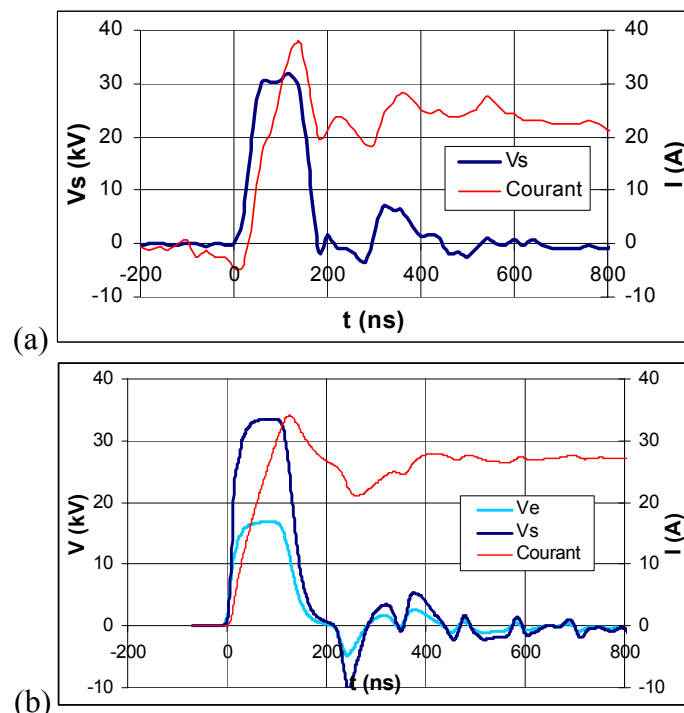


Figure 3-22 : Tension de sortie et courant de tresse de la ligne 1 en fonction du temps pour un TLT à 2 étages avec une résistance d'adaptation (25Ω)

(a) Expérimentation avec 8 ferrites de chaque type sur chaque ligne

(b) Simulation avec 8 ferrites de chaque type sur chaque ligne

Quand le Blumlein est désadapté (figure 3-23), le premier créneau de tension correspond à l'impulsion de tension de sortie alors que les suivants sont dus à des réflexions résultant de la désadaptation. Durant la première impulsion, les ferrites ont les mêmes effets que lors de l'essai précédent. Le maximum de courant est transféré plus loin. Les impulsions suivantes conduisent à une augmentation de la valeur des courants secondaires. Cette valeur atteint et dépasse le début de la phase de saturation des ferrites. A partir de ce moment là, les ferrites commencent à se saturer avec des effets d'impédance résiduelle.

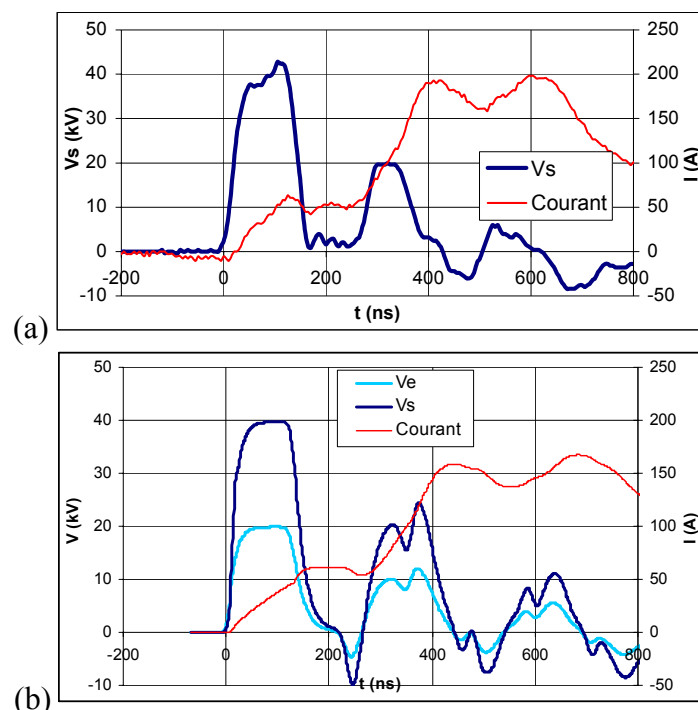


Figure 3-23 : Tension de sortie et courant de tresse de la ligne 1 en fonction du temps pour un TLT à 2 étages sans la résistance d'adaptation
 (a) Expérimentation avec 8 ferrites de chaque type sur chaque ligne
 (b) Simulation avec 8 ferrites de chaque type sur chaque ligne

On peut également remarquer que, dans la simulation, l'allure temporelle des impulsions de tension et de courant est tout à fait conforme à la réalité. En effet, dans le cas où le générateur Blumlein est bien adapté (figure 3-22), les ferrites ne saturent pas. Par contre, lorsque le Blumlein est désadapté (figure 3-23), les courants dans les lignes secondaires dépassent la valeur de saturation : on observe alors le phénomène de saturation des ferrites.

D'autres essais complémentaires ont été réalisés avec plusieurs passages de câbles dans les ferrites. Il apparaît, alors, que le courant est reporté, quasi exclusivement, après le créneau de tension. Le fait d'avoir enroulé le câble à plusieurs reprises dans le ferrite a donc ajouté, à la fois, une composante inductive et une composante résistive plus haut en fréquence.

3.2.4.2 – Transformateurs à lignes à 4 étages

Le système est maintenant composé du même générateur Blumlein à éléments discrets et d'un transformateur à lignes de transmission de 4 câbles de 1,5 mètre. Le système est adapté au moyen d'une résistance de charge liquide de 200 Ω .

Il apparaît, clairement, que le gain en tension dépend de la quantité, de la position et du type de ferrites utilisés. Pour résumer les essais réalisés, le tableau suivant présente les gains en tension obtenus dans différentes configurations.

Le gain en tension augmente avec le nombre de ferrites. Il atteint sa valeur théorique pour un nombre donné N_c de ferrites. Si le nombre de ferrites augmente au delà de N_c , le plat de l'impulsion se restitue progressivement.

Le gain en tension du TLT à 4 étages augmente de 2,7 à 4 suivant la configuration utilisée.

3F4	B1					Gain	Gain
Type A	Type B	Ligne 4	Ligne 3	Ligne 2	Ligne 1	Expérimental	Simulation
0	0					2,7	2,8
11	11				X	3,4	3,24
5	5				X	3,3	3,21
3	3				X	3,1	3,08
3	3			X	X	3,3	3,17
3	3		X	X	X	3,3	3,18
4	4	X	X	X	X	4	3,95
3	3	X			X	3,6	3,56
6	6	X			X	4	3,85
0	6	X			X	3,7	3,58
6	0	X			X	3,8	3,68
5	5	X	X	X	X		4

Une bonne concordance entre les résultats simulés et expérimentaux a été obtenue : la tendance de variation avec le nombre et la position des ferrites est conservée. Les amplitudes, ainsi que les temps de montée et les durées à mi-hauteur des impulsions de tension, sont reproduits de manière relativement fiable avec le modèle. Cependant, les résultats de la modélisation sont toujours légèrement inférieurs aux résultats expérimentaux.

Il apparaît, également, que les meilleurs résultats (gain en tension très proche de 4) avec le plus faible nombre total de ferrites ont été obtenus lorsque 6 ferrites de chaque type (A, B) sont positionnés sur les lignes 1 et 4. Les valeurs minimales et maximales des courants de tresses sont respectivement -80 A, -850 A, 900 A et 70 A sur les lignes 1, 2, 3 et 4. Ici, Les courants les plus forts sont ceux qui traversent les conducteurs extérieurs des lignes 2 et 3 i.e. sur les lignes où les ferrites ne sont pas placés. Les ferrites réduisent les valeurs des courants

des lignes où ils sont placés. Il est également intéressant de remarquer que ces amplitudes sont fortes mais que le bilan des charges est tel qu'il n'est pas étonnant de trouver des courants ayant de telles amplitudes pour l'obtention d'un gain en tension optimal. De plus, les ferrites ont pour effet de reporter ce maximum de courant après l'impulsion de sortie (cf. figure 3-23).

Sur la figure 3-24, un exemple de comparaison des allures des impulsions de tension en entrée et en sortie d'un TLT à 4 étages est présentée. Pour l'expérimentation, 4 ferrites de chaque type ont été placés sur chaque ligne ; dans la simulation le nombre de ferrites est de 5.

Les réflexions qui apparaissent à partir de 150 ns sont dues à une faible désadaptation au niveau des diverses connexions du générateur et de la valeur de la charge. Aussi, une dégradation du plat de l'impulsion est observée ; ceci est attribué à la limite de l'impédance du mode secondaire. Une augmentation du nombre de ferrites conduit à une amélioration de l'impédance du mode secondaire et, par là même, à une diminution de la dégradation du plat de l'impulsion de tension.

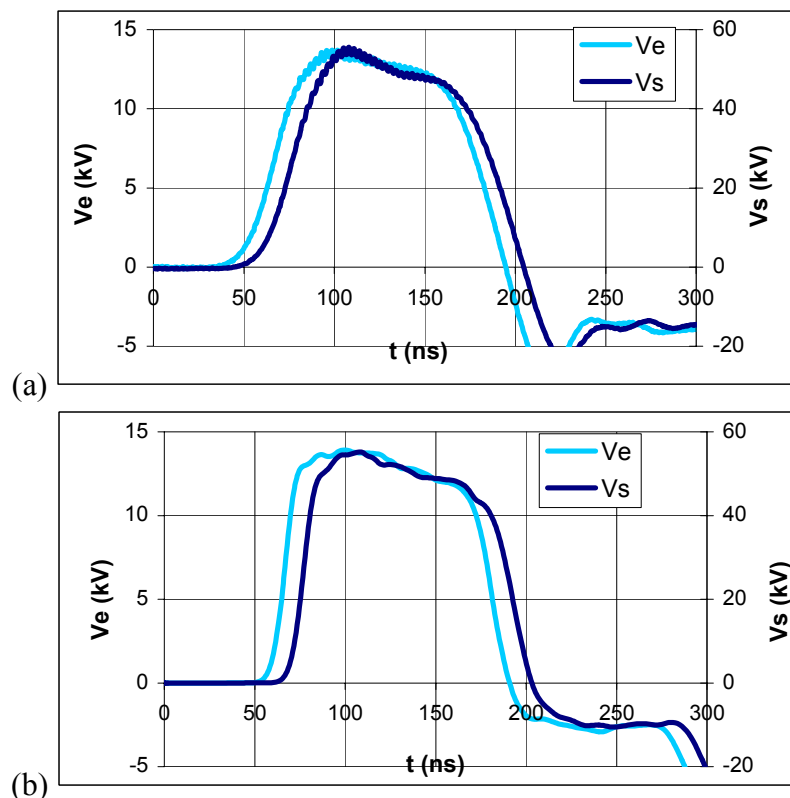


Figure 3-24 : Tensions d'entrée et de sortie pour un TLT à 4 étages en fonction du temps
 (a) Expérimentation avec 4 ferrites de chaque type sur chaque ligne
 (b) Simulation avec 5 ferrites de chaque type sur chaque ligne

Finalement, cette étude a permis l'obtention d'un rendement optimum au niveau du gain en tension grâce à l'utilisation de ferrites positionnés sur les tresses des lignes principales.

3.2.4.3 – Transformateurs à lignes à 10 étages

Le générateur Blumlein étant désadapté pour un nombre de câbles du TLT supérieur à 4, les impulsions sont générées, au cours de ces essais, par la décharge de 3 câbles d'impédance caractéristique 15Ω placés en parallèle. Chaque câble mesure 20 mètres de long. A l'entrée du TLT, l'impédance d'adaptation est de 5Ω et en sortie, la charge est constituée d'une résistance liquide de 500Ω .

Le transformateur à lignes de transmission est réalisé à l'aide de 10 câbles coaxiaux de 50Ω de 1,5 mètre de long chacun.

Le schéma de principe du TLT à 10 câbles est présenté figure 3-25 :

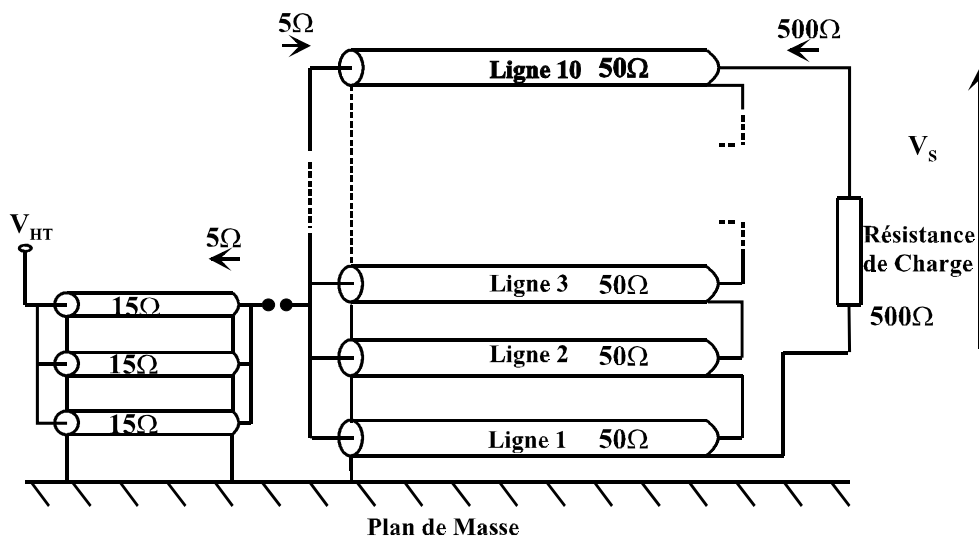


Figure 3-25 : Schéma de principe du TLT à 10 câbles avec le générateur composé de 3 câbles coaxiaux en parallèle

Compte tenu du fort coefficient d'amplification du TLT, nous avons utilisé de faibles tensions : les problèmes de connectique, en sortie, n'ont pas été étudiés pour supporter des tensions supérieures à 30 kV. Les courants secondaires sont donc faibles et il n'est pas nécessaire d'utiliser un nombre de ferrites élevé pour éviter les problèmes de saturation. Dans le même temps, les câbles peuvent être enroulés autour des ferrites afin d'améliorer la valeur de l'impédance des lignes secondaires. De ce fait, une simulation SPICE n'a pas été effectuée puisque le courant traversant les ferrites évolue suivant le nombre de tours.

Après une optimisation empirique du nombre de ferrites et du nombre de tours de câbles, la configuration minimale, pour obtenir un gain optimum est la suivante : les lignes 2 à 9 sont enroulées 4 fois autour d'un ferrite de chaque type et les lignes 1 et 10, 3 fois autour de 4 ferrites de chaque sorte.

Il est important de remarquer le faible encombrement représenté par ce prototype puisque le volume n'est que de quelques dm^3 .

Les oscillogrammes obtenus sont illustrés par la figure 3-26.

Avec ce système, le temps de montée de la tension d'entrée est de 10 ns et celui de la tension de sortie est légèrement supérieur (20 ns environ). On peut expliquer cet écart par les multiples connexions de sortie du transformateur qui limitent le temps de montée. Une attention particulière devra être portée sur ces connexions de manière à ne pas altérer le temps de montée de la tension d'entrée et à pouvoir atteindre des tensions élevées si nécessaire.

Le gain obtenu est de 10; ainsi, si le TLT est chargé à 2 kV, la tension de sortie est alors de 20 kV.

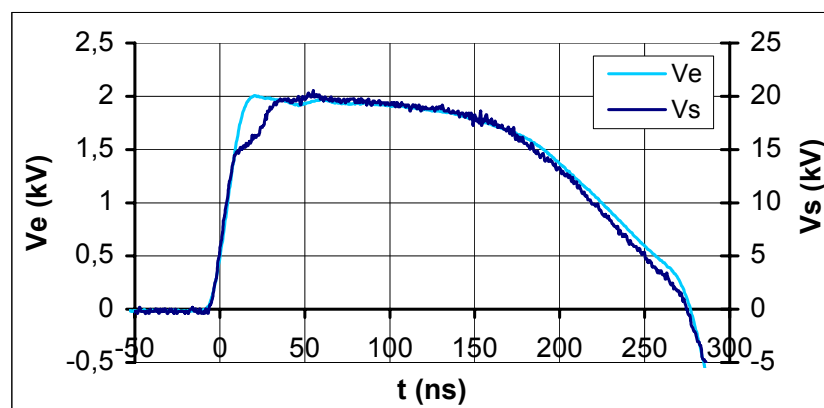


Figure 3-26 : Tensions d'entrée et de sortie pour un TLT à 10 câbles en fonction du temps
Le gain en tension est égal à 10

3.2.4.4 - Discussion

Le niveau de performance du générateur décrit est modeste du point de vue niveau de tension de sortie (60 kV max) mais notre étude visait, essentiellement, à optimiser l'évolution du gain en tension d'un TLT en fonction de la position, du type et du nombre de ferrites. L'utilisation de ferrites appropriés conduit à retarder les courants secondaires après le plat de l'impulsion de tension. Le gain en tension du TLT est optimal : il n'est pas lié au nombre de câbles.

La validité de notre modèle de réponse transitoire sur SPICE a été démontrée grâce à une comparaison des expérimentations forts courants et des simulations associées. Le modèle SPICE prend en compte, à la fois, le comportement des ferrites (perméabilité en fonction de la

fréquence, saturation) et les modes de propagation parasites à travers les lignes secondaires d'un transformateur à lignes de transmission [PEC 01B].

Notre technologie permet d'obtenir une évolution linéaire du gain en tension en fonction du nombre de câbles (jusqu'à 10) avec un avantage indéniable au niveau de la compacité [PEC 99]. Contrairement aux travaux antérieurs [WIL 86 ; WIL 89 ; GRA 96 ; SMI 97 ; RIV 98], il n'est pas essentiel d'utiliser de longs câbles coaxiaux pour obtenir de bonnes performances du TLT. De plus, le montage ne nécessite pas un large plan de masse qui introduit des capacités parasites importantes entre les différentes lignes et celui-ci. C'est pourquoi, la sortie du TLT n'est pas connectée à la masse : l'impédance caractéristique des lignes parasites, notées Z_{iM} précédemment, est alors considérablement augmentée.

Cependant, il semble évident que le nombre, le diamètre et le matériau des ferrites devront être optimisés pour chaque application puisque la saturation des ferrites dépend, à la fois, de leur matériau constitutif et de leur diamètre. Ce dernier est choisi comme étant le plus grand possible pour éviter les phénomènes de saturation pendant toute la durée de l'impulsion. Pour des amplitudes supérieures, il est nécessaire de sélectionner des ferrites plus larges ou d'augmenter leur nombre afin de prévenir ces problèmes qui pourraient causer une chute du plat de l'impulsion.

Aussi, le champ d'application de ce type de générateur se situe au voisinage de la centaine de kilovolts (objectif visé pour alimenter le générateur d'impulsions ultra brèves décrit au chapitre précédent) ; les multiples connexions de sortie devront être améliorées pour éviter des claquages intempestifs. En effet, pour de très hauts potentiels, l'isolation électrique à la sortie du TLT pourrait devenir problématique du fait de sa compacité. Tout le générateur pourrait être placé dans une enceinte sous pression avec un gaz comme le SF₆ ou coulé dans une résine époxyde ayant une haute tenue diélectrique.

3.3 - Réalisation d'un dispositif d'adaptation d'impédance (balun)

La solution technologique évoquée au paragraphe 3.1.3 est mise en œuvre pour réaliser un balun d'adaptation d'impédance supportant la puissance entre un générateur coaxial 50 Ω et une antenne bifilaire 150 / 200 Ω .

3.3.1 - Caractéristiques du balun à réaliser

L'objectif assigné au balun est double, puisqu'il doit assurer, à la fois, l'excitation de l'antenne avec des tensions et des courants équilibrés (égaux mais de signes opposés) à sa sortie et l'adaptation de l'impédance entre le générateur et l'antenne.

Les caractéristiques du balun, qui permettra d'adapter le générateur à l'antenne, sont présentées dans le tableau suivant :

Tension d'entrée	3 kV à 30 kV
Impédance d'entrée	50 Ω
Impédance de sortie	Antenne Ciseaux \approx 150 / 200 Ω
S_{11} (balun + antenne)	< -10 dB de 100 MHz à plus de 3 GHz < -15 dB de 180MHz à 2,5 GHz
Connecteur d'entrée	N mâle modifié
Connectique de sortie	Fiches bananes (diam = 4 mm)
Longueur du câble de raccordement	500 mm
Dimensions du boîtier métallique	A déterminer

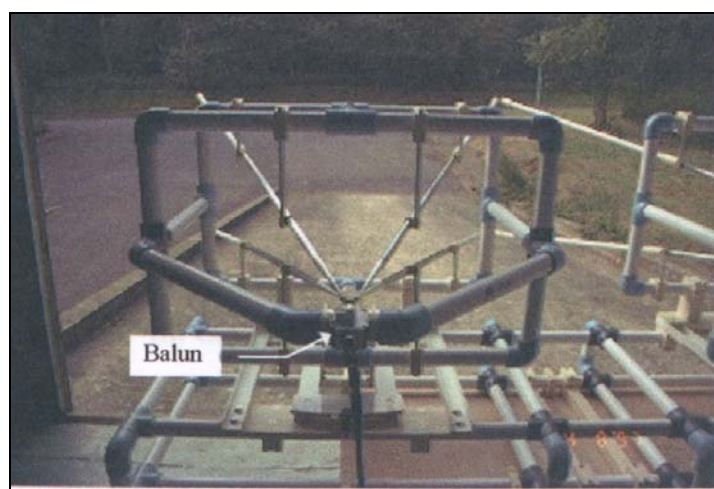


Figure 3-27 : Balun adapté à l'antenne bifilaire

Le module de l'impédance d'entrée de l'antenne Ciseaux développée à l'IRCOM a une valeur moyenne comprise entre 150 et 200 Ω (figure 3-28). Sur cette figure, sont comparées l'impédance d'entrée de l'antenne non adaptée à ses extrémités (trait plein) et la même impédance d'entrée avec des charges résistives à ses extrémités (pointillés).

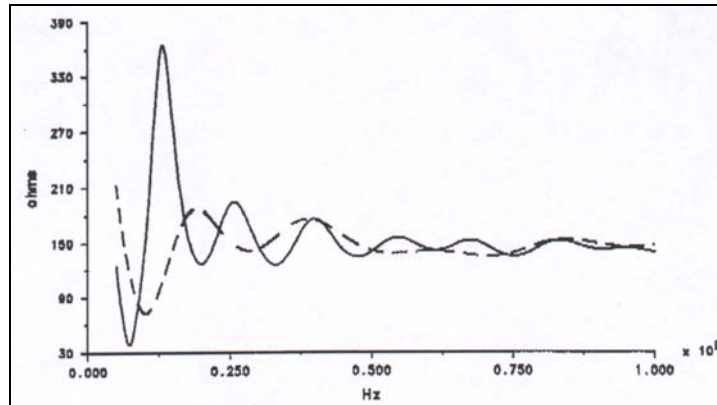


Figure 3-28 : Module de l'impédance d'entrée

Pour un fonctionnement optimal, il sera nécessaire que la sortie du balun soit adaptée, au mieux, à la charge présentée par l'antenne. Or, celle-ci varie de manière sensible sur la bande de fréquence considérée, et plus particulièrement en basses fréquences, ce qui démontre la difficulté de concevoir un balun pour cette antenne.

3.3.2 - Réalisation

Le principe retenu est donc celui d'un TLT deux étages à sortie flottante et son schéma de réalisation est proposé figure 3-29.

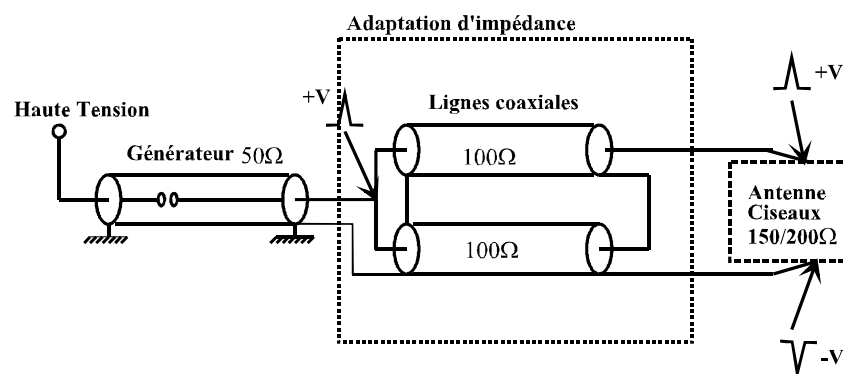


Figure 3-29 : Schéma de principe de notre proposition

La question essentielle, ici, n'est pas l'optimisation du gain, que nous avons d'ailleurs résolue précédemment, mais plutôt l'amélioration de la bande passante.

L'adaptation doit s'effectuer à deux niveaux :

- bien sûr au niveau des valeurs des impédances, sachant que le fait de travailler sur une bande fréquentielle aussi large peut conduire à une réalisation technique complexe ;
- mais également au niveau de la connectique, car les antennes utilisées dans nos applications n'ont pas une géométrie compatible avec leur circuit d'alimentation (câble coaxial). Il est donc nécessaire de réaliser une transition permettant de passer d'une géométrie à l'autre avec le minimum de perturbations.

Le schéma proposé figure 3-29 est un schéma de principe mais son fonctionnement sur une large bande de fréquence n'est pas évident. Tant que l'effet de court-circuit du câble de la ligne d'indice le moins élevé ne peut se manifester, c'est-à-dire pour les durées inférieures à celles d'un aller et retour dans ce câble (fréquences élevées), le fonctionnement impulsionnel est celui attendu : les signaux s'associent en parallèle à l'entrée puis se retrouvent en série à la sortie.

En régime impulsionnel long, donc aux basses fréquences, on peut considérer que le balun se comporte comme les transformateurs à lignes qui ont fait l'objet de l'étude du paragraphe 3.2. Les effets des modes secondaires de propagation se manifestent et ils doivent être minimisés au moyen de ferrites.

Le fonctionnement aux fréquences élevées est donc défini par les câbles et les connexions tandis que le fonctionnement aux fréquences basses est conditionné par les ferrites.

Pour la réalisation finale, divers paramètres doivent être ajustés :

- la longueur des enroulements dépend de la durée de l'impulsion (temps nécessaire pour avoir deux impulsions, l'une positive, l'autre négative, symétriques). Elle doit être suffisante pour permettre une fabrication aisée et pour supporter les ferrites nécessaires à l'obtention d'une impédance correcte ;
- le type de ferrite et le nombre de tours des lignes autour du, ou des, tores de ferrites dépendent, essentiellement, de la valeur de l'impédance souhaitée en basses fréquences. Des ferrites plus performants semblent exister [BOO 89] mais les ferrites déjà utilisés précédemment fournissent des résultats suffisants pour notre application ;
- pour avoir des temps de montée aussi rapides que possible, les capacités parasites au niveau des connexions et spécialement au niveau de la jonction haute impédance série doivent être minimisées et ne doivent pas être chargées. Des ferrites peuvent être positionnés en ces points afin d'isoler ces jonctions ;
- il est important que les lignes coaxiales utilisées aient des longueurs exactement identiques. L'impulsion transmise sera allongée de 50 ps pour chaque centimètre de différence ;

• la longueur des connexions est choisie par rapport à la puissance appliquée au balun et à la bande passante souhaitée. En effet, comme le contenu spectral des impulsions délivrées par le générateur est élevé, les valeurs des courants ne conduisent pas à la saturation des ferrites. Notre dispositif ne peut être limité, en termes de tension maximale, que par des éventuelles ruptures diélectriques au niveau des connexions. De plus, les connexions entre les câbles doivent être conçues avec une attention particulière pour minimiser les pertes. Un compromis entre ces deux notions doit être trouvé.

3.3.3 - Caractérisations

3.3.3.1 - Symétrisation des impulsions en sortie

Dans un premier temps, nous avons cherché à vérifier le principe de la symétrisation à l'aide du montage représenté figure 3-30.

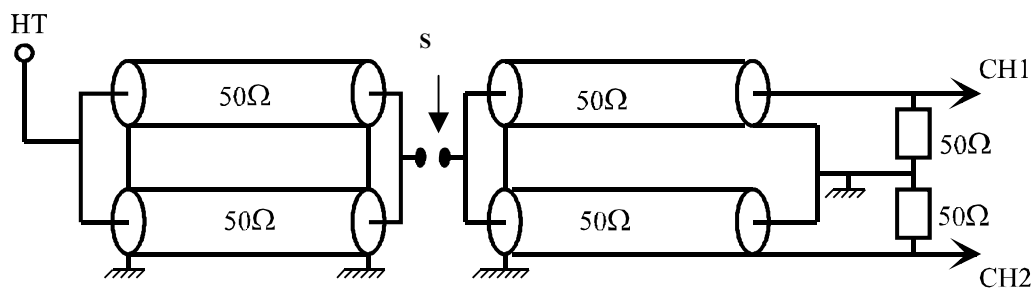


Figure 3-30 : Schéma de principe des essais de symétrisation

Pour réaliser ces essais en transitoire, les temps de montée n'ont pas besoin d'être plus rapides que 2 ns. En effet, les sondes de mesure 3 GHz munies de connecteurs N ne peuvent pas être insérées à la sortie du balun. Nous avons utilisé les sondes de champ dont le principe général et les caractéristiques ont été explicités au paragraphe 3.2. On rappelle que la bande passante de cet appareil de mesure est de 300 MHz environ, ce qui permet la visualisation d'impulsions dont le temps de montée est aussi rapide que 1,2 ns. Partant de cet état de fait, nous n'avons pas jugé utile de soigner la structure de l'éclateur S. L'étude vise uniquement à observer l'influence du type et du nombre de ferrites, ainsi que du nombre d'enroulements du câble autour des ferrites, nécessaires pour parvenir à une bonne symétrisation dans ce cas particulier.

Pour commencer, les expérimentations sont réalisées sur des câbles coaxiaux 50 Ω RG 58U « classiques ». On charge deux câbles d'une longueur de 30 cm chacun. Ces câbles sont

placés en parallèle avant l'éclateur à air S. L'impédance est de 25Ω . Après l'éclateur, deux câbles de 1 m de long sont montés dans un dispositif parallèle / série. De cette manière, les impédances d'entrée et de sortie sont respectivement de 25Ω et de 100Ω . La validation de ce procédé consiste à obtenir deux fois la tension de charge en sortie (2.V), puis à symétriser les signaux pour avoir +V et -V. Les temps de montée sont de l'ordre de 2 ns.

Les câbles, côté transformateur, sont enroulés autour de ferrites B1 qui ont été utilisés au cours des expérimentations portant sur l'optimisation du gain en tension et qui paraissent convenir le mieux ici.

L'enregistrement suivant a été obtenu lorsque les lignes 1 et 2 sont enroulées 5 fois autour de 2 ferrites B1. Les temps de montée et de descente des impulsions sont, respectivement, de 2 ns et de 5 ns environ. Les amplitudes sont, à peu de chose près, égales et de signes opposés (atténuation de la sonde 1 / 2000).

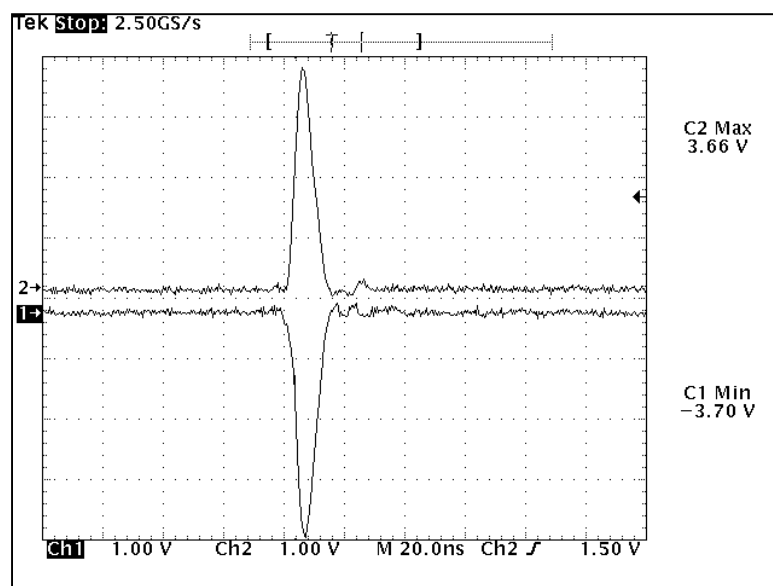


Figure 3-31 : Tension en sortie du balun ($25 \Omega / 100 \Omega$) où les câbles ont été enroulés 5 fois autour de 2 ferrites B1

Les premiers essais sont donc validés. Les expérimentations suivantes ont permis d'améliorer ce dispositif en associant un câble coaxial 50Ω à un balun $50 \Omega / 200 \Omega$. Ces essais ont donné des résultats tout aussi probants. Une ligne 50Ω de 30 cm de long a été déchargée dans un balun composé de deux lignes coaxiales Alpha Wire RG 62A/U de 95Ω chacune. La capacité linéique est de $43,3 \text{ pF / m}$ et le diamètre de l'âme et de la gaine extérieure sont, respectivement, de 0,64 mm et de 6,15 mm.

Les impulsions obtenues, en sortie de balun, sont bien symétriques (temps de montée de 2 ns avec des amplitudes opposées).

3.3.3.2 - Optimisation du volume et de la bande passante [PEC 01C]

Puisque les impulsions délivrées par le générateur ont une durée à mi-hauteur inférieure à 800 ps, la disposition et le nombre de ferrites pour symétriser les impulsions sont bien moins contraignants que dans le cas précédent. Le problème majeur concerne, maintenant, les connexions à la sortie du générateur et à la sortie du balun. Elles sont particulièrement étudiées de manière à permettre à la puissance appliquée au balun de transiter sans rupture diélectrique et à ne pas altérer le temps de commutation de sortie du générateur. Suivant la configuration retenue, ce temps de commutation peut être compris entre 100 ps et 250 ps.

Une optimisation de ce dispositif consiste, ensuite, à insérer ce balun dans un boîtier en ABS de dimensions 170 mm × 115 mm × 80 mm. Ce coffret est muni d'un presse étoupe côté entrée et de deux fiches bananes de 4 mm de diamètre et distantes de 17 mm entre axes, côté sortie pour permettre une connexion aisée avec l'antenne. Le presse étoupe permet le centrage d'un câble coaxial muni d'une prise N mâle de 50 Ω.

Deux caractérisations sont réalisées :

- la première est une visualisation classique du paramètre réflexion (S_{11}) à l'analyseur de réseau. Le S_{11} de l'ensemble balun / antenne doit être inférieur à -10 dB de 100 MHz à 3 GHz au minimum ;
- la seconde consiste à associer le balun au générateur 50 Ω afin d'observer si les performances du système de génération complet ne sont pas altérées par l'insertion du balun.

La configuration retenue est composée de deux câbles RG62 A/U de 2,5 m de long. Ces câbles sont enroulés quatre fois autour d'un ferrite B1 et de deux ferrites 4A11 (voir annexe 2). Sur la figure 3-32, on observe la résonance en $\lambda/2$ du câble 50 Ω de connexion et des câbles contenus dans le boîtier du balun ($f = 45$ MHz et $\lambda \approx 0,5+2,5 \approx 3$ m). Aussi, des plaques de ferrites hautes fréquences ont elles été positionnées au niveau des connexions en sortie de balun afin d'éviter de charger les capacités parasites localisées à cet endroit. Nous avons, également, utilisé un mastic silicone de permittivité diélectrique égale à 2,7 à 1 MHz pour réaliser un joint de raccordement au niveau de la transition entre le câble coaxial de 50 Ω et les deux lignes RG 62A/U connectées en parallèle. Ce silicone fait office de diélectrique au niveau de la transition. Puisque sa constante diélectrique est proche de celle des câbles utilisés, l'impédance est maintenue quasi-constante à ce niveau. Un adhésif en cuivre relie électriquement les conducteurs des différentes lignes. De plus, des ferrites de petites dimensions sont positionnés autour de cette discontinuité.

Le paramètre en réflexion (S_{11}), caractérisant l'association de notre balun ($50 \Omega / 200 \Omega$) avec l'antenne bifilaire Ciseaux n°2 de l'IRCOM, est représenté en figure 3-32.

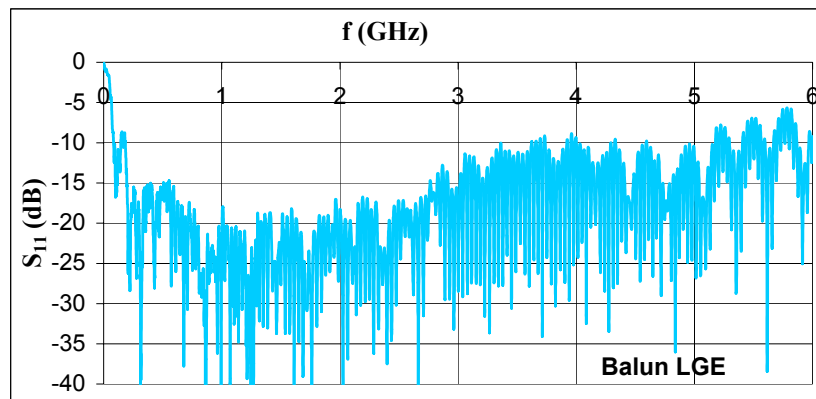


Figure 3-32 : Paramètre S_{11} de l'ensemble balun LGE / antenne Ciseaux n°2

Le S_{11} de l'ensemble balun / antenne reste, globalement, inférieur à -20 dB de 800 MHz à 1,9 GHz, à -15 dB de 190 MHz à 2,9 GHz et à -10 dB de 180 MHz à 5,2 GHz [PEC 01C].

Le paramètre en réflexion et le TOS sont, maintenant, comparés aux résultats de l'association d'un balun réalisé par la société EUROPULSE (caractéristiques identiques à celui équipant actuellement le démonstrateur PULSAR) avec la même antenne Ciseaux (figures 3-33 et 3-34).

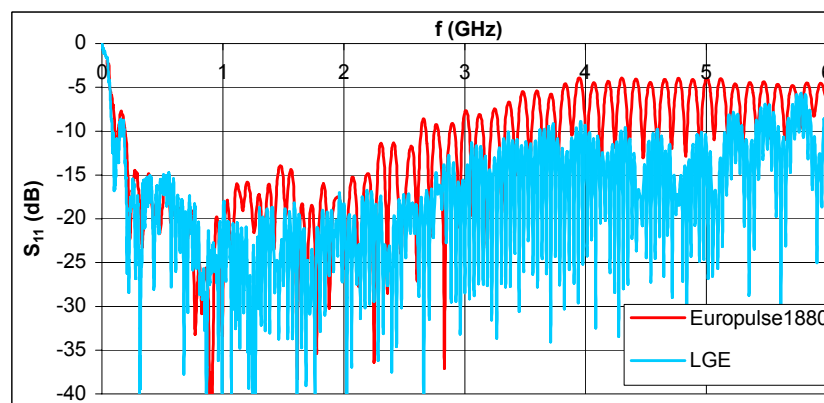


Figure 3-33 : Comparaison des paramètres S_{11} des ensembles balun / antenne Ciseaux n°2

Il apparaît que notre balun fournit des résultats ayant un niveau de performances égal à celui réalisé par la société EUROPULSE jusqu'à 1 GHz. Au delà de cette fréquence, le balun LGE est, en moyenne, 5 dB plus adapté que le balun Europulse et ce, jusqu'à une fréquence de 5,2 GHz.

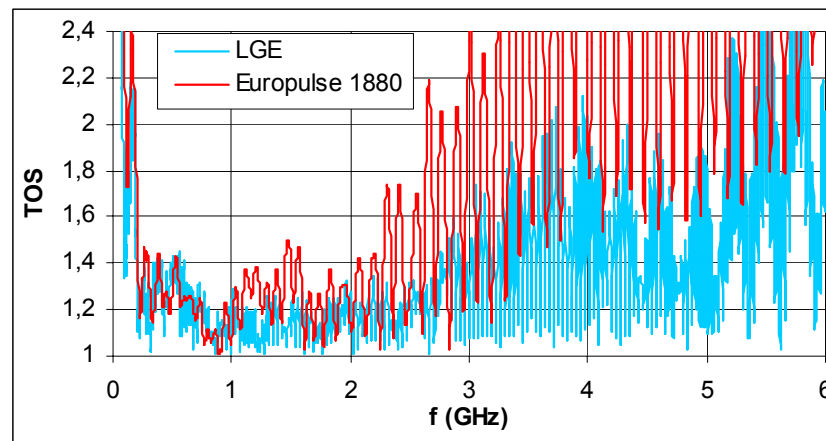


Figure 3-34 : Comparaison des TOS des ensembles balun / antenne Ciseaux n°2

Ce test ne suffit, cependant, pas à s'assurer du bon fonctionnement du balun. Des essais complémentaires sont réalisés en chambre anéchoïde afin de constater que l'impulsion rayonnée (ou encore les diagrammes de rayonnement) ne sont pas altérés par la présence du balun (chapitre 4).

N.B : Il est également intéressant de constater que la fréquence de coupure basse de l'ensemble balun / antenne n'est pas une limitation causée par le balun lui-même. Pour confirmer cela, un test supplémentaire a été réalisé en positionnant le balun LGE et le balun EUROPULSE tête-bêche. Le paramètre en réflexion (S_{11}) de l'ensemble a été évalué à l'aide d'un analyseur de spectre HP 8711A. Le S_{11} obtenu est inférieur à -17 dB sur toute la gamme de fréquence de l'appareil (30 kHz à 1,3 GHz). On peut donc conclure que la fréquence de coupure basse des deux baluns est inférieure à 30 kHz. Néanmoins, le problème de saturation des ferrites deviendrait réellement problématique pour des impulsions dont le contenu spectral serait abaissé et il faudrait réaliser des essais complémentaires pour évaluer la puissance maximale admissible en fonction du spectre fréquentiel de l'impulsion à symétriser.

3.4 - Conclusion du chapitre

Après une étude poussée des TLT et plus particulièrement de leurs modes secondaires, nous avons pu, au moyen de ferrites, réaliser un TLT 10 étages de grande compacité qui amplifie avec un gain optimum.

L'étude comportementale des ferrites, dans les plages de courants et de temps qui nous intéressent, a également été effectuée. Elle a permis une modélisation, qui bien que simplifiée et limitée à nos ordres de grandeur, conduit à des résultats intéressants.

Toujours à partir du principe des TLT, nous avons réalisé un balun destiné à être intercalé entre le générateur d'impulsions 50Ω et une antenne 200Ω . Ses performances, notamment en termes de bande passante et de puissance à transiter, semblent satisfaisants.

Il reste, maintenant, à tester l'ensemble :

- concernant l'association générateur / balun / antenne, nous avons procédé à des essais, en chambre anéchoïde, qui sont présentés dans le chapitre suivant ;
- pour la partie amont (Blumlein / TLT / générateur), nous attendons de connaître, plus précisément, les contraintes matérielles, liées à l'implantation sur la nacelle du camion, pour affiner sa mise au point. En effet, des blindages ou des voisinages perturbant électromagnétiquement nous amèneront vraisemblablement, à réajuster sur site le nombre et le positionnement des ferrites puisque notre modélisation n'est pas suffisamment globale pour être prédictive.

Chapitre 4
Dispositif d'émission complet
Perspectives

4.1 - Evaluation des performances du dispositif complet

Le dispositif d'émission complet générateur / balun / antenne a été testé en chambre anéchoïde par les équipes du LGE et de l'IRCOM et nous présentons, dans les paragraphes qui suivent, la mise en œuvre de ces essais et les résultats obtenus en commun.

4.1.1 - Description du matériel

4.1.1.1 - Antennes de type Ciseaux de l'IRCOM

Il s'est avéré nécessaire pour l'IRCOM de réaliser des antennes peu encombrantes et capables de rayonner des impulsions brèves de forts niveaux avec un minimum de distorsion.

Ce nouveau concept, dénommé Ciseaux, à deux brins par ligne connectés à leur extrémité, est proposé sur la figure 4-1 [AND 00].

L'IRCOM a déposé un brevet pour cette antenne en Octobre 1999. Ses côtes géométriques sont : $L = 1 \text{ m}$, $h = 60 \text{ cm}$, rayon = 1 cm

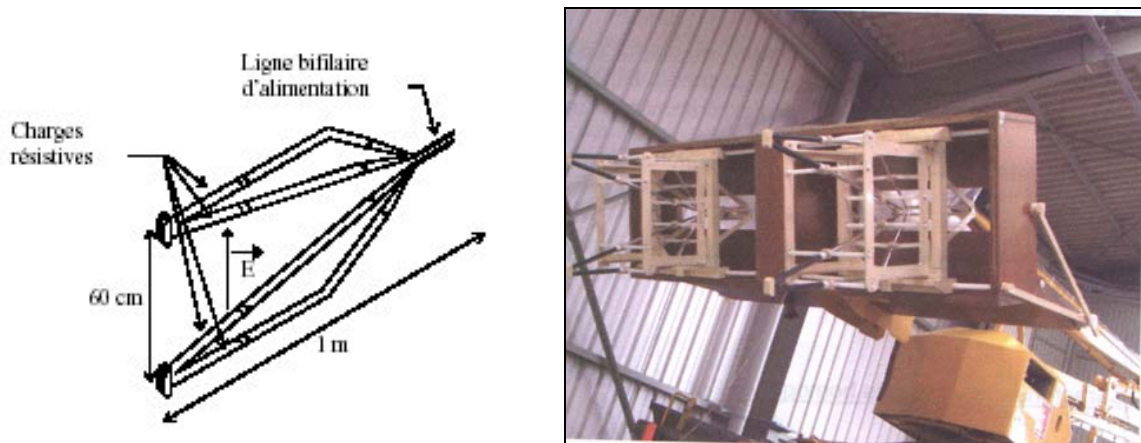


Figure 4-1 : L'antenne Ciseaux

Chaque partie symétrique peut être considérée comme constituée de n brins conducteurs, connectés ou non entre eux, systématiquement chargés résistivement à leurs extrémités [CHE 98]. Les charges permettent d'éliminer, progressivement, les courants qui se réfléchissent aux extrémités de l'antenne. Cette technique, basée sur le principe de la non-réflexion de Wu et King [MAL 93], améliore la qualité de l'impulsion rayonnée. La loi d'évolution des résistances $Z(\rho)$ est donnée par la relation suivante :

$$Z(\rho) = \frac{Z_0}{1 - \frac{\rho}{l}} \text{ avec } 0 \leq \rho \leq l \quad (4-1)$$

avec l : position de l'élément résistif sur le brin et Z_0 : première charge en $\rho = 0$ m.

L'ensemble du dispositif est contenu dans un unique plan, d'où l'absence totale de polarisation croisée. Les qualités électromagnétiques de l'antenne dépendent essentiellement des côtes géométriques telles que la longueur (qui fixe la fréquence de coupure basse) et l'angle d'ouverture (qui fixe la fréquence de coupure haute).

L'ajout de brins supplémentaires améliore les performances de l'aérien :

- l'impédance d'entrée est plus stable sur l'ensemble de la bande ;
- la directivité est améliorée (augmentation du niveau de champ dans l'axe).

Les principales caractéristiques de cette antenne, associée à un balun réalisé par la société Europulse, sont rappelées ici.

	Antennes ULB CISEAUX
Gain dans l'axe	-8 dB à 100 MHz 5 dB à 1 GHz
Spectre (-20 dB / max) de l'impulsion rayonnée	[50 MHz - 1,2 GHz]
Dispersion temporelle	1,3
Isolation de polarisation	35 dB cc
Adaptation	≤ -10 dB [100 MHz - 2,5 GHz]
Couplage (% de l'impulsion incidente)	2,13 % en VV 2,66 % en HH

Le but des expérimentations, qui sont présentées dans ce chapitre, est de comparer certaines de ces spécifications (forme de l'impulsion rayonnée et bande spectrale couverte, gain dans l'axe, diagramme de rayonnement dans les plans H et E) avec celles obtenues suite à l'insertion de nos dispositifs (générateur et nouveau balun adapté au générateur).

4.1.1.2 - Chambre anéchoïde de Général Electronique à Brive (GEB)

Des essais en espace libre n'étant pas envisageables à cause des perturbations que pourraient engendrer notre dispositif pour l'environnement proche, il convient d'utiliser une chambre anéchoïde.

Afin d'être protégé contre les parasites extérieurs à la manipulation, on place souvent celle-ci à l'intérieur d'une cage de Faraday. Ceci présente, de plus, l'avantage réciproque d'éliminer les nuisances qui pourraient perturber les installations voisines lorsqu'on travaille à fort niveau. Néanmoins, les parois conductrices de l'enceinte blindée se comportent comme des réflecteurs presque parfaits et sont à l'origine de réflexions multiples et de phénomènes de résonance qui peuvent entraîner d'importantes erreurs de mesure.

Il est donc indispensable d'atténuer les réflexions internes à l'aide de matériaux absorbants disposés sur les parois. Ces matériaux doivent absorber les rayonnements électromagnétiques dans une bande de fréquence la plus large possible. La structure des absorbants, tuiles de ferrites et mousses pyramidales chargées de carbone, permet d'assurer, dans la chambre de GEB, une uniformité relative du champ par rapport à un site ouvert inférieure ou égale à ± 4 dB dans la bande de fréquence de 26 MHz à 18 GHz. Les dimensions de cette chambre sont les suivantes : $L = 8$ m ; $l = 4,7$ m ; $h = 6$ m.

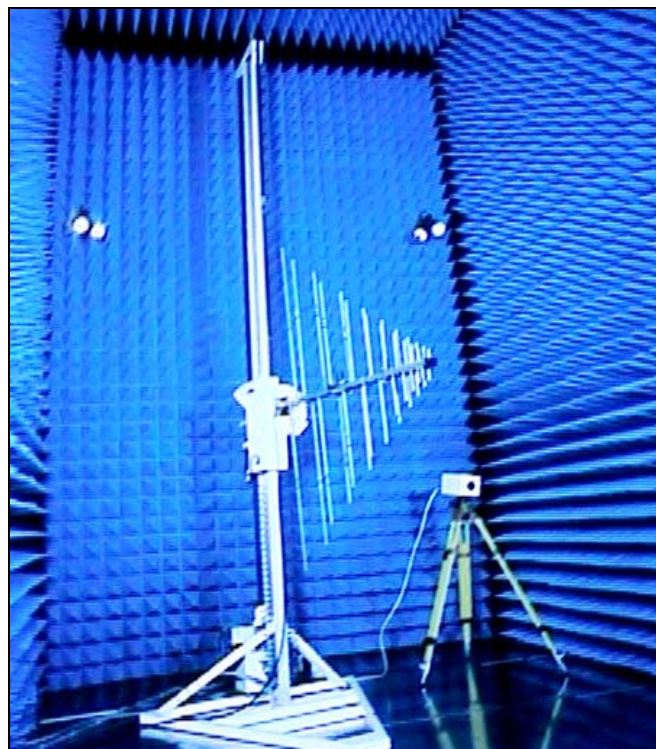


Figure 4-2 : *Chambre anéchoïde de GEB*

Le premier essai consiste à évaluer les performances, en terme de niveau d'émission parasite, de notre générateur chargé sur 50Ω et de comparer ces résultats à une mesure de référence réalisée avec un générateur du commerce (Kentech de type HPM1 - 4 kV).

Les expérimentations suivantes visent à mesurer le rayonnement des systèmes générateur / balun / antenne Ciseaux dans toutes les directions afin de déterminer, à la fois, les

formes des impulsions rayonnées, les diagrammes de rayonnement et le gain dans l'axe dans les plans H (polarisation V-V) et E (polarisation H-H). Au cours de cette étude, sont principalement comparées les performances des baluns EUROPULSE 1880 / LGE. Les diagrammes de rayonnement n'ont pas pu être évalués avec le générateur LGE à cause d'une mauvaise reproductibilité des amplitudes des impulsions délivrées par celui-ci (variation de $\pm 10\%$). Une des perspectives, présentée dans la suite de ce chapitre, consistera à améliorer cette carence.

4.1.2 - Conditions d'essais

4.1.2.1 - Configuration pour l'évaluation des rayonnements parasites

L'ensemble du dispositif expérimental est présenté figure 4-3.

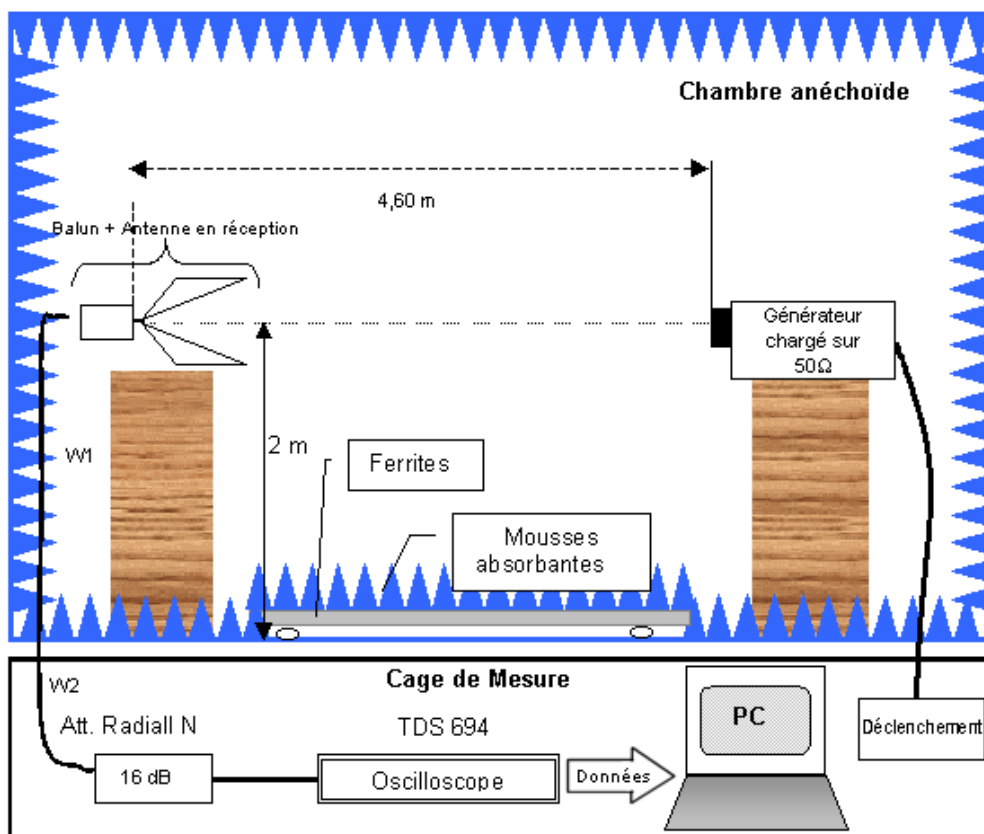


Figure 4-3 : Dispositif expérimental permettant la détermination du rayonnement parasite des générateurs chargés sur leur impédance caractéristique

Les générateurs sont placés sur un support permettant de les positionner à la hauteur fixe de 2 m. La distance séparant la charge 50 Ω et l'antenne Ciseaux de réception associée à un balun réalisé par la société EUROPULSE (Balun 1881) est de 4,6 m (distance prise par

rapport au balun). La hauteur de l'antenne, au niveau du balun, est également de 2 m. Les générateurs, commandés de l'extérieur de la chambre à l'aide d'un générateur externe de déclenchement, émettent une impulsion monocoup. L'acquisition du signal, en réception, est assurée à l'aide de l'oscilloscope TDS 694 C à échantillonnage direct et d'un ordinateur intégrant le logiciel d'acquisition des données (HP - VEE).

4.1.2.2 - Configuration pour la mesure du rayonnement de l'antenne Ciseaux

L'ensemble du dispositif expérimental est présenté figure 4-4.

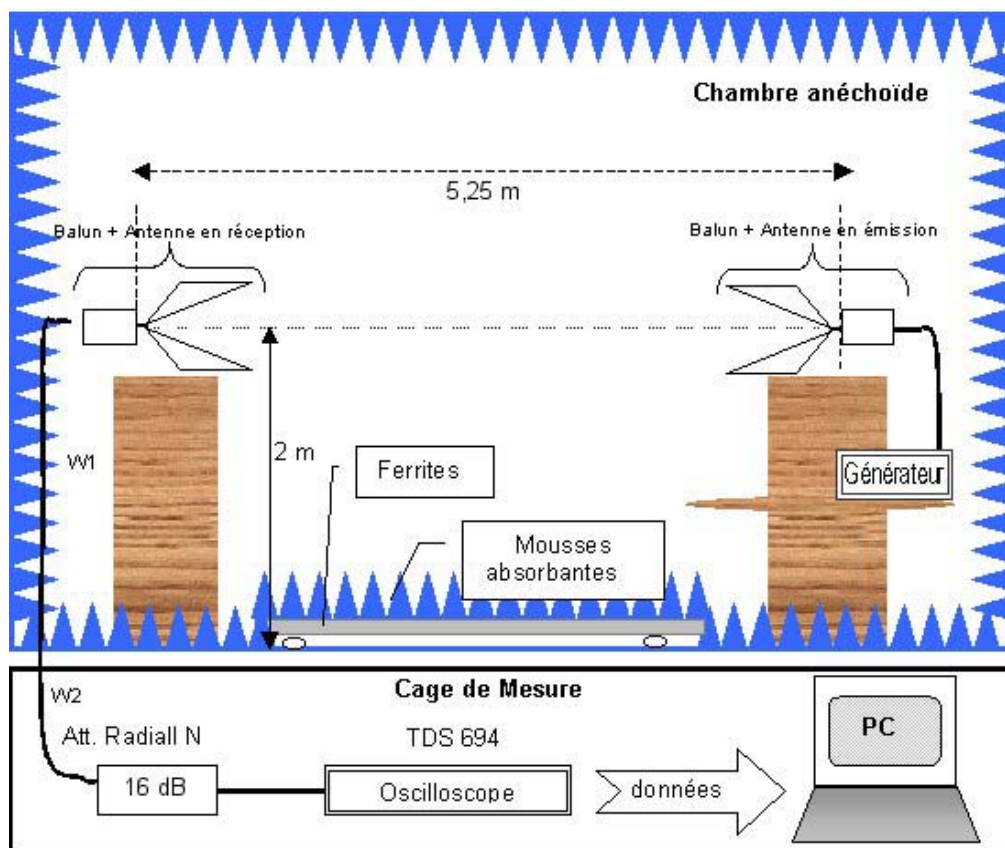


Figure 4-4 : Dispositif expérimental permettant la détermination du rayonnement des systèmes d'émission complets

Les antennes sont positionnées à 5,25 m de distance l'une de l'autre (distance de balun à balun) et à une hauteur de 2 m par rapport au sol. L'antenne d'émission est posée sur un plateau tournant permettant une mesure sur 360°. Le générateur est placé 80 cm au-dessous de cette antenne. Le signal rayonné, recueilli par l'antenne de réception, est mesuré de la même manière que précédemment pour des angles compris entre 0° et 360° incrémentés par pas de 10°.

4.1.3 - Principaux résultats

Pour toutes les expérimentations, deux générateurs sont utilisés dont le niveau de performance a principalement été réglé comme suit :

Générateur	Amplitude (kV)	Temps de montée (ps)	Durée (ps)
KENTECH HPM1	4,5 kV	256 ps	677 ps
LGE	4 kV *	195 ps	620 ps

* Pour évaluer le rayonnement parasite du générateur LGE, l'amplitude a successivement été réglée à 3 ; 6 puis 4 kV.

Au cours de ces essais, une alimentation pulsée de 25 kV d'amplitude et de 1 μ s de temps de montée permet la charge de la ligne de formation du générateur LGE pour un fonctionnement en monocoup. Les figures 4-5 et 4-6 présentent les allures de ces impulsions en sortie des générateurs chargés sur 50 Ω .

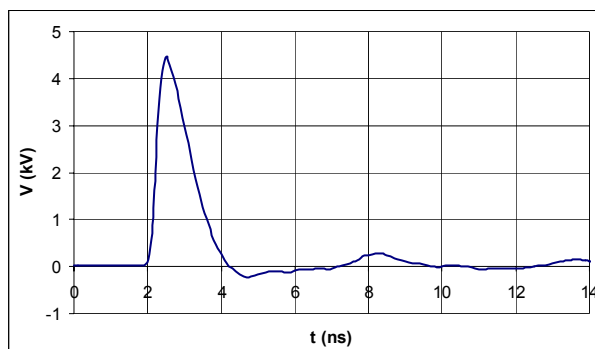


Figure 4-5 : Impulsion de sortie du générateur Kentech chargé sur 50 Ω (amplitude 4,5 kV ; TDS 820)

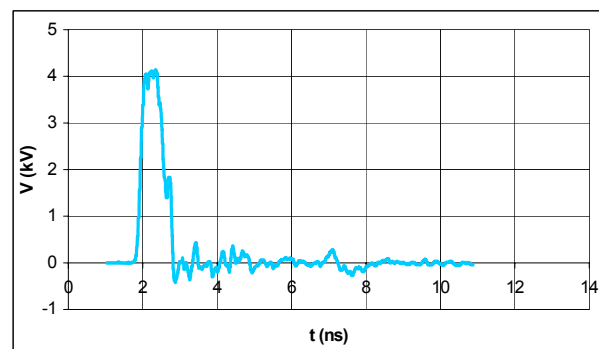


Figure 4-6 : Impulsion de sortie du générateur LGE chargé sur 50 Ω (amplitude 4 kV ; TDS 820)

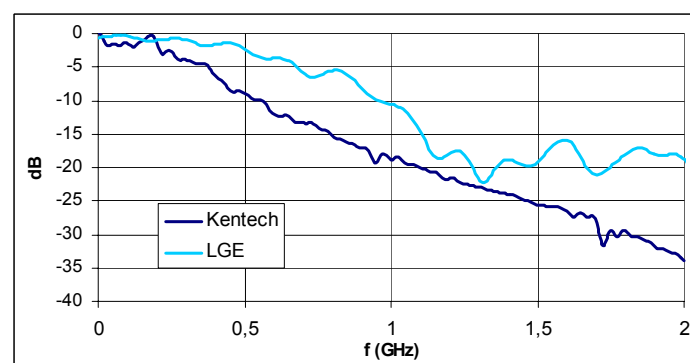


Figure 4-7 : Comparaison du contenu spectral des impulsions de sortie des deux générateurs

Les bandes fréquentielles couvertes (-20 dB) par les impulsions du générateur KENTECH et du générateur LGE (figure 4-7) s'étendent respectivement jusqu'à 1,1 GHz et 1,3 GHz. Il est également intéressant de noter que la décroissance du spectre du générateur LGE est moins prononcée jusqu'à 2 GHz (atténuation de -20 dB à 2 GHz).

4.1.3.1 - Rayonnement parasite au niveau du générateur

Le générateur doit être isolé de son environnement extérieur. En effet, cette isolation est d'importance car les rayonnements parasites émis pourraient perturber le diagramme de rayonnement de l'antenne en introduisant des problèmes de couplage avec l'antenne de réception lorsqu'elle est disposée près du générateur, comme c'est le cas dans le système PULSAR. L'évaluation de ce rayonnement parasite est effectuée conformément à la configuration explicitée en 4.1.2.1.

L'amplitude de l'impulsion délivrée par le générateur KENTECH HPM1, chargé sur 50Ω (figure 4-8), est réglée à 4,5 kV. Lorsque l'antenne et la charge sont face à face, il présente un niveau maximal d'émission parasite (NMEP) très faible (0,036 V). Cette mesure servira d'élément de référence pour tester notre générateur.

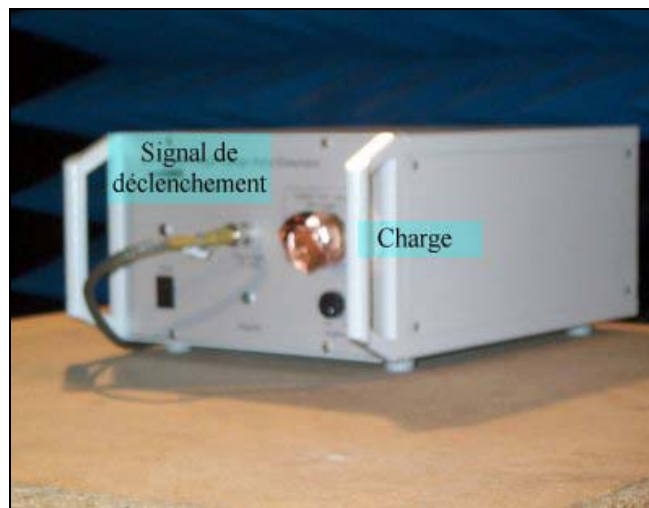


Figure 4-8 : Générateur Kentech HPM1 chargé sur 50Ω

L'amplitude du signal délivré par le générateur LGE est fixée à 3 kV, pour un premier essai, afin de pouvoir réaliser une comparaison avec le générateur KENTECH à des niveaux de tensions similaires. En effet, les tensions comprises entre 3 et 4,5 kV représentent le domaine de recouvrement des deux générateurs. Un second essai à 6 kV doit nous permettre de vérifier la linéarité de l'émission parasite.

Pour commencer, aucune précaution particulière n'est prise pour minimiser ce rayonnement parasite. Il apparaît que le signal rayonné pour des impulsions de 3 kV et 6 kV a la même allure mais avec une amplitude double pour toutes les positions angulaires étudiées. Ce problème est, par conséquent, linéaire ; on pourra alors comparer les NMEP par normalisation après correction.

Si on compare le NMEP à 3 kV avec celui du générateur KENTECH à 4,5 kV, on obtient un rapport supérieur à 50 ($NMEP_{KENTECH} = 0,036 \text{ V}$ et $NMEP_{LGE} \approx 2 \text{ V}$). Après une correction, qui consiste à normaliser les NMEP obtenus par rapport à l'amplitude du générateur Kentech pour aboutir à une comparaison valable, un rapport supérieur à 80 sépare les deux niveaux ($NMEP_{KENTECH} = 0,036 \text{ V}$ et $NMEP_{LGE} \approx 3 \text{ V}$). Ce résultat n'est, évidemment, pas satisfaisant et des précautions particulières ont du être prises pour l'améliorer.

Un blindage du générateur est donc nécessaire. Ce boîtier contient l'alimentation pulsée utile à ces essais, ainsi que l'ensemble du générateur coaxial. Seuls sont déportés le dispositif de mise sous pression et le générateur externe de déclenchement qui est placé à l'extérieur de la chambre. Une photographie (figure 4-9) présente cette réalisation.

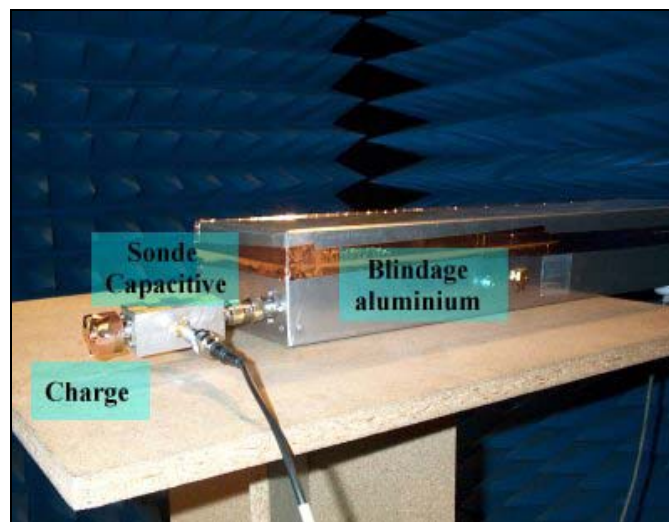


Figure 4-9 : Générateur LGE blindé chargé sur 50Ω et muni d'une sonde de mesure

Le boîtier est réalisé en aluminium, son épaisseur est de 1 mm. De cette manière, seules les ondes électromagnétiques dont les fréquences sont inférieures à environ 10 kHz peuvent se propager par effet de peau et sortir. L'expression (4-2) donne une approximation de cette profondeur de pénétration [DEG 90] :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}} \quad (4-2)$$

avec δ l'épaisseur de peau (ou la profondeur de pénétration) en m, μ la perméabilité magnétique en H.m^{-1} , σ la conductivité en S.m^{-1} et f la fréquence en Hz

Par ailleurs, un filtre secteur pour l'alimentation pulsée est monté sur le châssis afin de découpler le câble d'alimentation des ondes parasites générées. Il possède une bonne atténuation sur une large bande de fréquence (supérieure à 20 dB de 200 kHz à 400 MHz).

Dans ces nouvelles conditions d'essais, le NMEP du générateur LGE blindé est alors de 0,029 V lorsque l'amplitude de l'impulsion est de 4 kV. Ce résultat est maintenant légèrement meilleur que celui obtenu avec le générateur KENTECH.

Un essai a été réalisé avec un déclenchement du générateur par une fibre optique afin d'avoir une isolation électrique totale du générateur par rapport au système de déclenchement. Le résultat est comparable puisque le NMEP est maintenant de 0,026 V. Le déclenchement de l'alimentation pulsée par fibre optique ne présente donc pas un réel avantage.

Dans le but d'optimiser encore les résultats obtenus, des tores de ferrites ont été ajoutés à l'intérieur du boîtier, particulièrement autour du câble secteur, autour du câble de connexion entre l'alimentation pulsée et le générateur. Le mode de fonctionnement de ces matériaux magnétiques a été décrit dans la section 3.2.3 : de fortes pertes sont introduites en hautes fréquences pour les rayonnements parasites. Des tores de ferrites ont également été placés à l'intérieur du boîtier métallique pour gêner la mise en place de résonances de cavités éventuelles. Pour pouvoir déceler le NMEP dans ces conditions, l'amplitude de l'impulsion délivrée par le générateur a été fixée à 6 kV : le NMEP est de 0,004 V, ce qui apparaît comme étant négligeable par rapport au niveau de bruit ambiant. La tendance est maintenant complètement inversée. Après correction, le rapport des niveaux maxima entre les deux générateurs est de 10 environ avec un NMEP minimal pour le générateur LGE.

Nous récapitulons, dans le tableau suivant, les expérimentations réalisées et les résultats obtenus qui ont permis une suppression quasi-totale des niveaux d'émission parasites. Les NMEP qui apparaissent sur ce tableau ont été normalisés par rapport à l'amplitude de 4,5 kV du générateur Kentech.

Générateur	Amplitude	Conditions d'essais	NMEP normalisé
KENTECH HPM1	4,5 kV	Utilisation classique	0,036 V
LGE	3 kV	Pas de précaution particulière	≈ 3 V
LGE	4 kV	Blindage et déclenchement câble coaxial	0,033 V
LGE	4 kV	Blindage et déclenchement fibre optique	0,029 V
LGE	6 kV	Blindage, déclenchement câble coaxial et ferrites	0,003 V

L'objectif principal des paragraphes qui suivent est de comparer les performances des baluns Europulse 1880 et LGE en termes de rayonnement et de gain. Un dispositif d'émission composé du générateur LGE, du balun LGE ainsi que d'une antenne Ciseaux est également étudié.

4.1.3.2 - Impulsion rayonnée dans l'axe et transformée de Fourier

L'évaluation des caractéristiques de rayonnement des antennes est réalisée selon la configuration explicitée en 4.1.2.2. En réception, une antenne Ciseaux est associée au même Balun (EUROPULSE 1881). Ce système restera inchangé au cours des mesures.

Nous nous intéressons, plus particulièrement, aux systèmes d'émission complets. Une photographie (figure 4-10) présente un ensemble d'émission dans le plan H composé du générateur KENTECH, du balun EUROPULSE 1880 et d'une antenne de type Ciseaux.

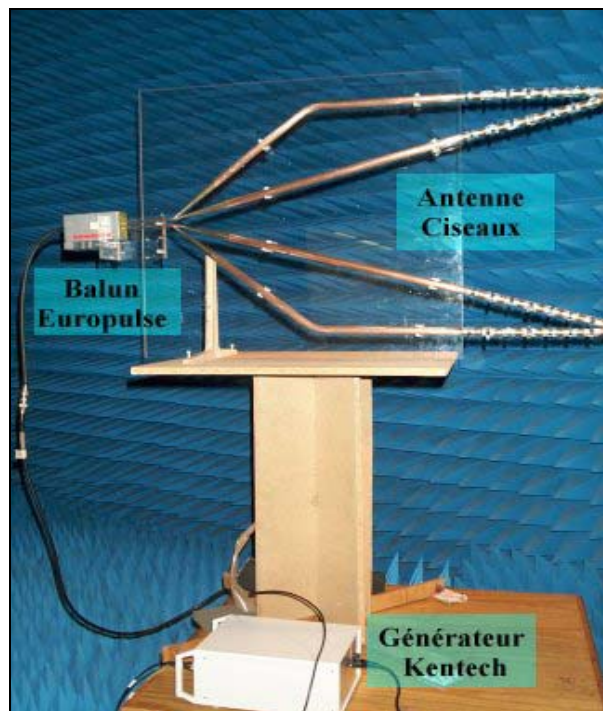


Figure 4-10 : Ensemble d'émission dans le plan H composé du générateur KENTECH HPMI, du balun EUROPULSE 1880 et d'une antenne Ciseaux

Sur les figures suivantes (4-11 à 4-16) sont comparées les impulsions mesurées dans l'axe pour les diverses configurations (générateur KENTECH / LGE, balun EUROPULSE 1880 / LGE, Plans H et E) et les transformées de Fourier discrètes correspondantes.

Une différence de forme et d'amplitude est observée sur les impulsions mesurées dans les plans H et E. Il est cependant difficile d'interpréter, avec justesse, les raisons qui expliquent cette perturbation au niveau du rayonnement. Il est possible d'attribuer cette disparité, à la fois, aux parois de la chambre et au support en bois des antennes : en polarisation horizontale, ce support en bois se retrouve parallèle à la polarisation de l'onde.

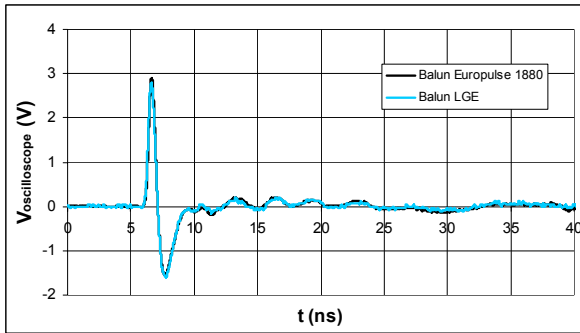


Figure 4-11 : Comparaison des impulsions mesurées dans l'axe pour les deux baluns (générateur Kentech, plan H)

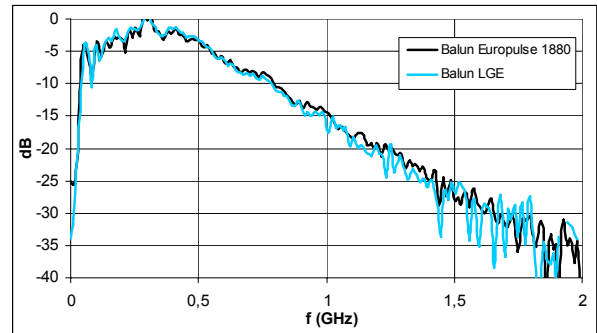


Figure 4-12 : Comparaison des TF des impulsions mesurées dans l'axe pour les 2 baluns (générateur Kentech, plan H)

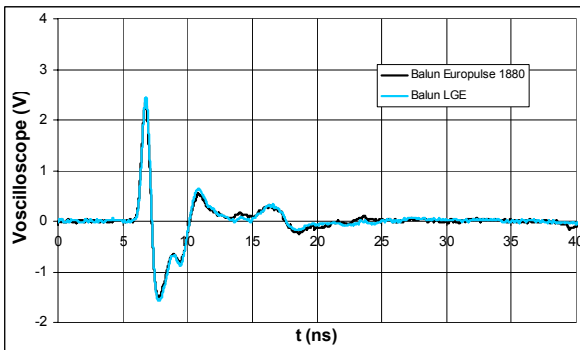


Figure 4-13 : Comparaison des impulsions mesurées dans l'axe pour les deux baluns (générateur Kentech, plan E)

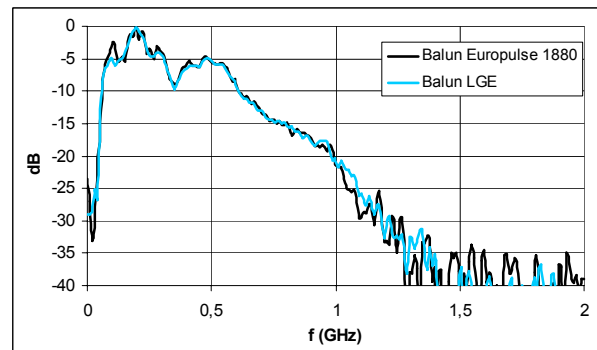


Figure 4-14 : Comparaison des TF des impulsions mesurées dans l'axe pour les 2 baluns (générateur Kentech, plan E)

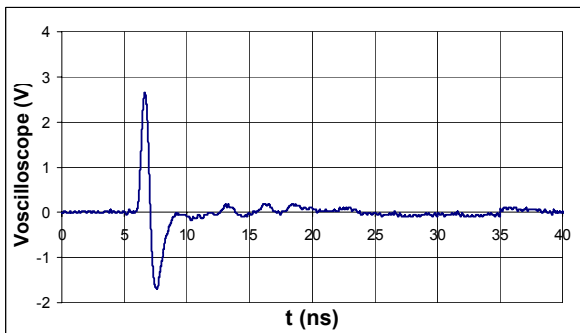


Figure 4-15 : Impulsion mesurée dans l'axe (générateur et balun LGE, plan H)

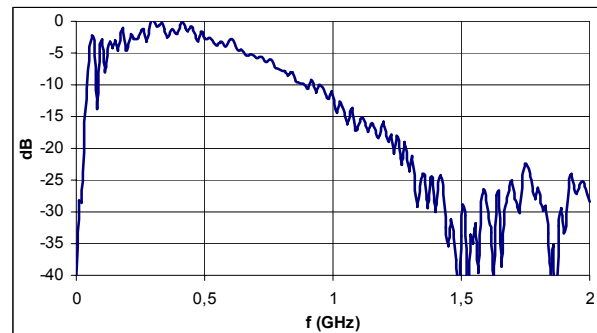


Figure 4-16 : TF de l'impulsion mesurée dans l'axe (générateur et balun LGE, plan H)

Les signaux mesurés présentent, également, des réflexions parasites provenant des parois de la chambre. Ces réflexions sont surtout visibles dans le plan E (figure 4-13). Le premier écho intervient environ 4,5 ns après la réception de l'impulsion principale. La position temporelle de ce trajet indirect $T_{indirect}$ peut être déterminée par le calcul de la formule (4-3) :

$$T_{indirect} = 2 \times \frac{\sqrt{H^2 + \frac{D^2}{4}}}{C} - \frac{D}{C} = 2 \times \frac{\sqrt{2^2 + \frac{5,25^2}{4}}}{3 \cdot 10^8} - \frac{5,25}{3 \cdot 10^8} = 4,5 ns \quad (4-3)$$

avec D : distance entre antennes, C : célérité de la lumière et H : hauteur des antennes.

Le temps clair (intervalle de temps séparant l'impulsion rayonnée des premiers échos) est donc inférieur à 4,5 ns.

Quelle que soit la configuration (figures 4-12, 4-14, 4-16), la couverture spectrale s'étend de quelques MHz à plus de 1 GHz (atténuation de -20 dB).

4.1.3.3 - Détermination du gain

L'expression du gain dans l'axe, valable pour chaque antenne (cf. chapitre 1), est défini par l'équation (1-13) :

$$G_{axe} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \frac{V_{re\cure} (axe)}{V_{g\cenerateur}} \quad (1-13)$$

Il est à signaler que le niveau et l'allure du signal délivré par le générateur Kentech n'ont pas été mesurés avec une grande précision et que, par conséquent, les gains mesurés sont approchés à $\pm 0,5$ dB.

Le signal reçu en pied d'antenne de réception a été corrigé, dans le domaine fréquentiel, en prenant en compte les atténuateurs de 26 dB et l'atténuation dans les câbles W1 et W2 (voir figure 4-4).

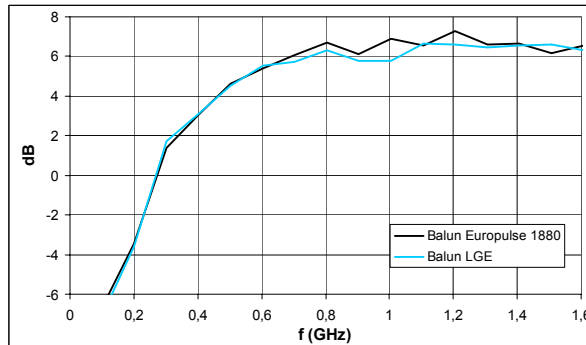


Figure 4-17 : Comparaison de la mesure du gain réalisé dans l'axe pour les deux baluns (générateur Kentech, plan H)

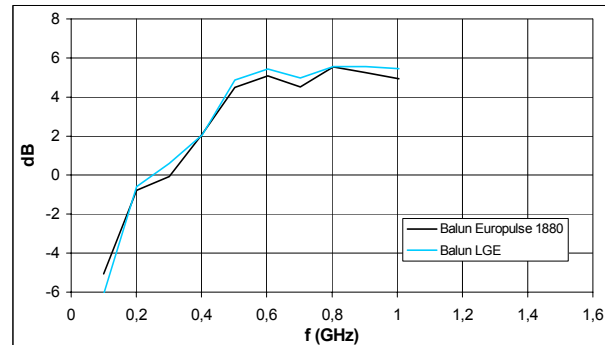


Figure 4-18 : Comparaison de la mesure du gain réalisé dans l'axe pour les deux baluns (générateur Kentech, plan E)

Les gains réalisés (cf. chapitre 1, paragraphe 1.4.4.2) obtenus sont supérieurs à 6 dB de 800 MHz à 1,6 GHz dans le plan H (figure 4-17) et à 5 dB de 600 MHz à 1 GHz dans le plan E (figure 4-18).

Le gain obtenu dans le plan H est légèrement supérieur à celui obtenu dans le plan E. Cette disparité s'explique par la différence de forme au niveau des impulsions mesurées dans ces polarisations (influence des plaques de bois supportant les antennes, échos des trajets indirects). Pour ces raisons, il n'a pas été possible d'évaluer le gain dans l'axe au delà de 1 GHz dans le plan E.

4.1.3.4 - Diagrammes de rayonnement en site et en gisement

Le gain de l'antenne de réception est déterminé, pour les différents angles, par la relation suivante :

$$G(\varphi) = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \left(\frac{V_{re\grave{c}ue}(\varphi)}{V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}} \right)^2 \left(\frac{V_{g\acute{e}n\acute{e}rateur}}{V_{re\grave{c}ue}(axe)} \right) \quad (1-14)$$

Les figures 4-19 à 4-22 présentent les diagrammes de rayonnement dans les plans H et E à 300 MHz, 600 MHz et 900 MHz pour les baluns Europulse 1880 et LGE. Ces diagrammes ont été obtenus à partir de l'équation (1-14).

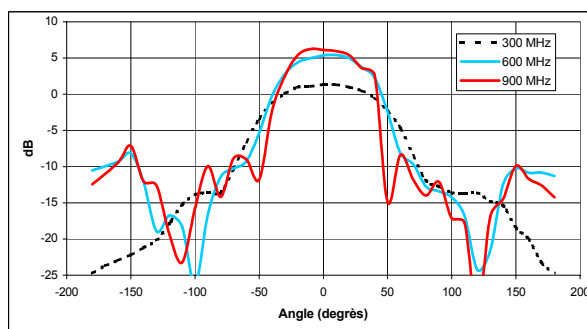


Figure 4-19 : Diagramme de rayonnement dans le plan H (générateur Kentech, balun Europulse1880)

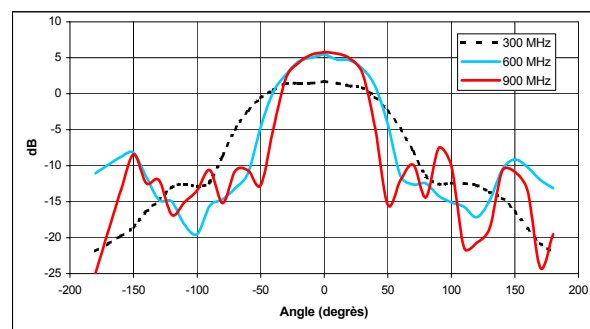


Figure 4-20 : Diagramme de rayonnement dans le plan H (générateur Kentech, balun LGE)

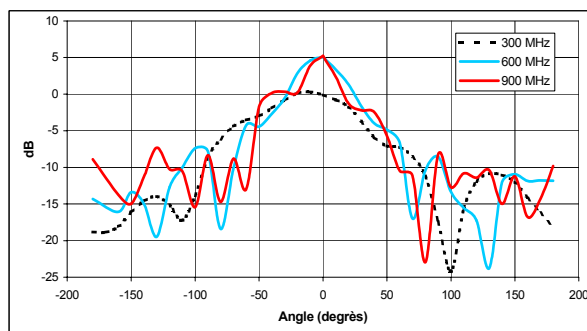


Figure 4-21 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (générateur Kentech, balun Europulse1880)

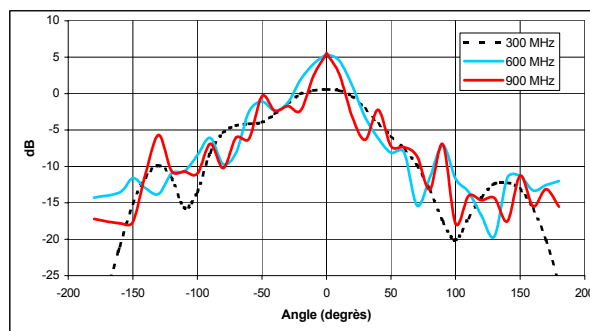


Figure 4-22 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (générateur Kentech, balun LGE)

Les diagrammes sont très semblables quel que soit le balun utilisé. Toutefois, les résultats ne sont pas vraiment exploitables dans le plan E pour les raisons évoquées précédemment.

A partir des diagrammes précédents, il est possible de déterminer, pour chaque fréquence, les valeurs du gain dans l'axe, de l'angle d'ouverture à -6 dB et le niveau de rayonnement arrière par rapport au maximum. Ces résultats sont fournis dans le tableau suivant dans le plan H :

Balun Europulse 1880

Fréquence (MHz)	Gain dans l'axe (dB)	Angle d'ouverture (-6 dB)	Niveau rayonnement arrière / max
300	1,4 dB	53°	-26,1 dB
600	5,4 dB	43°	-15,91 dB
900	6,1 dB	35°	-18,6 dB

Balun LGE

Fréquence (MHz)	Gain dans l'axe (dB)	Angle d'ouverture (-6 dB)	Niveau rayonnement arrière / max
300	1,7 dB	54°	-23,7 dB
600	5,5 dB	42°	-16,6 dB
900	5,8 dB	34°	-24,9 dB

Les deux baluns fournissent, ici encore, des résultats quasi-identiques : le fonctionnement du balun LGE est validé. On remarque, notamment, que l'angle d'ouverture et le niveau de rayonnement arrière sont toujours, respectivement, inférieurs à 55° et à -15 dB quelle que soit la fréquence.

4.1.3.5 - Bilan comparatif des deux baluns

En conclusion, au cours de ces expérimentations, les deux baluns ont fourni des niveaux de performances pratiquement identiques. Cependant, comme nous cherchions à établir une comparaison avec des résultats existants, nous avons travaillé avec des tensions de sortie de quelques kV, zone de recouvrement des générateurs Kentech et LGE. Pour ces générateurs, à ces niveaux de tensions, les bandes fréquentielles ne s'étendent pas au delà de 1,2 GHz ; c'est pourquoi, la meilleure adaptation du balun LGE avec l'antenne Ciseaux observée au moyen du paramètre S_{11} (figure 3-33) n'est pas décelable dans ces essais. On rappelle, en effet, que la bande fréquentielle du générateur LGE augmente avec la valeur de la tension délivrée et que cette dernière peut atteindre 30 kV.

Des essais forts niveaux doivent être réalisés prochainement avec ce générateur. Ils permettront de le tester mais aussi d'évaluer la possible saturation des couples balun / antenne.

4.2 - Perspectives

Pour terminer ce chapitre, nous faisons état de diverses pistes qui pourraient orienter nos recherches futures. Ces pistes ont été explorées, ou sont en cours d'analyse, et il nous paraît opportun de citer, ici, les expérimentations réalisées sur quatre d'entre elles, ainsi que de présenter les différentes perspectives qui en découlent.

4.2.1 - Déclenchement du générateur à l'aide d'une alimentation pulsée réalisée à base de thyristors

Une autre étude a été menée, au LGE, en parallèle à celle du transformateur à lignes. Ce travail, qui entre dans le cadre du mémoire CNAM de P. Graulière [*GRA 01*], a pour but de concevoir et de réaliser une alimentation pulsée que l'on puisse déclencher. Les caractéristiques principales sont une amplitude maximale de 70 kV à une fréquence réglable de 0 à 500 Hz avec des temps de montée de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes et un jitter très faible. Cette alimentation peut être une alternative au TLT.

4.2.1.1 - Le circuit de puissance

Cette alimentation pulsée est basée sur le principe d'un générateur multiétages type Marx. Ce principe repose sur la charge, en parallèle, de plusieurs condensateurs puis de leur décharge, en série, aux bornes de la charge utile. Dans les Marx classiques, c'est un système d'éclateurs qui assure la commutation parallèle / série.

Dans le cas considéré, cette commutation est réalisée par des thyristors. Il existe des thyristors de fortes puissances susceptibles de commuter des hautes tensions (> 4 kV pour des applications dans l'industrie, le ferroviaire ...) et de forts courants. Dans le cas présent, compte tenu des faibles puissances à fournir, il aurait été disproportionné d'utiliser de tels composants. Le montage est donc constitué par des thyristors de faibles puissances (16 TTS 12 de chez International Rectifier) montés en série.

4.2.1.2 - Le circuit de commande

Afin d'obtenir le front de montée le plus régulier et le plus rapide possible, il est nécessaire de déclencher tous les thyristors simultanément et de synchroniser ainsi la décharge des condensateurs. La commande est unique et doit impérativement être isolée de la haute tension dans le montage en générateur de type Marx. La différence de potentiel entre le

dernier étage et le circuit de commande doit pouvoir atteindre 70 kV. Chacun des thyristors doit également avoir sa commande isolée car leurs gâchettes respectives se trouvent au potentiel des cathodes correspondantes. Les gâchettes ont donc été associées à des ferrites. Les circuits secondaires des transformateurs, ainsi réalisés, sont constitués de 4 spires (au-delà de 4 spires, le ferrite utilisé pour ses faibles dimensions sature). Le primaire se résume à un fil blindé haute tension unique qui circule dans chaque ferrite. Ce fil est connecté au boîtier de commande. De cette manière, l'unicité de l'impulsion de commande, ainsi que les différents isollements, sont respectés. Le fil de commande mesurant moins d'un mètre de long, nous pouvons considérer que l'impulsion de commande atteint quasi-simultanément chaque gâchette et que le front ne sera pas trop altéré.

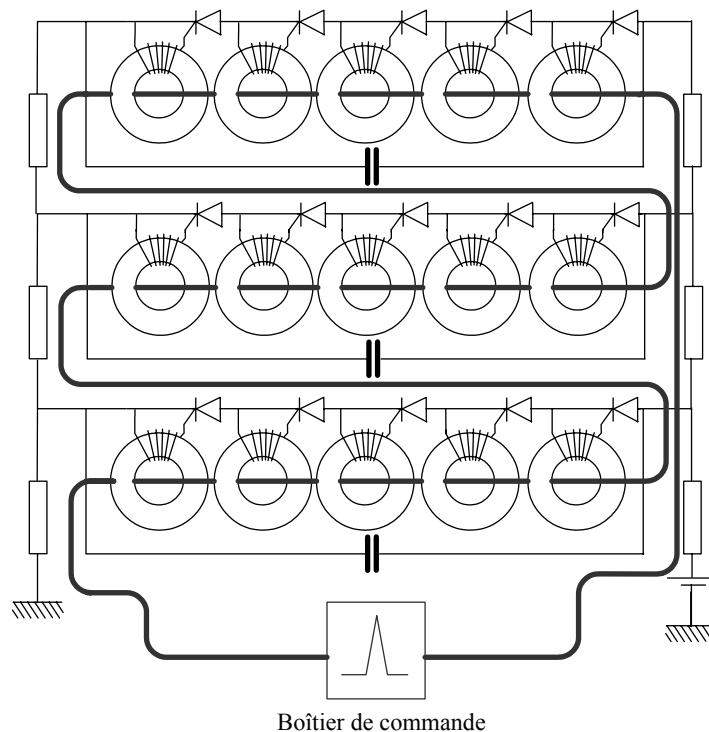


Figure 4-23 : Schéma du circuit de commande des thyristors

4.2.1.3 - Le circuit de protection

Théoriquement, lorsque les condensateurs sont déchargés, tous les thyristors se bloquent simultanément au minimum du courant. En réalité, ce n'est pas le cas : le comportement en régime transitoire de chaque thyristor n'est pas identique. Lorsque le thyristor, qui commute le plus rapidement, commence à se bloquer, la tension à ses bornes a le temps de croître jusqu'à ce que les autres thyristors commencent leur phase de blocage. Il est donc nécessaire de protéger chaque semi-conducteur contre ces risques de surtension. Un circuit RC est placé en parallèle sur chaque semi-conducteur pour absorber ces éventuelles surtensions.

4.2.1.4 - Performances actuelles du prototype

Les études expérimentales de tels générateurs à semi-conducteurs ont permis d'obtenir des rendements en tension compris entre 80% et 85%. Afin d'assurer une tension de sortie de 70 kV, P. Graulière a réalisé un générateur de Marx à 9 étages avec une tension de charge des condensateurs pouvant atteindre 10 kV. Pour commuter cette tension, 10 thyristors sont montés en série à chaque étage. Le résultat essentiel de ce type de réalisation, mettant en jeu un déclenchement par ferrites, réside dans le fait que l'ensemble des 90 thyristors, montés en série, a le même temps de commutation qu'un seul. Il s'en suit que le jitter du retard entre l'impulsion de déclenchement et la commutation est faible. Il n'a pas pu être mesuré de façon précise mais nous l'estimons inférieur à 100 ps.

Les fronts de montée, présentés dans les données techniques des thyristors 16 TTS 12, sont de 500 V / μ s pour une alimentation de gâchette de 10 V environ. Une impulsion de plus de 100 V dans la gâchette permet d'atteindre des fronts beaucoup plus raides, supérieurs à 10 kV / μ s. D'après les essais réalisés, le montage, utilisant les 90 thyristors, délivre des fronts de 80 ns minimum (de 10% à 90%). La durée du signal est de 50 μ s à mi-hauteur. Les condensateurs utilisés sont de 2 nF ; de ce fait, la capacité équivalente de sortie est de 200 pF.

En théorie, avec ce type de montage, il est possible d'atteindre des fréquences proches de 500 Hz pour une tension de sortie de 70 kV. La synchronisation s'effectue très simplement au moyen de signaux de triggers externes issus d'un générateur BF classique. Expérimentalement, nous avons atteint respectivement 1,2 kHz, 500 Hz et 10 Hz avec des impulsions de 10 kV, 30kV et 70 kV d'amplitude de sortie.

L'objectif de 70 kV, 500 Hz n'a pas été atteint à ce jour car la tenue en isolement du montage n'a pas été optimisée et la puissance de charge nécessaire pour fonctionner à de tels niveaux n'est pas disponible avec les alimentations continues équipant actuellement le laboratoire. Pour faire fonctionner ce montage avec les spécifications nécessaires pour le démonstrateur PULSAR, les caractéristiques de l'alimentation continue ont été estimées à une tension maximale de 10 kV et un courant débité de 100 mA.

Les premiers essais que nous avons réalisés, en couplant cette alimentation pulsée au générateur d'impulsions, nous ont permis de réduire la fluctuation sur la variation d'amplitude de l'onde de tension à ± 5 %. Ce qui était un des buts recherchés.

Pour plus de détails sur cette alimentation pulsée, on se réfèrera au mémoire CNAM de P. Graulière [GRA 01].

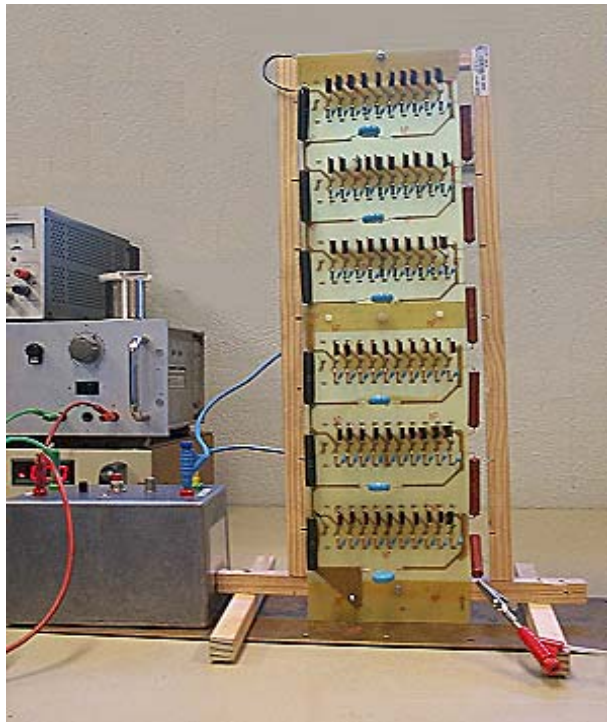


Figure 4-24 : Vue « côté composants » avec condensateurs, thyristors, filtre RC de protection, résistances de charge et de queue



Figure 4-25 : Vue « côté commande » avec ferrites et circuit primaire de commande (réalisation à 6 étages)

4.2.2 - Déclenchement du générateur à l'aide d'une impulsion laser **Evaluation du jitter de déclenchement**

Puisque, dans la structure actuelle du démonstrateur PULSAR, le générateur fournit une impulsion de synchronisation à l'ensemble du dispositif, nous ne nous sommes pas intéressés, dans les chapitres précédents, au problème de jitter. Il semblerait cependant très intéressant de minimiser ce jitter, notamment si on envisageait de coupler, ultérieurement, plusieurs systèmes d'émission générateur / balun / antenne afin d'en augmenter la puissance. Une solution, pour réduire le jitter, consisterait à associer l'alimentation pulsée type Marx à thyristors et un déclenchement optique par laser de l'éclateur à gaz pressurisé du générateur coaxial à impulsions ultra brèves.

Partant de cette idée, nous avons réalisé des expérimentations préliminaires de déclenchement par faisceau laser afin de fixer les ordres de grandeur des divers paramètres à ajuster et d'évaluer la possibilité d'obtenir des jitters très faibles (de l'ordre de 20 ps). Pour s'affranchir, dans un premier temps, des problèmes de synchronisation, nous avons utilisé une alimentation continue et non l'alimentation pulsée.

Ces expérimentations sont menées, conjointement, par l'équipe Optique Cohérente de l'IRCOM de Limoges et par le LGE de Pau. Les premiers essais ont pour objectifs de :

- déclencher le générateur à l'aide d'une impulsion laser et évaluer l'énergie de l'impulsion laser nécessaire à la commutation ainsi que la longueur d'onde de l'impulsion laser la plus appropriée ;
- évaluer le jitter (déviation du temps séparant l'apparition de l'impulsion laser des premiers phénomènes d'initiation de la décharge i.e. reproductibilité au niveau du temps séparant l'arrivée du faisceau laser du début de l'impulsion de courant) en fonction de paramètres de l'impulsion laser tels la longueur d'onde, la durée ou l'énergie du faisceau.

4.2.2.1 - Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental, comprenant le laser et le générateur coaxial, est présenté figure 4-26. En prévision de ces essais, un hublot en BK7 a été inséré au niveau de l'éclateur du générateur de manière à pouvoir focaliser le faisceau laser dans l'intervalle inter-électrodes. Cette modification n'entraîne pas de désadaptation notable au niveau du générateur.

Tous les signaux sont enregistrés au moyen d'un oscilloscope Tektronix TDS 680 C (bande passante 1GHz et fréquence d'échantillonnage 5 Gé / s).

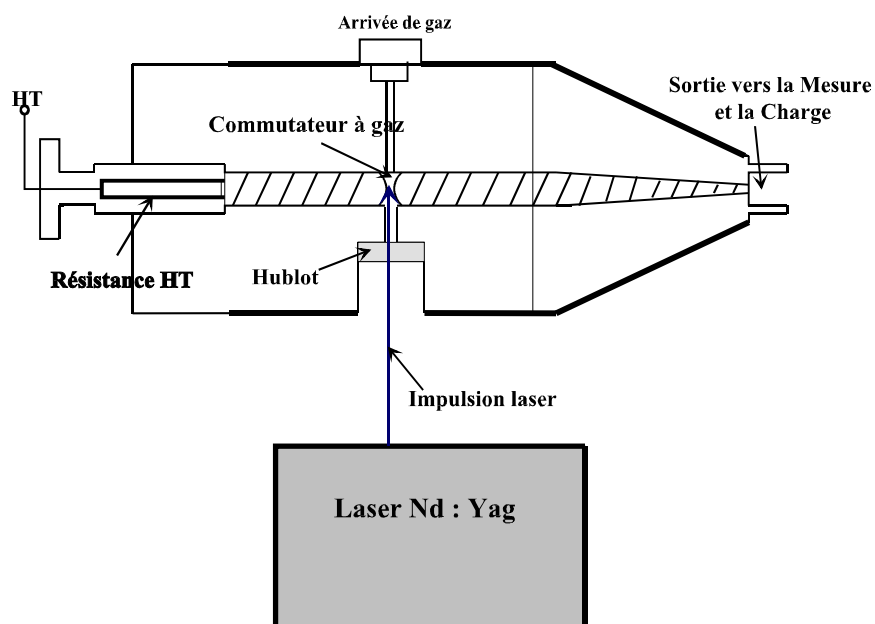


Figure 4-26 : Dispositif expérimental pour le déclenchement du générateur par une impulsion laser

4.2.2.2 - Déclenchement du générateur à l'aide d'une impulsion laser

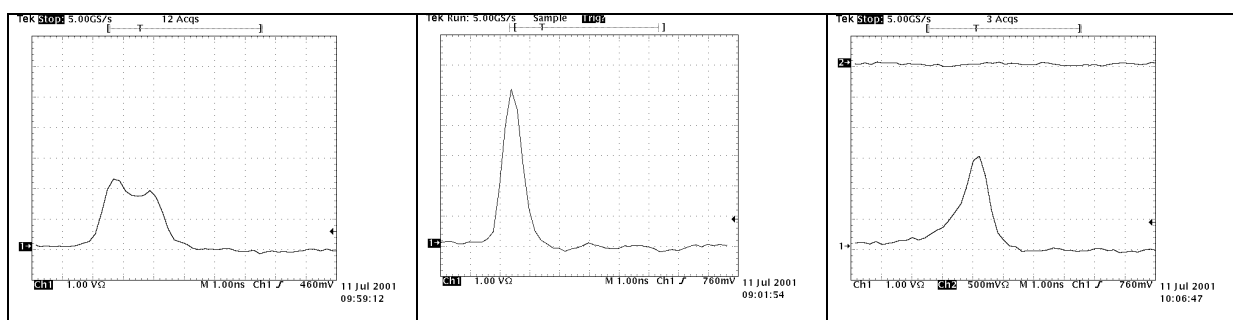
Le but est, tout d'abord, de déclencher le générateur à l'aide d'une impulsion laser. Pour réaliser cette expérimentation, on se place légèrement au dessous de la tension qui permet

d'initier des décharges en mode relaxé (85-90 % de la tension disruptive). La pression dans l'éclateur est de 13 bar et la distance inter-électrodes $d = 1,4$ mm. Dans ces conditions, la plus faible valeur de haute tension continue permettant de faire fonctionner le générateur en mode relaxé est de 23 kV. On règle l'alimentation HT continue à 20 kV.

La longueur d'onde du faisceau laser peut être ajustée à 1064 nm ou à 532 nm. La durée de l'impulsion laser est de 30 ps ou de 100 ps. Lorsque l'énergie laser est de l'ordre du mJ, un déclenchement systématique du générateur est observé si le faisceau (focalisé ou pas) est positionné dans l'éclateur.

4.2.2.3 - Allure de l'impulsion en sortie du générateur

Quand le faisceau est déplacé, l'allure des impulsions en sortie du générateur change. La position de focalisation du faisceau paraît primordiale. Les diverses allures observées sont résumées sur la figure 4-27.



1 - Impulsion élargie « 2 pics »

2 - Allure « classique »

3 - Temps de montée allongé

Figure 4-27 : Allures observées en sortie du générateur pour différentes positions de focalisation du faisceau laser

- Pour l'allure 1, il semblerait que le faisceau laser soit focalisé, à la fois, sur l'électrode portée à la haute tension et dans l'intervalle gazeux. On trouverait alors deux contributions : l'une due au métal, l'autre au gaz.
- Lorsque le faisceau laser nous paraît focalisé dans l'intervalle inter-électrodes, on trouve une impulsion dite classique (allure 2).
- L'allure 3 est plus difficilement interprétable et nous ne sommes pas en mesure de l'expliquer.

Nous ne pouvons pas conclure, pour l'instant, car un deuxième hublot en BK7 aurait du être prévu pour permettre de contrôler la position du point de focalisation du faisceau laser.

4.2.2.4 - Evaluation du jitter de déclenchement

Le réglage des paramètres concernant le générateur est conservé pendant toute la durée des essais ($V_{\text{relaxé}} = 23 \text{ kV}$, $P = 13 \text{ bar}$, $d = 1,4 \text{ mm}$, $V_{\text{DC}} = 20 \text{ kV}$) ; seul le laser fera l'objet de modifications en vue d'une amélioration du retard et du jitter.

Pour mesurer ce dernier, une petite fraction de la lumière du laser est envoyée sur un photomultiplicateur (temps de réponse minimal de 600 ps pour une tension de polarisation de 3,5 kV) et l'impulsion délivrée par le générateur est prélevée par le biais d'une sonde capacitive conçue au LGE (chapitre 2). Ces signaux sont enregistrés sur l'oscilloscope Tektronix TDS 680 C et une statistique sur 100 impulsions est systématiquement effectuée.

Un enregistrement caractéristique (réglage laser : 532 nm ; 100 ps) est proposé figure 4-28.

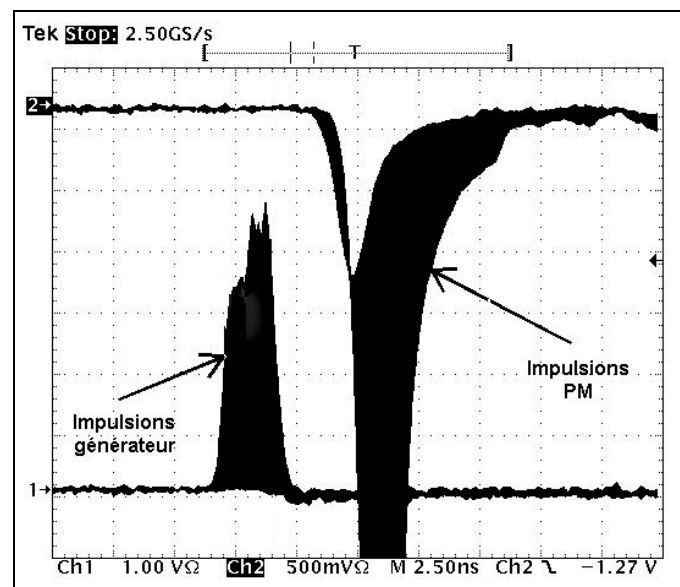


Figure 4-28 : Oscillogramme obtenu pour évaluation du jitter de déclenchement du générateur (enregistrements cumulés de 100 chocs)

Nous n'avons pas cherché à compenser le temps de retard du photomultiplicateur (PM), ni à ajuster la longueur des câbles, ce qui fait que les impulsions du générateur apparaissent, sur l'enregistrement, avant celles du laser qui le déclenchent. Ce n'est pas important : la grandeur importante est le retard du à la « mesure » ; elle est inchangée. Il est alors intéressant de noter que les « zones noires », représentatives des enveloppes des divers enregistrements, sont à peu près de la même largeur. Sachant que l'on synchronise l'oscilloscope sur le premier front du signal du PM, nous constatons une certaine instabilité dans la forme des impulsions laser due à une mauvaise reproductibilité. Elle se traduit par un élargissement de la trace du deuxième front. Le générateur réagit en conséquence et la valeur de l'élargissement de la trace

des impulsions du générateur nous fait penser que le jitter est inférieur à 1 ns. Les moyens de mesure, affectés pour l'instant à ces essais, ne nous permettent pas de réaliser une mesure plus précise.

4.2.2.5 - Analyses et perspectives

Pour diminuer le jitter, les tendances générales observées sont les suivantes : la longueur d'onde doit être la plus faible, l'énergie la plus élevée et la durée la plus longue possibles. Ces premiers résultats sont intéressants, même s'ils doivent être largement affinés : l'objectif de 20 ps est encore lointain.

Nos premiers résultats sont cependant en accord avec les observations de chercheurs ayant largement travaillé sur le sujet. En effet, selon Woodworth et al. [*WOO 84*], le jitter est amélioré quand l'énergie et la durée de l'impulsion laser augmentent et lorsque la longueur d'onde se rapproche de l'ultra violet. Dans leurs expériences, le faisceau laser (Nd : Yag) est focalisé sur la cathode par une lentille de 25 cm de distance focale pour déclencher un commutateur à SF₆. L'impulsion laser est synchronisée avec la forme d'onde de l'alimentation pulsée du commutateur. Pour obtenir un jitter minimal, les caractéristiques principales de l'impulsion laser sont une durée de 4 ns, une longueur d'onde de 266 nm, des énergies de l'ordre de la dizaine de mJ. Dans ces conditions, le jitter a été évalué à 200 ps par l'intermédiaire de deux photodiodes (temps de réponse inférieur à 500 ps). Ces photodiodes observent la lumière produite par le laser et par l'arc électrique. Dans la discussion, les auteurs terminent par une remarque importante : les meilleurs résultats sont obtenus quand l'impulsion laser dure jusqu'à ce que l'impulsion de courant commence à apparaître.

Guenther et Bettis [*GUE 78*] ont réalisé une étude très complète sur la commutation d'éclateurs haute tension à gaz déclenchés par une impulsion laser. Ils dressent ainsi une liste de recommandations pour obtenir des performances de commutation optimales. Les principaux résultats, en dehors de ceux de Woodworth et al. (durée, longueur d'onde, énergie), qu'ils énoncent sont résumés ici :

- des retards statistiques identiques sont mesurés en polarité positive et négative ;
- quand la pression augmente, le jitter diminue ;
- si l'on rajoute de l'Argon dans le gaz de remplissage du commutateur, le jitter est réduit. Cependant, le pourcentage d'Argon doit rester faible pour générer des impulsions d'amplitude suffisante car la tenue diélectrique de ce gaz est très faible ;
- le jitter est étroitement lié au temps séparant l'arrivée du faisceau laser de la montée du signal de courant : une diminution de ce temps entraîne une diminution du jitter. De plus, le

retard est fonction du métal de constitution des électrodes du commutateur (par exemple, dans une configuration donnée ce retard a été évalué à 20 ns avec des électrodes en laiton et à 10 ns avec des électrodes en tungstène) ;

- le jitter est contrôlé par la reproductibilité de l'impulsion laser.

Un jitter minimal de l'ordre de 50 ps a pu être mesuré dans un mélange gazeux constitué de 90 % d'Argon et de 10% d'Azote (la tenue diélectrique n'était pas un critère important). Pour cet essai, la pression est de 4 bar, la distance inter-électrodes de 1 cm, l'anode est usinée en acier inoxydable et la puissance de l'impulsion laser est supérieure à 1 MW (durée de 15 ns). La tension nécessaire à la commutation (sans impulsion laser) étant de 48 kV, la tension continue est réglée à 43,2 kV.

Dans notre cas, pour réaliser des expérimentations plus fines et plus performantes, il devient indispensable :

- de mieux contrôler la reproductibilité des impulsions laser (par un meilleur réglage ou par un tri sélectif des impulsions) ;
- d'insérer, au niveau de l'éclateur pressurisé, une deuxième visée optique afin de mieux maîtriser la position du point de focalisation du faisceau laser ;
- de travailler avec une longueur d'onde se rapprochant de l'ultra violet ;
- d'augmenter la durée de l'impulsion laser en cherchant à obtenir une durée avoisinant le temps séparant l'arrivée du faisceau laser du début de l'impulsion de courant (quelques nanosecondes) ;
- de disposer d'un détecteur optique dont le temps de réponse est plus faible que celui du PM utilisé actuellement.

D'après les données publiées sur le sujet et nos premiers résultats expérimentaux, l'objectif de déclencher par laser notre générateur coaxial à commutateur pressurisé avec un jitter de l'ordre de 20 ps semble envisageable à moyen terme.

4.2.3 - Conception d'un générateur et d'atténuateurs de tension 150 Ω

Le fait de s'affranchir des baluns d'adaptation et de symétrisation entre le générateur et l'antenne peut présenter un intérêt certain. Pour ce faire, l'impédance caractéristique du générateur doit être identique à l'impédance d'entrée de l'antenne. Il est probable que le CELAR se soit orienté vers un générateur 50 Ω parce que, pratiquement, tous les générateurs ultra rapides du commerce sont adaptés sur cette valeur. Mais, à partir du moment où l'on

peut concevoir un générateur spécifique pour l'étude, on pourrait s'affranchir des problèmes liés au balun. Nous avons donc travaillé sur la possibilité de concevoir un générateur d'impédance de 150 Ω . En sortie du générateur, la symétrisation serait réalisée grâce à un changement progressif de géométrie.

4.2.3.1 - Essais préliminaires

4.2.3.1.1 - Atténuateur de tension 150 Ω

Il n'existe pas, à notre connaissance, de connecteurs ayant une impédance caractéristique de 150 Ω sur le marché.

Pour confectionner cet atténuateur 150 Ω , l'utilisation de la résine époxyde ou du téflon précédemment utilisés n'était pas envisageable parce que les dimensions n'auraient pas pu rester cohérentes. Par exemple, la permittivité diélectrique de l'araldite étant 3,6, le diamètre du conducteur extérieur serait de 184,5 mm avec un conducteur intérieur identique aux précédents (1,6 mm). Par conséquent, l'isolant ne peut être qu'un gaz ($\epsilon_r = 1$) pour que les dimensions géométriques demeurent raisonnables. Ces sondes 150 Ω doivent s'adapter directement à la sortie du générateur pour éviter une éventuelle rupture d'impédance qui serait la cause de perturbations dans l'allure temporelle de l'impulsion.

L'utilisation d'un gaz comme seul isolant n'est pas possible techniquement ; c'est pourquoi, une faible épaisseur de PVC a été rajoutée pour centrer le conducteur intérieur et pour rigidifier l'atténuateur (figure 4-29). Des essais préliminaires ont montré que cette couche de PVC influençait peu la valeur capacitive de l'intervalle. Dans un premier temps, les dimensions géométriques de la sonde ont été déterminées sans tenir compte de cette épaisseur de PVC. Le diamètre intérieur du conducteur extérieur du manchon coaxial d'impédance Z_1 est fixé à 37 mm et son diamètre extérieur à 39 mm. De cette manière, le diamètre du conducteur intérieur est 3 mm.

$$d_2 = 37 \text{ mm}; \quad \epsilon_r = 1; \quad Z_1 = 150 \Omega; \quad d_1 = \frac{d_2}{\exp\left(2\pi \cdot Z \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\mu_0}}\right)} = 3 \text{ mm} \quad (4-4)$$

Nous avons choisi des feuilles de Téflon de 0,8 mm d'épaisseur comme diélectrique pour réaliser le tube concentrique d'impédance caractéristique Z_2 . Le rapport de division obtenu est de 200 environ (-46 dB).

La fréquence de coupure, liée à la géométrie, est de 5 GHz. Elle n'intervient pas dans la limitation au niveau de la réponse impulsionnelle.

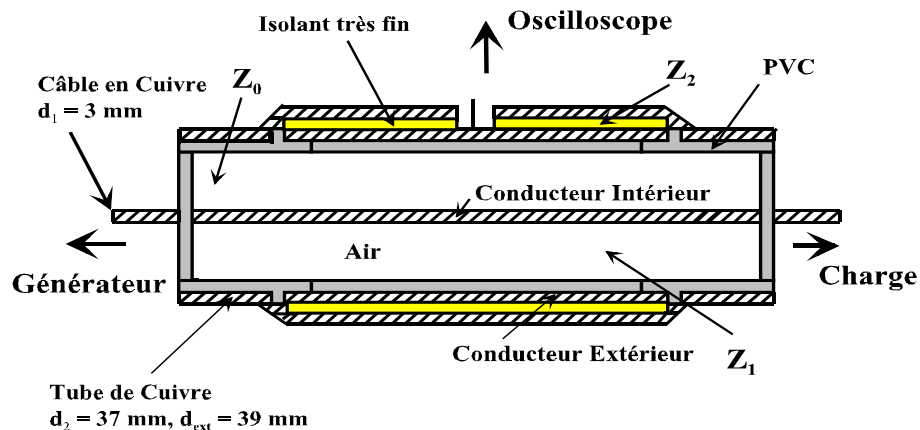


Figure 4-29 : Schéma caractéristique de l'atténuateur 150 Ω

4.2.3.1.2 - Conception du générateur 150 Ω

Le principe général du prototype présenté au chapitre 2.1 est conservé. Comme cela a déjà été expliqué pour la sonde 150 Ω , le diélectrique doit être un gaz pour que les dimensions géométriques du générateur demeurent cohérentes. L'isolant est de l'air à pression atmosphérique. Sa permittivité diélectrique est 1 et sa tenue diélectrique est 3 kV / mm. Une fine épaisseur de PVC (7 mm) sert de support aux électrodes (figure 4-30) et permet le maintien d'une pression constante du gaz de remplissage au niveau du commutateur. Comme pour l'atténuateur 150 Ω , nous n'avons pas pris en compte l'influence de cette épaisseur de PVC supplémentaire pour évaluer les dimensions qui permettent d'ajuster l'impédance caractéristique résultante du générateur. Le conducteur intérieur (électrode en laiton terminée d'hémisphères en acier inoxydable) a un diamètre de 8 mm et le conducteur extérieur (laiton) un diamètre intérieur de 98 mm et extérieur de 110 mm. De cette manière, l'impédance caractéristique serait de 150 Ω si le PVC n'intervenait pas. Après le commutateur, les diamètres des deux conducteurs diminuent sans qu'il y ait de rupture d'impédance. Les diamètres terminaux des deux conducteurs sont respectivement 3 mm et 37 mm. La sonde de mesure 150 Ω (paragraphe 4.2.3.1.1) peut ainsi s'intégrer à la terminaison du générateur. Deux joints toriques ont été placés sur les électrodes, de part et d'autre de l'espace inter-électrodes, pour assurer l'étanchéité. La longueur de la ligne de formation est fixée à 5 cm.

Ce prototype permet de générer des impulsions de forme triangulaire. Les temps de montée et de descente minimums mesurés sont respectivement de 150 ps et 350 ps, la durée à mi-hauteur est inférieure à 450 ps.

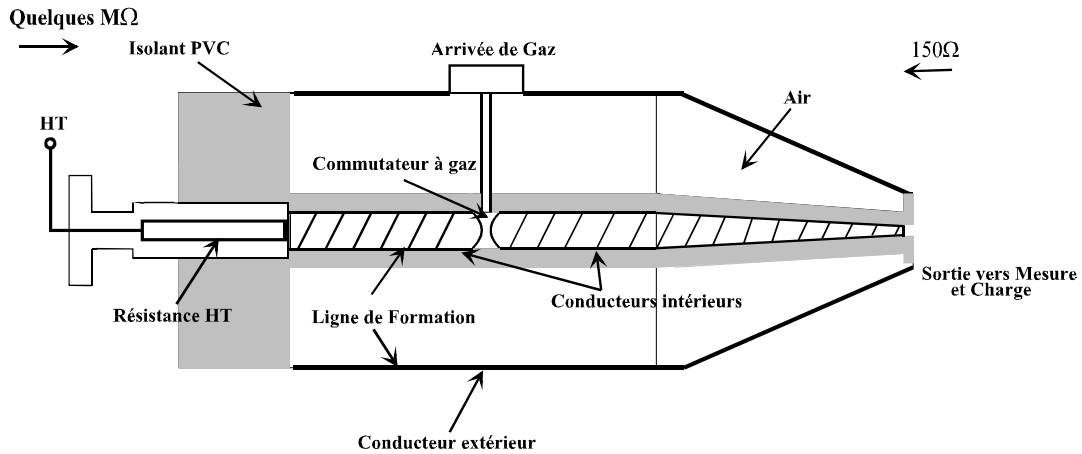


Figure 4-30 : Schéma de principe du générateur 150 Ω

Un oscillogramme enregistré à l'aide de l'oscilloscope séquentiel de 6 GHz de bande passante (TDS 820) est présenté figure 4-31 :

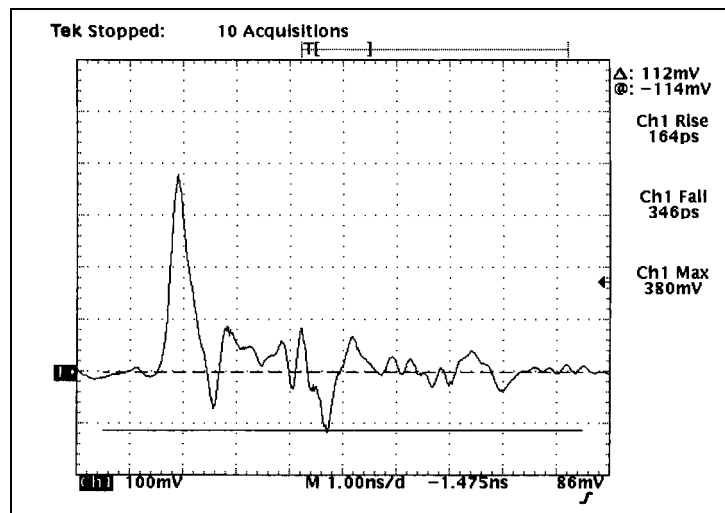


Figure 4-31 : Oscillogramme obtenu avec le prototype 150 Ω (TDS 820)
Hydrogène, $P = 30$ bar, $d = 0,6$ mm

4.2.3.2 - Analyses et perspectives

Les résiduels, après l'impulsion, sont nettement supérieurs à ceux prévus dans le cahier des charges initial du CELAR. Ces défauts sont dus à un phénomène de dispersion au niveau du diélectrique PVC. Celui-ci a une influence non négligeable sur la valeur de l'impédance caractéristique du générateur. De plus, il provoque un étalement spatial et une dégradation du temps de montée de l'impulsion.

Des mesures en réflectométrie réalisées à l'IRCOM au moyen d'un réflectomètre 1502 C Tektronix ont permis de caractériser exactement le générateur du point de vue de son impédance et de localiser, de façon spatiale, les défauts d'adaptation. Les résultats obtenus sont inférieurs aux valeurs initialement prévues (c'est-à-dire sans tenir compte du PVC) : le générateur a une impédance comprise entre 115 et 118 Ω ; le support entre la sortie du générateur et la sonde fait chuter la valeur à 105 Ω ; enfin, l'impédance de la sonde de mesure est comprise entre 135 et 140 Ω . On remarque que la fine épaisseur de PVC a une influence considérable sur les valeurs des impédances : celle-ci devra être minimisée.

Une attention particulière sera portée sur le choix du diélectrique de remplacement pour la conception du prochain générateur. Celui-ci doit avoir une constante diélectrique et une tangente de perte minimales ainsi qu'un bon comportement en hautes fréquences.

Une simulation en différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D) [REI 86 ; FLO 91] a été réalisée à l'IUT de Brive. Elle permet de rendre compte de ces problèmes en montrant l'influence du diélectrique sur la valeur de l'impédance caractéristique du générateur. La première simulation permet de valider les mesures effectuées en réflectométrie avec le générateur utilisant du PVC.

NB₁ : Tout au long des simulations en différences finies, les paramètres de la gaussienne d'alimentation (annexe 3) seront les suivants :

$$E_0 = 1 \text{ V / m}, \quad \alpha = 0,6575 \cdot 10^{10}, \quad \tau_{\max} = 400 \text{ ps}$$

NB₂ : Pour chacune des simulations, l'impédance a été déterminée à la fois en temporel et en fréquentiel par transformée de Fourier en trois mailles différentes afin de connaître l'impédance sur toute la bande de fréquence. Les impédances analysées principalement correspondent à une maille éloignée de dix centimètres après la source pour le temporel et pour le fréquentiel à 500 MHz.

Pour faciliter la simulation, le générateur a été modélisé avec une forme parallélépipédique. Les côtes du conducteur intérieur, du diélectrique PVC et du conducteur extérieur sont respectivement de 7, 21 et 98 mm. La constante diélectrique du PVC est fixée à 3 et reste inchangée quelle que soit la fréquence. Les résultats de ces simulations apparaissent figure 4-32.

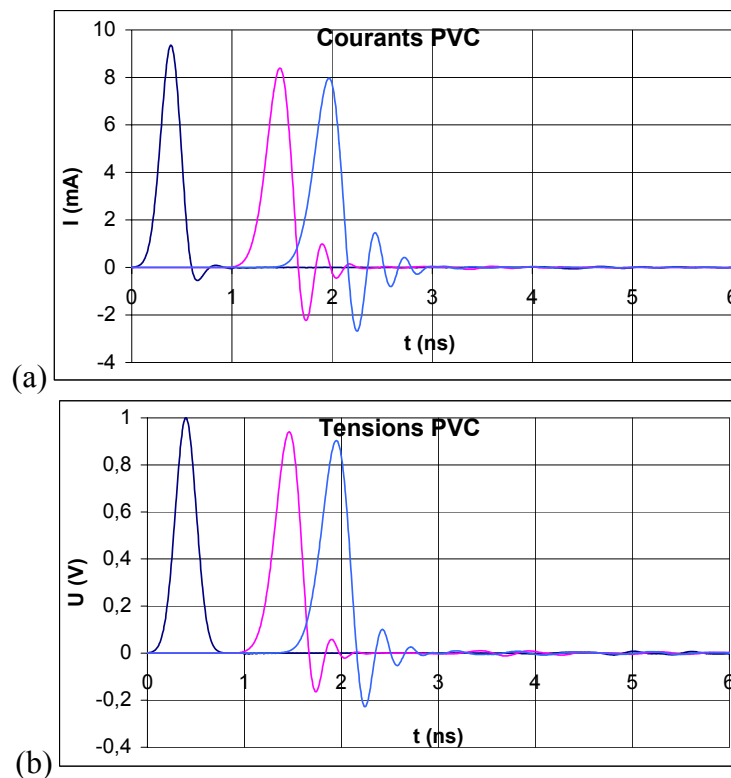


Figure 4-32 : Simulation FDTD du générateur « PVC »
Evolution temporelle des courants (a) et des tensions (b)

Après une propagation de dix centimètres (maille centrale correspondant à une propagation de 1,3 ns), l'impédance résultante est de 113Ω en temporel et 118Ω en fréquentiel. Ces résultats correspondent tout à fait aux valeurs déterminées expérimentalement en réflectométrie. De plus, le phénomène de dispersion est visible sur les courbes : une dégradation de l'allure de l'impulsion et une détérioration du front des impulsions sont observées. Une analogie avec l'oscillogramme présenté plus haut peut être faite.

Les simulations suivantes visent à modéliser une configuration permettant l'obtention d'une configuration « 150Ω » conservant des dimensions qui demeurent cohérentes.

Le diélectrique choisi pour la conception du prochain générateur est le Téflon. Divers cas ont été simulés avec le Téflon. Celui-ci a une tangente de perte minimale et un bon comportement en hautes fréquences. Sa constante diélectrique est de 2 de 50 Hz à 100 MHz. Sa tension de claquage est supérieure à $50 \text{ kV} / \text{mm}$.

Les paramètres qui ont été modifiés au cours de ces simulations sont les côtes des conducteurs intérieurs et extérieurs ainsi que celle du diélectrique. Ainsi, la configuration choisie pour la conception du prochain générateur, s'il doit être réalisé, est décrite ici. Les côtes du conducteur intérieur, du diélectrique Téflon et du conducteur extérieur sont respectivement de 7,5 ; 22,5 et 152,5 mm. Les résultats des simulations correspondantes

apparaissent figures 4-33 et 4-34 : l'impédance résultante après une propagation de dix centimètres (dernière maille correspondant à une propagation de 1,3 ns) est de $140,5 \Omega$ en temporel et 154Ω en fréquentiel.

L'allure temporelle des impulsions n'est pas trop modifiée tout au long de la propagation de l'onde électromagnétique. L'étalement spatial de l'impulsion du à la dispersion est faible : le temps de montée de l'impulsion est modifié de 15 ps et sa durée de 30 ps (figure 4-34). De plus, on n'observe quasiment pas de résiduels après l'impulsion.

Les résultats de cette simulation sont donc probants. Le téflon semble être le diélectrique adéquat pour la réalisation d'un prototype 150Ω .

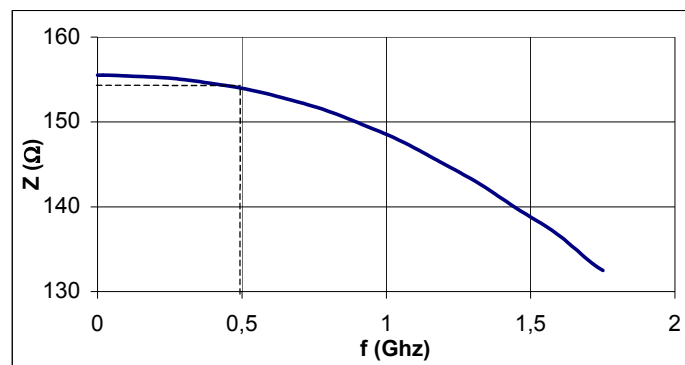


Figure 4-33 : Impédance caractéristique en fonction de la fréquence (générateur « Téflon »)

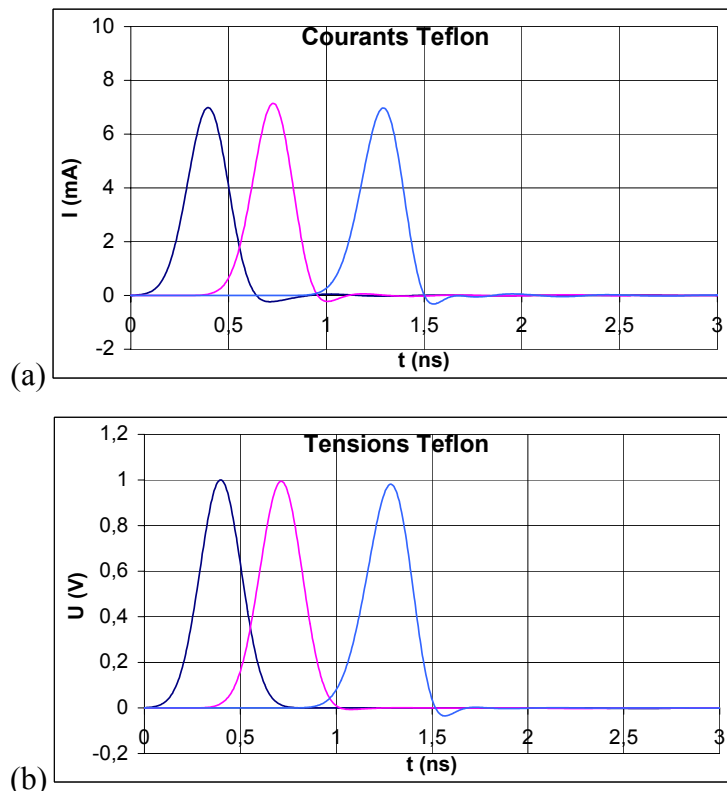


Figure 4-34 : Simulation FDTD du générateur « Téflon »
Allure temporelle des courants (a) et des tensions (b)

Pour revenir à une géométrie cylindrique, il faut déterminer les diamètres des conducteurs intérieur et extérieur ainsi que celui du diélectrique en considérant que le disque de la surface du cylindre a la même superficie que la section du parallélépipède.

Soient « r » le rayon du cylindre et « a » la côte utilisée dans la simulation FDTD (c'est-à-dire la distance la plus courte entre le centre de la section du parallélépipède et un de ses côtés).

$$(2a)^2 = \pi r^2 \Rightarrow r = \frac{2a}{\sqrt{\pi}}$$

De cette manière, les dimensions du prototype seront les suivantes :

- Diamètre du conducteur intérieur : 8,5 mm
- Diamètre du diélectrique Téflon : 25 mm
- Diamètre du conducteur extérieur : 152,5 mm

Le principe de réalisation du premier prototype est conservé. Les seules différences concernent les dimensions géométriques et les éventuelles désadaptations causées par l'insertion du diélectrique supplémentaire comme support d'électrodes. D'après les simulations, il ne devrait pas y avoir de rupture d'impédance à l'entrée ou à la liaison entre la sortie du générateur et la sonde de mesure.

Une étude permettra d'effectuer un paramétrage portant sur l'influence de la pression du gaz et de la distance inter-électrodes afin d'obtenir des impulsions qui correspondent aux spécifications techniques du cahier des charges fixé par le CELAR. Une attention particulière sera portée à l'analyse des temps de montée des impulsions.

De nouvelles sondes seront également réalisées sur ce principe ; de petits cylindres de téflon feront la liaison afin de raccorder les différentes parties entre elles. La longueur de ces cylindres sera de 1 cm de manière à ce que le Téflon n'influence plus de façon notable la valeur de l'impédance résultante.

4.2.4 - Mise en évidence de désadaptations entre le générateur et l'antenne **Perspective relative à l'évolution future du balun**

Dans les clauses techniques de la proposition du CELAR, seul le paramètre S_{11} est spécifié. Il doit être inférieur à -10 dB de 300 MHz à 3 GHz (la fréquence de 4 GHz est visée). Pour la réalisation du balun LGE, nous n'avons, de ce fait, pas eu de préoccupations autres que celle visant à améliorer le paramètre S_{11} .

Les baluns LGE et EUROPULSE répondent à ces spécifications, mais on peut se demander si ce critère est suffisant pour l'obtention de performances optimales. Dans cette optique, une expérimentation vise à évaluer les éventuelles désadaptations d'un ensemble d'émission (figure 4-35) constitué d'un générateur d'impulsions brèves, d'une sonde de tension conforme à celle décrite au chapitre 2, d'un balun (LGE (2,5 m) ou EUROPULSE (0,7 m)) et d'une antenne de type Ciseaux.

Les longueurs des différentes structures sont reportées sur la figure 4-35. Les constantes de propagation, dans ces diverses structures, sont environ de 5 ns.m^{-1} , excepté pour l'antenne Ciseaux pour laquelle la constante de propagation est de $3,33 \text{ ns.m}^{-1}$ (air).

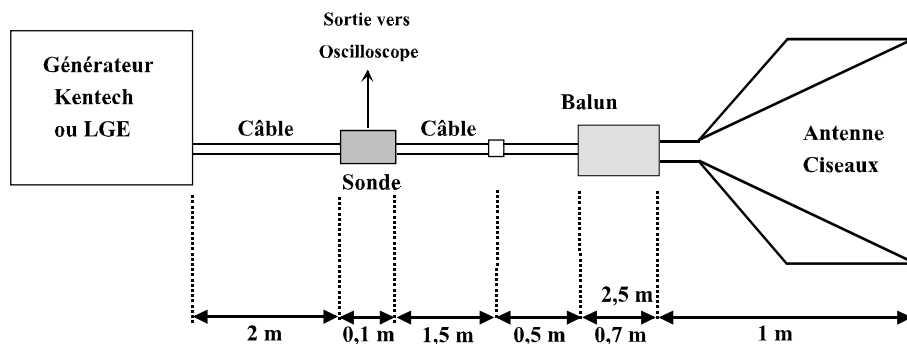


Figure 4-35 : Expérimentation pour la visualisation d'éventuelles désadaptations

L'oscillogramme de la figure 4-36 présente l'impulsion prélevée par la sonde pour une configuration composée du générateur KENTECH HPM1, du balun EUROPULSE 1880 et de l'antenne Ciseaux N°2. Le générateur est réglé à son maximum d'amplitude, à savoir 4,5 kV environ. Cet enregistrement a été effectué à l'aide de l'oscilloscope TDS 680C (bande passante 1 GHz et fréquence d'échantillonnage 5 Gé / s).

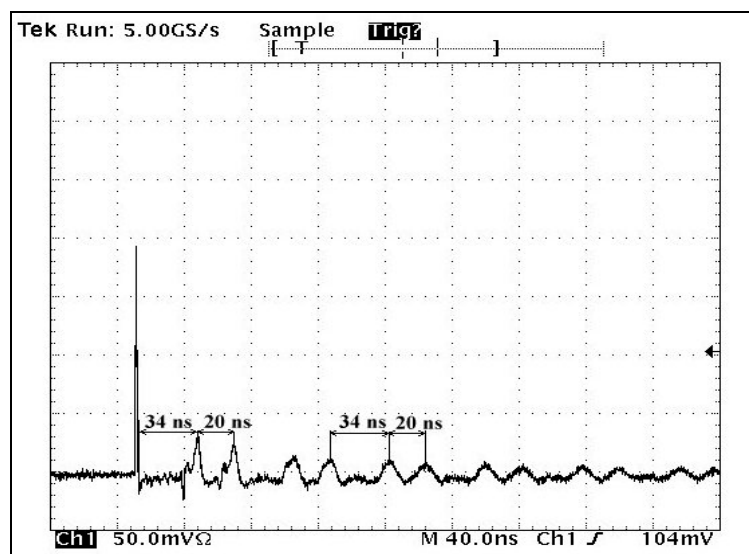


Figure 4-36 : Mise en évidence des désadaptations entre les diverses structures d'un ensemble d'émission

Il est important de signaler que des phénomènes identiques ont été observés avec le générateur LGE et le balun LGE. Des désadaptations importantes sont mises en évidence. Après l'impulsion principale, des réflexions considérables apparaissent et reviennent de façon cyclique. La première réflexion est enregistrée 35 ns après l'impulsion principale. Ce temps correspond au temps de transit d'un aller et retour dans le câble de 1,5 m, dans les câbles composant le balun (0,5 m et 0,7 m) et dans l'antenne Ciseaux (1 m). On peut évaluer ce temps à 34 ns ($2 \times [(1,5 + 0,5 + 0,7) \times 5 + 2 \times 3,3] = 34$). Ce premier pic est donc dû à une réflexion en extrémité d'antenne. Cette réflexion continue à se propager vers le générateur et est complètement réfléchi au niveau du générateur puisque celui-ci présente un circuit ouvert. Cette onde réfléchi va alors se propager à nouveau vers l'antenne. Elle est alors à nouveau prélevée par la sonde avec un décalage temporel de 20 ns (qui correspond au temps de transit d'un aller et retour dans le câble de 2 m). Ce phénomène se produit ensuite à plusieurs reprises (≈ 10) avec une amplitude décroissante et une dispersion à chaque passage : les hautes fréquences sont rayonnées préférentiellement par l'antenne.

Ces ondes réfléchies, dues à une adaptation insuffisante, sont rayonnées par l'antenne. Elles peuvent être une cause du problème de couplage en basses fréquences. Pour améliorer ce problème de désadaptation, les recherches futures devront être orientées selon trois directions majeures :

- modification des charges en extrémités d'antennes (choix de la qualité des résistances ou modification de la répartition) afin de mieux éliminer les courants qui se réfléchissent aux extrémités ;
- optimisation du paramètre en réflexion (S_{11}). On peut, en effet, se demander si la spécification de -10 dB est suffisante. Ce coefficient de réflexion vaut 0,3 en linéaire. Il faudrait peut être envisager un S_{11} inférieur à -20 dB (coefficient de réflexion de 0,1 en linéaire) de 100 MHz à 3 GHz ;
- évaluation et amélioration éventuelle du paramètre en transmission (S_{21}). En effet, dans la bibliographie, ce paramètre est le plus souvent cité. Il correspond aux pertes d'insertion. Pour l'évaluer, il est nécessaire de posséder deux baluns identiques. Le S_{21} des deux baluns est alors évalué lorsqu'ils sont positionnés tête-bêche (la fiche banane positive d'un balun est reliée à la fiche banane négative de l'autre et vice versa). La réponse en transmission d'un seul balun est alors déduite de cette mesure. Même si aucune attention particulière n'a été portée à l'amélioration de ce paramètre, il nous a semblé utile d'avoir une idée grossière de sa valeur. Nous avons, tout d'abord, procédé à une mesure qui nous servira de référence. Cette

mesure a consisté à déterminer le paramètre S_{21} d'un balun EUROPULSE. Deux baluns, supposés identiques, ont été placés tête-bêche ; les pertes d'insertion ont alors été déduites de cette mesure. Elles sont de -5 dB environ pour un seul balun à 1 GHz. Ne possédant pas deux baluns LGE identiques, la mesure suivante a consisté à associer l'un des baluns de la société EUROPULSE au balun LGE. Par déduction, les pertes d'insertion du balun LGE ont été évaluée à -3 dB à 1 GHz.

Pour améliorer ce résultat, des câbles plus courts à très faibles pertes seront utilisés pour les éventuelles conceptions futures. Cependant, un compromis devra être trouvé car l'amélioration du paramètre S_{21} se fait, généralement, au détriment du paramètre S_{11} jusqu'à 800 MHz.

Récemment, la société EUROPULSE a travaillé à améliorer ce paramètre qui deviendra, certainement, un élément essentiel dans la réalisation d'un balun pour l'intégration dans le démonstrateur PULSAR : les pertes d'insertion d'un balun de ce type ont été évaluées à -1,3 dB à 1 GHz et à -2,1 dB à 2 GHz sans une trop grande détérioration du paramètre en réflexion. Ce résultat est évidemment intéressant pour les orientations futures.

Conclusion

Les travaux que nous avons présentés dans ce document s'intègrent dans un projet plus vaste, entrepris par le CELAR depuis 1995 et qui consiste à développer un système de détection de mines au moyen d'un radar ULB (projet PULSAR).

Des études préliminaires, réalisées principalement par l'IRCOM de Limoges, ont montré que l'utilisation de moyens transitoires ULB était adaptée à ce type de problème et ont permis le dimensionnement de la chaîne complète : émission / réception / traitement. Depuis, plusieurs études complémentaires ont été lancées simultanément dont, notamment :

- la conception et la réalisation d'une chaîne d'émission / réception de forte puissance ;
- l'exploitation des mesures, afin d'obtenir des images électromagnétiques ;
- la simulation des réponses de cibles en fonction de la nature du sol.

Notre travail concerne le premier de ces points et regroupe, essentiellement, deux aspects : la génération d'impulsions haute tension ultra brèves et leur émission au moyen d'une antenne. Nous nous sommes occupés de la partie "générateur" et l'équipe de l'IRCOM, localisée à Brive, de la partie "antenne". Les essais du dispositif complet ont été effectués en commun.

Le problème posé peut être résumé, sèchement, en quelques chiffres : réaliser un générateur 25 kV sur 50 Ω , de temps de montée réglable de 100 à 200 ps, de durée à mi-hauteur inférieure à 800 ps, fonctionnant à 500 Hz avec une reproductibilité d'impulsion de $\pm 5\%$.

Les deux chiffres cruciaux sont 25 kV et 100 ps :

- pour descendre au-dessous de la nanoseconde, toute configuration à éléments discrets est exclue : il faut travailler en structure de ligne ;
- pour commuter plusieurs dizaines de kV en des temps aussi brefs, on doit s'orienter vers des commutateurs à gaz.

Nous avons donc développé un générateur haute tension, à structure de ligne, muni d'un éclateur à gaz pressurisé.

Aucun instrument commercialisé ne permettant de mesurer de tels signaux, nous avons dû concevoir, et réaliser, une sonde de tension adaptée au problème. Elle est, elle aussi, à structure de ligne et sa caractérisation fréquentielle, effectuée à l'analyseur de réseau, a permis de montrer que sa bande passante (11,5 MHz - 3,3 GHz) était compatible avec le problème traité.

Disposant de ces mesures de tension, nous avons pu analyser les impulsions délivrées par le générateur et faire varier un certain nombre de paramètres comme la nature du gaz, la distance inter-électrodes et la pression. Pour le problème considéré, nous avons abouti aux conclusions suivantes : l'hydrogène est le gaz le mieux adapté et le générateur fonctionne d'autant mieux que la distance inter-électrodes est faible et le champ électrique élevé.

Le paramètre champ étant prépondérant, nous nous orientons, pour la réalisation finale, vers un générateur à distance inter-électrodes faible mais constante et à pression variable, sachant que la tension de sortie augmente et le temps de montée diminue lorsque la pression augmente.

Il est intéressant de noter que plus la tension délivrée est importante et plus le temps de montée est réduit : les deux paramètres varient simultanément dans le bon sens et c'est bien rare !

Parallèlement à l'étude et à la réalisation technique du système, nous avons tenté d'effectuer sa modélisation au moyen du logiciel SPICE. Lors de ce travail, nous avons été gênés, au niveau du commutateur, car nous n'avons pas su interpréter, du point de vue « Physique de la décharge », la phénoménologie qui permet d'aboutir à des temps de commutation aussi courts pour de l'Hydrogène à 35 bar sur une distance inter-électrodes de 0,6 mm. Nous avons donc dû ajuster les paramètres d'arc - notamment la self et le temps d'établissement - de façon à obtenir une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et la simulation mais la démarche n'est pas satisfaisante. Ce problème reste posé. Malgré cela, cette modélisation nous a permis de localiser les éléments parasites les plus critiques en quantifiant leur influence.

D'autres caractéristiques, imposées par le cahier des charges, ont pu être atteintes sans trop de difficultés :

- la largeur à mi-hauteur de l'impulsion dépend, théoriquement, de la longueur de la ligne de formation et les résultats ont été conformes à ce qui avait été prévu dès le départ ;

- le choix de l'Hydrogène s'est avéré judicieux pour un fonctionnement aux fréquences de répétition imposées : nous avons pu atteindre 2,5 kHz, soit cinq fois mieux que ce qui est requis ;
- enfin, les résiduels ont été minimisés ($< 8\%$) en contrôlant, grâce à la simulation SPICE, les éléments parasites de façon à assurer la continuité dans l'adaptation tout au long du générateur, de la sonde de tension et de la charge.

Le problème non résolu concerne la reproductibilité des impulsions qui est de $\pm 10\%$, au lieu des $\pm 5\%$ requis. Ceci est lié au fait que, pour ne pas détériorer le temps de front, nous faisons fonctionner le commutateur, à deux électrodes, en mode relaxé au moyen d'une alimentation continue. Nous avons donc eu à résoudre un problème d'alimentation du générateur que nous n'avions pas envisagé au départ. La solution retenue a consisté à travailler en mode "relaxé - commandé" (si les deux termes sont compatibles ...), c'est-à-dire en utilisant une alimentation pulsée à fronts relativement raides (quelques dizaines de nanosecondes) afin d'imposer le niveau de tension de commutation de l'éclateur et donc de le stabiliser. Le problème suivant a donc été de réaliser cette alimentation pulsée, fonctionnant à 500 Hz et délivrant des impulsions d'amplitude 70 kV avec des fronts de montée de 20 ns. Il a été abordé, simultanément, de deux façons :

- en tentant de réaliser une telle alimentation pulsée. C'est un autre étudiant, du LGE, qui a effectué l'étude dans le cadre d'un mémoire CNAM. Cette réalisation a permis de ramener la reproductibilité des impulsions dans la fourchette des 5 % requise mais elle nécessite une alimentation continue de forte puissance. De plus, le temps de montée des impulsions délivrées par cette alimentation est limité à 80 ns ;
- en détournant quelque peu la difficulté, c'est-à-dire en réalisant une alimentation pulsée "basse tension" (quelques kV) suivie d'un amplificateur de tension permettant d'atteindre les 70 kV requis et les 20 ns souhaitées. Une telle alimentation (de type Blumlein) a déjà été réalisée au laboratoire lors de travaux antérieurs. Le principe retenu, pour l'amplification de tension qui suit, est celui du transformateur à lignes (TLT).

L'inconvénient majeur des TLT réside dans des pertes liées à des courants qui circulent dans les tresses de masse et qui conduisent à une saturation du gain dès que le nombre d'étages, et donc le facteur d'amplification, dépasse quelques unités.

Nous avons donc développé une étude, assez poussée, du TLT sur deux points essentiels : la caractérisation des courants de tresse et leur minimisation au moyen de ferrites afin d'optimiser le gain en tension.

Là encore, une simulation SPICE a été menée, simultanément, de façon à identifier, clairement, le rôle des différents éléments indispensables ou parasites.

Les grandeurs relatives aux courants de tresses ont été quantifiées (quelques centaines d'ampères avec des temps de montée de quelques dizaines de nanosecondes) et il a donc fallu caractériser les ferrites dans ces conditions de fonctionnement pour lesquelles nous ne disposions pas de données du constructeur. Des circuits transitoires ont été développés à cet effet ; ils nous ont permis de réaliser une simulation numérique comportementale (perméabilité en fonction de la fréquence et saturation) des ferrites.

L'ensemble de cette étude a abouti à la réalisation d'un TLT dix étages, de gain expérimental égal au gain théorique (10) et d'une grande compacité (câble de 1,5 m).

Le dernier élément, avant l'antenne, de la chaîne d'émission est un « symétriseur de signal / adaptateur d'impédances », ou balun, destiné à faire le lien entre le générateur d'impulsions et l'antenne. Il s'agit, en fait, d'un TLT deux étages dont la difficulté de réalisation ne réside pas tant dans l'optimisation du gain que dans l'obtention de la bande passante et de la puissance. Il doit, en effet, fonctionner entre 100 MHz et 3 GHz et supporter 12,5 MW. Concernant la fréquence, nous retrouvons, pour les "basses fréquences", les problèmes de lignes secondaires du TLT 10 étages que nous avons solutionnés, ici aussi, au moyen de ferrites. Concernant la puissance et les hautes fréquences, c'est essentiellement un problème de connectique.

Ce balun a donc été réalisé et les résultats obtenus, concernant aussi bien la symétrisation que la bande passante, sont tout à fait prometteurs (les essais en puissance n'ont pas encore été effectués).

Suite à l'ensemble de ces réalisations - et aux modifications qui étaient apportées, dans le même temps, aux antennes - nous avons testé l'ensemble du bloc d'émission en chambre anéchoïde. Ces essais sont des essais préliminaires en ce sens que nous avons cherché à obtenir, avec ce nouveau système et dans les mêmes conditions, des résultats au moins aussi performants que ceux qui avaient été obtenus avant le début de cette étude. Ces essais ont porté, essentiellement, sur le niveau d'émission parasite de notre générateur, la forme de l'impulsion rayonnée, la bande spectrale couverte, le gain dans l'axe, les diagrammes de rayonnement dans les plans H et E d'un ensemble d'émission équipé du balun.

Ces tests ont été réalisés au niveau de tension maximal de l'ancien banc d'essais (4,5 kV) et les résultats obtenus sont tout à fait probants d'autant plus que, comme nous

l'avons déjà signalé, les performances, en termes de temps de montée, de notre générateur, augmentent avec le niveau de tension.

Nous en sommes là de notre étude et attendons les résultats d'une réunion de travail CELAR - IRCOM - Société EUROPULSE - LGE qui doit se tenir très prochainement et au cours de laquelle sera défini le calendrier des prochaines opérations de l'année 2002 à la fin de laquelle le projet doit être achevé. A suivre donc ...

Pour clore cette conclusion, nous tenons à rappeler deux études connexes qui ont été entreprises et qui pourraient présenter un intérêt certain pour l'avenir :

- nous avons étudié la possibilité de réaliser un générateur 150Ω qui permettrait donc de s'affranchir des baluns car ces derniers sont difficiles à réaliser techniquement (on entend par là des réalisations en série de dispositifs identiques). Les résultats sont encourageants ;
- nous avons essayé de déclencher le commutateur au moyen d'un laser. On sort, ici, du cadre du projet PULSAR proprement dit mais cette possibilité permettrait l'association, en parallèle, de dispositifs parfaitement synchronisés de façon à obtenir des puissances d'émission nettement plus élevées. D'autres applications pourraient être, alors, envisagées. Les premiers résultats obtenus semblent intéressants, même si nous ne sommes pas en mesure, pour l'instant, de quantifier le jitter inhérent au déclenchement.

Bibliographie

- [AND 88] ANDREWS J R,
Pulse measurements in the picosecond domain,
Picosecond Pulse Labs, Application note: AN-3a, October 1988
- [AND 90] ANDRIEU J,
Caractérisation et optimisation de simulateurs de parasites électromagnétiques adaptés au test de structures de grandes dimensions devant les longueurs d'onde,
Thèse de l'Université de Limoges, 1990, N° 09-90
- [AND 94] ANDREWS J R,
PSPL calibrations and NIST traceability,
Picosecond Pulse Labs, Application note: AN-6, April 1994
- [AND 98] ANDREWS J R,
Ultra-wideband differential measurements using PSPL baluns,
Picosecond Pulse Labs, Application note: AN-8, November 1998
- [AND 00] ANDRIEU J, BEILLARD B, IMBS Y, GALLAIS F, MALLEPEYRE V, JECKO B, LEGOFF M,
A new broad band 2D antenna for ultra wide-band applications,
EUROEM, 2000, Ultra Wideband short pulse electromagnetics, Vol 5
- [ARI 96] ARIAUDO M,
Analyse théorique de la génération optoélectronique d'impulsions ultrabrèves par photoconduction,
Thèse de l'Université de Limoges, 1996, N° 57-96
- [AST 97] ASTANIN L Y, KOSTYLEV A A,
Ultrawideband radar measurements, analysis and proceeding,
The Institution of Electrical Engineers, 1997
- [AUS 75] AUSTON DH,
Picosecond optoelectronic switching and gating in silicon,
Applied Physics letters, 1975, Vol 26, N°3, pp 101-103
- [BAY 90] BAYLE P, BAYLE M, GIBERT A, DUPUY J,
Time lag and recovery time of neutral depopulation in compressed gases in a point-plane discharge;
Journal of Physics D: Applied Physics, 1990, Vol 23, pp 517-525
- [BEL 93] BELKIN V S, SHULZCHENKO G I,
Forming of high voltage nanosecond and subnanosecond pulses using standard power rectifying diodes,
Review of Scientific Instruments, 1993, Vol 65, N° 3, pp 751-753

- [BER 81] BERTIGNY J P, AUBARD J, BLANCHET M, DUBOIS J E,
Relaxation chimique par saut de champ électrique:
-Etude et mise au point de l'appareil
-Application à l'étude cinétique de transferts de protons ultra-rapides,
Journal de Chimie-Physique, 1981, Vol 78, N° 2, pp 139-147
- [BEU 90] BEUZELIN P,
Ferrites doux,
Techniques de l'ingénieur, 1990, E 1760, pp 1-16
- [BLA 70A] BLANCHET M, GEX J P,
Pockels cell shutter operating in the 100 picosecond range - Applications to
ultra high speed interferometry,
9^{ième} congrès international de photo ultra-rapide, Denver, 1970, pp 150-156
- [BLA 70B] BLANCHET M,
Caméras et dispositifs utilisant des obturateurs électro-optiques à effet Kerr,
Onde Electrique, 1970, Vol 50, Fasc 4, pp 302-308
- [BLA 71] BLANCHET M,
Atténuateurs d'impulsions de haute tension et de haut courant,
Brevet d'invention ETCA, 1971
- [BLA 90] BLANCHET M,
Impulsions haute tension brèves,
Compte rendu de la journée d'études organisées par le SEE sur la commutation
rapide d'énergies élevées, 1990
- [BLA 91] BLANCHET M,
Production par éclateurs d'impulsions de HT brèves dans le domaine de la
centaine de picosecondes,
Onde Electrique, 1991, Vol 71, N° 2, pp 21-28
- [BOO 89] BOOTH R,
High power impedance matchers with 100-ps rise-time,
Lawrence Livermore National Laboratory, 1989,
Rapport Interne UCID-21632, pp 1-27
- [CHA 91] CHAMPNEY P D, CURRY R, EICHENBERGER C, FOCKLER J,
MORTON D, SEARS R, SMITH I, CONRAD R,
The development and testing of subnanosecond-rise, kilohertz oil switches,
Proc. 8th IEEE International Pulsed Power Conference, 1991, pp 863-869
- [CHE 98A] CHEVALIER Y,
Contribution à l'étude et au développement d'expérimentation destinées à la
mesure en régime impulsionnel de surfaces équivalentes radar basses
fréquences (VHF et UHF), 203 p
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1998, N° 63-98

- [CHE 98B] CHEVALIER Y, IMBS Y, BEILLARD B, ANDRIEU J, JOUVET M, JECKO B, LEGOFF M, LEGROS E,
A new broad band resistive wire antenna for ultra wideband applications,
EUROEM'98, Tel Aviv, Israel, 1998
- [COU 96] COURTOIS L,
Etude et caractérisation électrique d'un commutateur de puissance à pseudo-étincelle, 267 p
Thèse de Doctorat, Université de Pau, 1996, N° 327
- [DEG 90] DEGAUGUE P, HAMELIN J,
Compatibilité électromagnétique: bruits et perturbations radioélectriques,
Collection technique et scientifique des Télécommunications,
Ed: Dunod, 1990, p 491
- [DUF 91] DUFRANE P,
Contribution à l'étude d'un réseau d'antennes imprimées actives pour les liaisons mobile-satellite,
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1991, N° 9-91
- [ESP 00] ESPEL P,
Etude expérimentale et modélisation de la décharge disruptive dans le SF₆ à haute pression: application aux disjoncteurs H.T.B, 248 p
Thèse de Doctorat, Université de Pau, 2000, N° 00PAUU3001
- [ESP 01] ESPEL P, GIBERT A, DOMENS P, PAILLOL J, RIQUEL G,
Breakdown sequence in SF₆ at pressures up to 8 bar in a geometry representative of a circuit-breaker,
J. Phys D: Appl. Phys., 2001, Vol 34, pp 593-603
- [FLE 49] FLETCHER R C,
Production and measurement of ultra-high speed impulses,
The review of scientific instruments, 1949, Vol 20, N° 12, pp 861-869
- [FLO 86] FLOURENS F,
Contribution à l'analyse électromagnétique linéaire et non linéaire d'une structure soumise à une illumination ou à une injection de courant: application au cas du foudroiement d'un aéronef, 285 p
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1991, N° 12-91
- [FOC 96] FOCIA R J, SCHAMILOGLU E, FLEDDERMANN C B,
Simple techniques for the generation of high peak power pulses with nanosecond and subnanosecond rise times,
Review of Scientific Instruments, 1996, Vol 67, N° 7, pp 2626-2629
- [GAL 00] GALLAIS F, ANDRIEU J, BEILLARD B, IMBS Y, MALLEPEYRE V, JECKO B, LE GOFF M,

A New Ultra Wideband, Short Pulse, Radar System for Mine Detection,
EUROEM , Session 5.1, 2000

- [GAL 01] GALLAIS F,
Etude et réalisation d'un radar à synthèse d'ouverture en régime transitoire:
Application à la détection de cibles dans un fouillis de sol,
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, A paraître
- [GRA 96] GRANEAU P N, ROSSI J O, BROWN M P, SMITH P W,
A high voltage transmission line pulse transformer with a very low droop,
Review of Scientific Instruments, 1996, Vol 67, N° 7, pp 2630-2635
- [GRA 01] GRAULIERE P,
Etude et réalisation de commutateurs et de générateurs haute tension,
Mémoire d'ingénieur CNAM, Centre Régional Associé de Pau,
2001, A paraître
- [GRE 85] GREKHOV I V, EFANOV V M, KARDO SYSOEV A F, SHENDEREY S V,
Power Drift Step Recovery Diodes (DSRD),
Solid State Electronics, 1985, Vol 28, N° 4, pp 597-599
- [GRE 89] GREKHOV I V,
New principles of high power switching with semiconductor devices,
Solid State Electronics, 1989, Vol 32, N° 11, pp 923-930
- [GRO 93] GROTHAUS M G, MORAN S L, HARDESTY L W,
Recovery characteristics of hydrogen spark gap switches,
Proc. 9th IEEE International Pulsed Power Conference, 1993, pp 475-478
- [GUE 78] GUENTHER A H, BETTIS J R,
The laser triggering of high voltage switches,
Journal of Physic D, 1978, Vol 11, pp 1577-1613
- [IMB 99] IMBS Y,
Etude de systèmes de détection radar large bande en régime transitoire, 213 p
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1999, N° 41-1999
- [KAW 91] KAWANA T, OSAKABE M, KOIKE K,
Evaluation of dipole antenna balun loss in the UHF band,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,
1991, Vol 40, N° 2, pp 480-485
- [KIL 97] KILPELÄ A, VAINSHTEIN S, KOSTAMOVAARA J,
Generating optical pulses for a fast laser radar,
SPIE Proceedings, 1997, Vol 3101, N° 30, pp 237-247
- [KRI 93] KRISTIANSEN M,
Pulsed power applications,
Proceedings 9th IEEE International Pulsed Power Conference, 1993, pp 6-10

- [LAA 97] LAAN M, PARIS P, REPÄN V,
Triggering of negative corona,
23rd International Conference on Phenomena in Ionized Gases, 1997
C4, pp 259-270
- [LAC 96] LACASSIE F,
Contribution à l'étude de la génération d'impulsions hyperfréquences de grandes puissances par photoconducteurs activés par laser: étude des limitations en courant d'un commutateur à photoconducteur en Aséniure de Gallium déclenché par laser Nd: Yag, 304 p
Thèse de l'Université de Pau, 1996, N° 295
- [LAT 86] LATHAM R V, BAYLISS K H, COX B M,
Spatially correlated breakdown events initiated by field electron emission in vacuum and high-pressure SF₆,
Journal of Physics D: Applied Physics, 1986, Vol 19, pp 219-231
- [LAV 70] LAVIRON E, DELMARE C,
Realization of an image converter with a 300-ps exposure time,
9^{ième} congrès international de photo ultra-rapide, Denver, 1970, pp 198-201
- [LCC 97] LCC THOMSON CSF
Soft ferrites,
Data handbook, 1997
- [LEE 77] LEE J J,
High voltage, high frequency clamped sinewave pulser for EMP simulation,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,
1977, Vol 26, N° 2, pp 116-119
- [LEW 55] LEWIS I A D,
Some transmission line devices for use with millimicrosecond pulses,
Electronic engineering, 1955, Vol 47, pp 448-450
- [MAL 93] MALONEY J G, SMITH G S,
A study of transient radiation from the Wu-King resistive monopole - FDTD analysis and experimental measurements,
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1993, Vol 41, N° 5
- [MAL 01] MALLEPEYRE V,
Conception d'un simulateur fonctionnel de détection via le domaine transitoire d'objets en présence de sols,
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, A paraître
- [MAR 96] MARTIN J C,
On pulsed power,
Edited by Martin T H, Guenther A H, Kristiansen M, 1996

Chap 3: Advances in pulsed power technology, pp 54-55

- [MAS 69] MASSEY H S W,
Electronic impact phenomena,
Edited by Marshall W, Wilkinson D H, The International Series of monographs
on Physics, Oxford at the Clarendon Press,
1969, Vol 2: Electron collisions with molecules - Photoionization, p 910
- [MON 00] MONCLARD J, MIGEON C, RENARD M,
Validation de l'universalité d'un modèle comportemental d'éclateur à gaz,
10^{ème} Colloque CEM, Clermont Ferrand, 2000, H2, pp 419-422
- [MOR 91] MORAN S L, HARDESTY L W, GROTHAUS M G,
Hydrogen spark gap for high repetition rates,
Proc. 8th IEEE International Pulsed Power Conference, 1991, pp 336-339
- [MOR 96] MORAN P, GIBERT A, JEAN FRANÇOIS G, PIGNOLET P,
*Coaxial shunt intended for transient current measurement in a pseudospark
switch*,
IEE Proc. Science Measurement and technology, 1996, Vol 143, N° 2, pp 1-6
- [MOT 91] MOTET T, NEES J, WILLIAMSON S, MOUROU G,
1.4ps rise-time high-voltage photoconductive switching,
Appl Phys Lett, 1991, Vol 59, N° 12, pp 1455-1457
- [MOU 97] MOUROU G,
The ultrahigh-peak-power laser: present and future,
Appl Phys B, 1997, Vol 65, pp 205-211
- [ORC 00] ORCAD
Pspice User's Guide includes PSpice A/D, Pspice A/D Basics and Pspice, 2000
- [PAI 99] PAILLOL J, GIBERT A, SABATE V, ISSAC F, ALLIOT J C, KEDZIA J C,
Circuit breaker modelling in the EMC field,
11th Int. Symposium on High Voltage Engineering, 1999, Vol 1, pp 327-330
- [PEC 98] PECASTAING L,
Applications industrielles des fortes puissances pulsées,
Rapport de DEA, Université de Pau, 1998
- [PEC 99] PECASTAING L, REESS T, PAILLOL J, GIBERT A, DOMENS P,
BRASILE J P,
*Optimization of the performance of a transmission line transformer based on
the use of ferrite beads*,
11th International Symposium on High Voltage Engineering, ISH 99 London,
1999, Vol 5, pp 386-389
- [PEC 00] PECASTAING L, PAILLOL J, REESS T, GIBERT A, DOMENS P,

Realization of a 50Ω high voltage pulse generator in the subnanosecond range,
13th International Conference on Gas Discharge and their applications,
2000, Vol 2, pp 788-791

- [PEC 01A] PECASTAING L, PAILLOL J, REESS T, GIBERT A, DOMENS P,
Design and performance of high voltage pulse generators for ultra wideband applications,
Measurement Science and Technology, 2001, Vol 12, pp 1-8
- [PEC 01B] PECASTAING L, PAILLOL J, REESS T, GIBERT A, DOMENS P,
Spice model for the simulation of the performance of a transmission line transformer,
12th International Symposium on High Voltage Engineering,
2001 Bangalore Inde, 2001, Vol 1, N° 3-6
- [PEC 01C] PECASTAING L,
Etude et réalisation d'un générateur haute tension subnanoseconde : application à un radar ultra large bande,
Cinquième JCGE, Nancy, 2001, Vol 1, pp 283-288
- [PEU 00] PEUZIN J C,
Magnétisme, II - Matériaux et applications,
Chapitre 17: les matériaux doux pour l'électronique haute fréquence,
Collection Grenoble Sciences dirigée par J Bornarel,
EDP Sciences, 2000, pp 156-211
- [PHI 98] PHILIPS,
Magnetic products - Soft ferrites
Data handbook MA 01, 1998
- [PIE 95] PIETTE M,
Banc de mesure en régime transitoire de la signature radar d'objets tridimensionnels,
Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain,
Ecole Royale Militaire, 1995,
- [RAI 95] RAI V N, SHUKLA M, KHARDEKAR R K, PANT H C,
A picosecond optical pulse generator to calibrate the optical streak camera,
Review of Scientific Instruments, 1995, Vol 66, N° 5, pp 3125-3130
- [REE 97] REESS T, PAILLOL J,
The role of the field-effect emission in Trichel pulse development in air at atmospheric pressure,
Journal of Physics D: Applied Physics, 1997, Vol 30, pp 3115-3122
- [REI 86] REINEIX A,

Analyse théorique de la diffraction d'ondes électromagnétiques impulsionnelles: application en compatibilité électromagnétique et au rayonnement des microantennes, 250 p
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, N° 31-86

- [RIV 97] RIVALETTO M,
Conception de générateurs de fortes puissances pulsées: mise en forme et caractérisation de l'impulsion haute tension, 236 p
Thèse de Doctorat, Université de Pau, 1997, N° 383
- [RIV 98] RIVALETTO M, PIGNOLET P,
Characterization and realization of a 120kV, 200ns transmission line pulse generator,
The European Physical Journal AP 3, 1998, pp 159-167
- [ROB 57] ROBERTS W K,
A new wide-band balun,
Proceedings of the IRE, 1957, Vol 45, pp 1628-1631
- [RUT 59] RUTHROFF C L,
Some broad band transformers
Proceedings of the IRE, 1959, Vol 47, pp 1337-1342
- [SEA 90] SEAUX J P,
Etude de la susceptibilité aux parasites électromagnétiques transitoires des antennes plaquées utilisées dans le domaine spatial, 250 p
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1990, N° 43-90
- [SHI 85] SHIH Y C, ITOH T,
Transmission lines and waveguides
Handbook of Electromagnetism, Chapter 28, 1985, p 20
- [SHU 91] SHU L, AICHA E R, SEDKI M R,
Design, fabrication and characterization of a wideband hybrid balun,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,
1991, Vol 40, N° 2, pp 486-489
- [SMI 97] SMITH P W, ROSSI J O,
The frequency response of transmission line (cable) transformers,
Proceedings IEEE, 1997, pp 610-615
- [TAL 57] TALKIN A I, CUNEO J V,
Wide-band balun transformer,
Review of Scientific Instruments, 1957, Vol 28, N° 10, pp 808-815
- [TAY 95] TAYLOR J D,

Introduction to ultra wideband radar systems
CRC Press, Boca Raton,
Ed : Nunally W C, Edwards R N, Giri D V, 1995
Chap 6 : Direct Radiating Systems, p 287

- [TEK 93] TEKTRONIX
The effects of bandwidth on measurement accuracy,
Technical Brief, 1993
- [TRI 98] TRISTANT F, REINEIX A, TORRES F, AUZEREAU L, JECKO B,
Non linear circuit modeling tools coupling with FDTD method,
Microwave and Optical technology letters, 1998, Vol 185, N° 2, pp 108-112
- [WIL 86] WILSON C R, SMITH P W,
Transmission line transformers for high voltage pulsed power generation,
Proceedings 17th Power Modulator Symposium, Seattle, 1986, pp 281-285
- [WIL 89] WILSON C, ERICKSON G A, SMITH P W,
Compact, repetitive, pulsed power generators based on transmission line transformers,
Proc. 7th IEEE International Pulsed Power Conference, 1989, pp 108-112
- [WIN 59] WINNINGSTAD N C,
Nanosecond pulse transformers,
IRE Transactions on Nuclear Science, 1959, pp 26-31
- [WOO 84] WOODWORTH J R, HARGIS P J, PITCHFORD L C, HAMIL R A,
Laser triggering of a 500 kV gas filled switch: a parametric study,
Journal of Physic D, 1984, Vol 56, N°5, pp 1382-1386

87 réf le 10 10 01

Annexes

Annexe 1

Programmation Spice correspondant à la modélisation comportementale des ferrites B1

```
.tran 1n 500n
.Ic v(1)=1

*circuit de charge
* -----
* capacite de charge
C1      1 0  2n
* capacite de peaking
Cp      1 2  250p
* commutateur
Xa      1 2  Sw_tClose PARAMS: tClose=10n ttran=15n
+ Rclosed=0.01 Ropen=100Meg
* capacite fil / masse
Ca      2 0  10p
* Time Dependent Switch Models
.SUBCKT Sw_tClose 1 2 PARAMS:
+ tClose=10n
+ ttran=15n
+ Rclosed=0.01
+ Ropen=100Meg
V1      3 0  pulse(0 1 {tClose} {ttran} 1 10k 11k)
S1      1 2 3 0  Smod
.model Smod Vswitch(Ron={Rclosed} Roff={Ropen})
.ends
L1      12 13 0.2u
R1      13 0  60

* ferrite beads
* -----
X1      2 3  Bead
X2      3 4  Bead
X3      4 5  Bead
X4      5 6  Bead
X5      6 7  Bead
X6      7 8  Bead
X7      8 9  Bead
X8      9 10 Bead
X9      10 11 Bead
X10     11 12 Bead

.SUBCKT Bead 1 2
* self de connexion a travers le tore
Ls      1 3  0.04u
*Perméabilité (Laplace -1)
Ebead   3 4  LAPLACE {I(Vsense)} = {s*2.47e-9*(2.7e10/(1.2e7+s))}
*determination du courant
Vsense  4 5
* modelisation de la saturation
Esat    5 2  VALUE = {IF (I(Vsense)>2.62-3, -
((arctan(100000*(I(Vsense)-2.62e-3))+1.6)/3.14)*V(3,4)
*+ , -((arctan(90000*(I(Vsense)-2.62e-3))+1.6)/3.14)*V(3,4))}
* Capacité intermédiaire (stabilité) /masse
Cbead   3 0  0.5p
.ends
.probe
.end
```

Annexe 2

Comparaisons expérimentations / simulations du montage transitoire pour différents ferrites

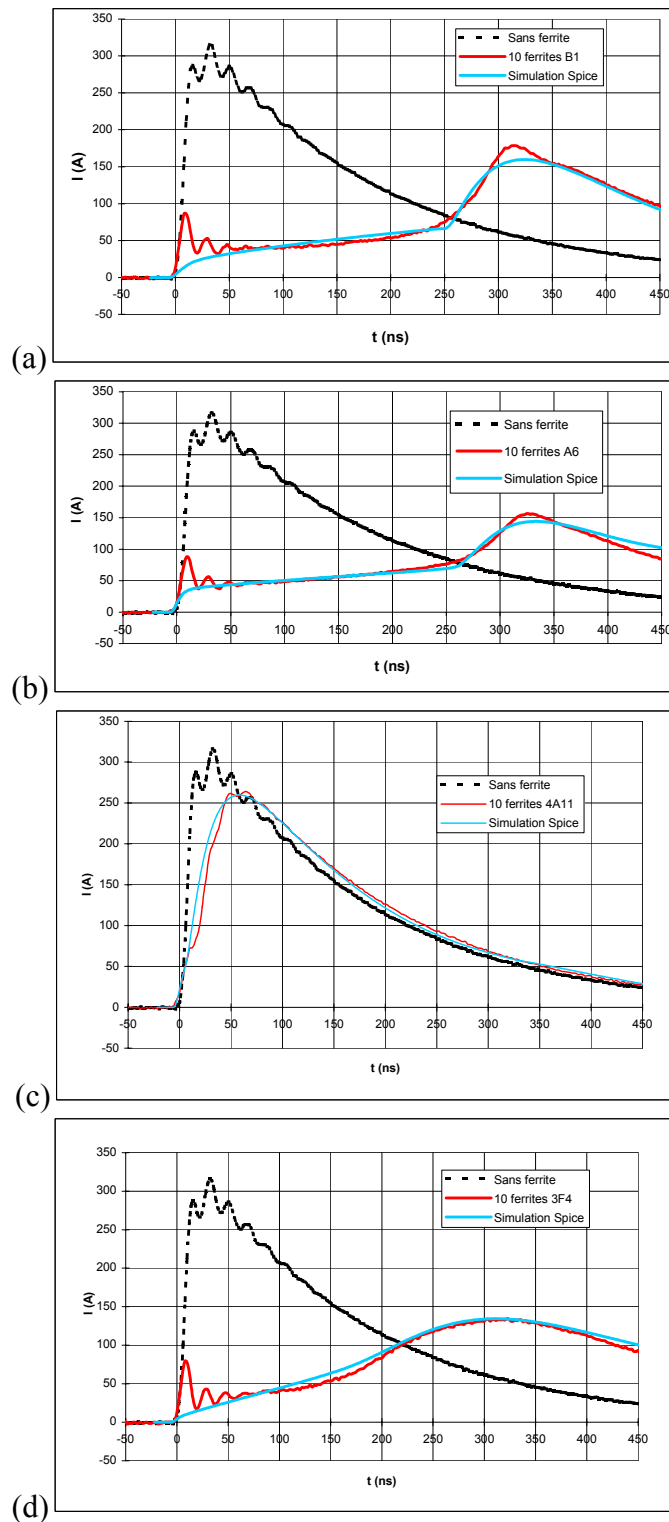


Figure A-2 : Comparaison des allures des courants sans ferrite, avec 10 ferrites ((a)B1, (b)A6, (c)4A11 ou (d)3F4) et simulation Spice avec 10 ferrites du second montage transitoire

Annexe 3Caractéristiques de la source d'excitation
lors des simulations en différences finies

Une gaussienne pure est envisagée comme source d'excitation. Le signal gaussien vérifie l'équation suivante :

$$E(t) = E_0 \times \exp[-\alpha^2(t - \tau_{\max})^2] \quad (\text{A-3.1})$$

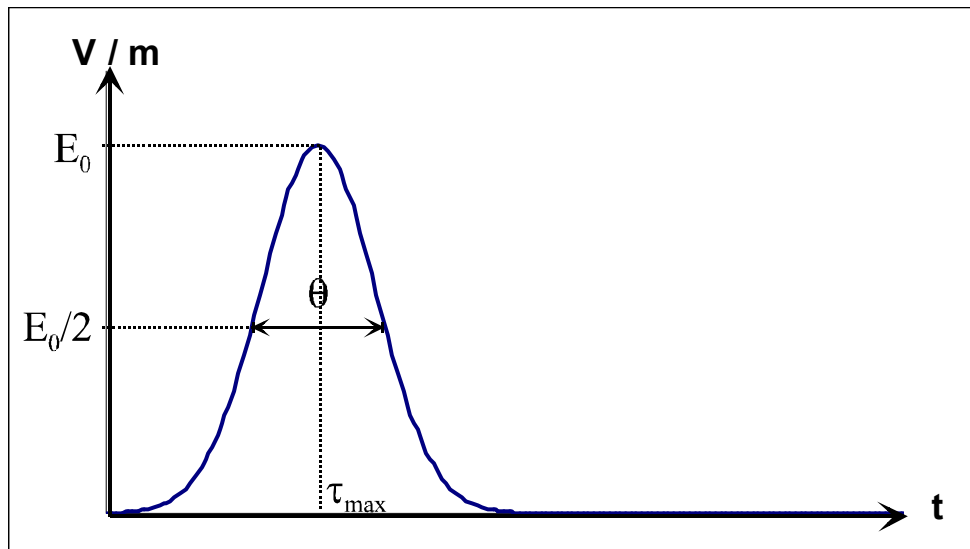


Figure A-3 : Evolution temporelle d'un signal gaussien

La largeur à mi-hauteur vérifie la relation (A-3.2) et le temps de montée de 10 % à 90 % du maximum la relation (A-3.3) :

$$\theta = \frac{1,665}{\alpha} \quad (\text{A-3.2})$$

$$\tau = \frac{1,995}{\alpha} \quad (\text{A-3.3})$$

Au cours de nos simulations, les paramètres de la gaussienne d'alimentation sont les suivants :

$$E_0 = 1 \text{ V / m ;} \quad \alpha = 0,6575 \cdot 10^{10} \quad \tau_{\max} = 400 \text{ ps}$$

