

THESE

PRESENTEE A

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

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES EXACTES ET DE
LEURS APPLICATIONS

Par

Romain PECQUOIS

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

*Etude et réalisation d'une source de rayonnement large
bande de forte puissance basée sur un concept innovant
de transformateur résonant impulsional*

Soutenue le 21 décembre 2012

Devant la commission d'examen constituée de :

Mme	M. LALANDE	Professeur - Université de Limoges	Rapporteur
M.	P. BONNET	Maître de Conférences HDR - Université Clermont-Ferrand	Rapporteur
MM.	L. DUVILLARET	Professeur - Institut National Polytechnique de Grenoble	
	B. M. NOVAC	Professeur - Université de Loughborough (Angleterre)	
	L. PECASTAING	Maître de Conférences HDR - Université de Pau et des Pays de l'Adour	
	P. POULIGUEN	Responsable du domaine "Ondes" - Direction Générale de l'Armement Bagneux	
	J-M. POUVESLE	Directeur de Recherche CNRS - Ecole Polytechnique de l'Université d'Orléans	
	R. VEZINET	Ingénieur de Recherche - CEA/DAM GRAMAT	

Membres invités :

MM.	B. CASSANY	Chercheur - CEA/DAM CESTA
	F. GIRARD	Directeur Hi Pulse

Remerciements

Je ne remercierai jamais assez mon Directeur de thèse, Laurent PECASTAING, tout d'abord pour m'avoir fait confiance, mais surtout pour son investissement, sa grande disponibilité et ses précieux conseils. Il aura été pour moi un Directeur de thèse exemplaire.

Je remercie tout particulièrement, Marc RIVALETTO, mon co-directeur de thèse pour son implication et sa grande disponibilité qui m'ont permis de mener à bien ces travaux. Bref un super encadrant.

Un immense merci à Antoine de FERRON, pour le nombre incalculable d'heures passées ensemble à « manipuler » dans la bonne humeur. Il a également grandement participé à la réussite de cette thèse.

Comment ne pas remercier, mes collègues dijonnais, François GIRARD, Laurent Caramelle, Jean-Marc Duband et Tao MARCUZ, pour l'incroyable travail qu'ils ont réalisé, et l'accueil fantastique qu'ils m'ont toujours réservé lors de mes déplacements à Pont de Pany.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Bucur NOVAC pour m'avoir fait l'honneur de travailler avec lui. Le partage de son expérience et sa passion pour la recherche n'ont fait qu'amplifier ma motivation.

Je tiens également à remercier Monsieur René VEZINET, ingénieur de Recherche au CEA GRAMAT, et Monsieur Philippe POULIGUEN, responsable du domaine « Ondes » à la DGA, pour avoir suivi ces travaux et accepté de juger ce travail.

Mes remerciements s'adressent ensuite à Pascal PIGNOLET qui m'a accueilli dans son laboratoire et qui a dirigé la première partie de cette thèse.

Je remercie Madame Michèle LALANDE, ainsi que Monsieur Pierre BONNET pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce mémoire.

Je remercie également Messieurs Lionel DUVILLARET et Jean-Michel POUVESLE pour leur participation au jury.

Je remercie aussi Bruno CASSANY, Luc VOISIN et Baptiste CADILHON qui m'ont fait l'honneur d'être présents à la soutenance.

Je remercie également Laurent MARLIN de l'atelier de physique générale de l'Université de Pau pour ses conseils et sa disponibilité.

Bien sûr, je remercie tous les membres du laboratoire et les étudiants que j'ai côtoyés durant ces trois années : Thierry, Robert, Cécile, Justin, Charly, Camille, Sébastien, Thomas, Blanca, Youness et ceux que j'oublie... C'est en partie grâce à eux que ces trois années ont été aussi agréables.

Enfin je remercie ma femme, Isabelle, pour sa patience et son soutien au cours de ces trois années.

Table des matières

Introduction.....15

**Chapitre 1 : Sources de rayonnement impulsionnelles : pour
quoi, par qui et comment ?21**

I- Contexte de l'étude23

1- Les classes d'agressions..... 23

2- Applications des sources de rayonnement 24

2.1- Tests de vulnérabilité 24

2.1.1- Modes de couplage 25

2.1.2- Effets des ondes sur les composants électroniques 27

2.2- Armes électromagnétiques..... 31

3- Positionnement du travail de thèse 33

**II- Etat de l'art des sources de rayonnement impulsionnelles
.....34**

1- Réalisations à base de générateurs de Marx 35

1.1- Système russe RINP 35

1.2- Système américain ARC 36

1.3- Systèmes allemands DIEHL 38

1.4- Systèmes américains APELC..... 40

1.4.1- Dispositif IRA 41

1.4.2- Système EMP Suitcase..... 42

1.5- Systèmes français 43

1.5.1- Système LGE-THALES..... 43

1.5.2- Système « ULB courte portée » 44

2- Réalisations à base de transformateur Tesla 47

2.1- Système américain 47

2.2- Systèmes russes IHCE..... 49

2.3- Systèmes australien et anglais 52

2.4- Système coréen KERI	54
3- Comparaison des sources compactes.....	55
III- Dimensionnement de la source	57
1- Choix du diélectrique de la ligne oscillante et de l'éclateur de sortie	58
2- Dimensionnement de la ligne oscillante	60
3- Module d'amplification pulsée de la puissance	65
3.1- Exemple de dimensionnement	67
3.1.1- Générateur de Marx	67
3.1.2- Transformateur Tesla	68
3.1.3- Transformateur résonant impulsionnel.....	68
4- Convertisseur DC/DC et batterie	68
IV- Conclusion du chapitre	69
<u>Chapitre 2 : Modules auxiliaires : MOUNA leur doit beaucoup... ..</u>	71
<u>I- Introduction du chapitre.....</u>	73
<u>II- Batterie.....</u>	73
1- Performances visées pour la batterie	74
2- Prototype de validation	75
2.1- Caractérisation des modules Ni-MH choisis.....	75
2.2- Conception du prototype de validation	77
3- Conclusion concernant la batterie	79
<u>III- Convertisseur DC/DC.....</u>	79
1- Etat de l'art	80
2- Dimensionnement.....	82

2.1- Architecture	82
2.1.1- Pont en H	83
2.1.2- Transformateur	84
2.1.3- Doubleur de tension	86
2.2- Simulation	87
<u>3- Résultats expérimentaux.....</u>	<u>89</u>
<u>IV- Eclateurs synchronisés</u>	<u>91</u>
<u>1- Technologie de déclenchement</u>	<u>92</u>
<u>2- Réglage des distances inter-électrodes</u>	<u>93</u>
<u>3- Etude du déclenchement à 3 électrodes</u>	<u>95</u>
3.1- Choix de la géométrie de l'électrode de déclenchement	95
3.2- Influence des caractéristiques de l'impulsion de déclenchement sur le jitter	98
3.3- Influence de la pression sur le jitter	100
<u>4- Etude de la synchronisation de deux éclateurs à 3 électrodes</u>	<u>103</u>
<u>5- Générateur de déclenchement</u>	<u>105</u>
5.1- Dimensionnement électrique	105
5.2- Conception mécanique.....	106
5.3- Résultats expérimentaux	107
<u>6- Module de synchronisation de quatre éclateurs</u>	<u>109</u>
6.1- Conception du module	109
6.2- Validation expérimentale du module.....	111
<u>V- Éclateur de sortie</u>	<u>115</u>
<u>1- État de l'art</u>	<u>115</u>
<u>2- Evaluation des performances en commutation.....</u>	<u>117</u>
2.1- Mise en œuvre.....	117
2.2- Résultats expérimentaux	119

3- Circulation de l'huile	122
<u>VI- Conclusion du chapitre</u>	126
<u>Chapitre 3 : Le transformateur résonant impulsionnel : MOUNA lui doit tout !.....</u>	129
<u>I- Introduction du chapitre.....</u>	131
<u>II- Conception et réalisation d'une sonde de mesure haute tension.....</u>	131
1- Principe du diviseur capacitif.....	132
2- Conception de la sonde.....	133
2.1- Partie haute tension.....	134
2.2- Partie basse tension	134
2.3- Etude théorique de la sonde.....	135
2.3.1- Calcul des capacités parasites	137
2.3.2- Simulation électrique	138
2.3.3- Détermination de la tension maximale mesurable	139
2.3.4- Influence des objets à proximité	142
2.3.5- Calcul de la capacité équivalente.....	143
2.4- Analyse fréquentielle.....	143
2.4.1- Générateur d'impulsion rapide	144
2.4.2- Dispositif expérimental et résultats	144
3- Bilan	147
<u>III- Conception et réalisation d'une charge pour modélisation expérimentale du fonctionnement du transformateur</u>	148
1- Géométrie de la charge capacitive	148
2- Dimensionnement de la charge capacitive.....	150

3- Bilan	151
<u>IV- Transformateur résonant impulsionnel.....</u>	152
1- Transfert résonant.....	153
2- Dimensionnement du transformateur	154
2.1- Performances visées.....	155
2.2- Géométrie du transformateur	156
2.3- Estimation du temps de montée	157
2.4- Dimensionnement du circuit magnétique	158
2.4.1- Choix du matériau	158
2.4.2- Calcul de la section.....	159
2.5- Dimensionnement de l'enroulement primaire	162
2.6- Dimensionnement de l'enroulement secondaire.....	163
2.7- Calcul de l'inductance de fuite	164
2.8- Calcul des capacités parasites.....	166
2.8.1- Capacité primaire-secondaire	166
2.8.2- Capacité secondaire-noyau	168
2.8.3- Bilan	169
2.9- Temps de transfert du transformateur	170
2.9.1- Influence des capacités parasites.....	170
2.9.2- Multi-primaires : la solution à la diminution du temps de transfert	171
2.9.3- Condensateurs primaires et temps de transfert définitif.....	173
2.10- Bilan du dimensionnement du transformateur	174
<u>3- Simulation électrique du transformateur</u>	175
<u>4- Mise en œuvre et performances du transformateur</u>	177
4.1- Configuration expérimentale de test.....	177
4.2- Résultats expérimentaux du transformateur.....	179
4.2.1- Version sans dégazage	179
4.2.2- Version résinée sous vide	180
4.2.3- Version avec dégazage.....	181
<u>5- Confrontation du modèle et des résultats expérimentaux</u>	185

<u>V- Conclusion du chapitre.....</u>	<u>186</u>
<u>Chapitre 4 : Rayonnement : qui, comment et après... ? ...</u>	<u>189</u>
<u>I- Introduction du chapitre.....</u>	<u>191</u>
<u>II- Antenne dipôle</u>	<u>191</u>
<u>1- Simulation électromagnétique</u>	<u>192</u>
<u>2- Tenue diélectrique de l'antenne.....</u>	<u>195</u>
2.1- La ligne oscillante	195
2.2- Champ de claquage impulsionnel de l'air à pression atmosphérique	197
2.3- Modification de la géométrie de l'antenne	198
<u>III- Architecture du prototype.....</u>	<u>201</u>
<u>IV- Moyens de diagnostic intégrés dans le prototype.....</u>	<u>203</u>
<u>1- Conception des moyens de mesure intégrés</u>	<u>206</u>
<u>2- Etalonnage des moyens de mesure intégrés</u>	<u>209</u>
<u>V- Evaluation des performances</u>	<u>210</u>
<u>1- Performances électriques du prototype.....</u>	<u>210</u>
<u>2- Performances électromagnétiques du prototype</u>	<u>214</u>
2.1- Caractérisation à partir de chargeurs commerciaux.....	214
2.1.1- Performances en mono-coup.....	215
2.1.2- Performances en récurrent	216
2.2- Caractérisation en fonctionnement autonome sur batterie ..	219
<u>3- Conclusion.....</u>	<u>222</u>
<u>VI- Perspectives.....</u>	<u>222</u>
<u>1- Optimisation de la masse et de l'encombrement du prototype</u>	<u>223</u>

1.1- Gain de masse.....	223
1.1.1- Ensemble batterie - convertisseur	223
1.1.2- Ensemble condensateurs - générateur de déclenchement - éclateurs synchronisés	223
1.1.3- Transformateur	223
1.1.4- Antenne.....	225
1.1.5- Bilan massique	226
1.2- Amélioration de la compacité	226
1.3- Bilan.....	227
<u>2- Amélioration des performances du prototype</u>	<u>228</u>
2.1- Focalisation du rayonnement de l'antenne dipôle	228
2.2- Utilisation d'une antenne directive	230
<u>3- Conclusion</u>	<u>234</u>

<u>Conclusion</u>	<u>235</u>
-------------------------	------------

<u>Références bibliographiques</u>	<u>241</u>
--	------------

<u>Production scientifique.....</u>	<u>253</u>
-------------------------------------	------------

Introduction

Depuis l'invention du générateur d'impulsions d'Edwin Marx en 1923, qui a donné naissance aux hautes puissances pulsées, le domaine n'a cessé de se développer. Initialement dédié aux applications militaires, depuis une vingtaine d'années, on a vu apparaître un engouement du secteur industriel pour ces technologies. Aujourd'hui, il existe une multitude d'applications civiles, allant de la stérilisation de denrées alimentaires, à la dépollution de fumées industrielles, en passant par le traitement de tumeurs cancéreuses dans le secteur médical. Toutefois, malgré les perspectives prometteuses du domaine civil, nombre d'applications restent encore militaires. Souvent confidentielles, et pour cause, il est très difficile voire impossible d'en faire un inventaire exhaustif. Néanmoins, depuis quelques années, une des applications majeures est le développement de sources impulsionnelles de rayonnements électromagnétiques de fortes puissances. L'acquisition de tels dispositifs est devenue un enjeu majeur des forces armées en raison des possibilités d'agression ou de protection offertes, pouvant fournir un avantage tactique important dans les zones de conflit.

C'est dans ce contexte que Michel Roche de la société Physique Industrie à Pont de Pany (devenu depuis société Hi Pulse) a initié un projet ambitieux visant à développer une nouvelle architecture de source de rayonnement basée sur un concept innovant de transformateur résonant impulsionnel. En sa compagnie, Pierre Bruguière et René Vézinet du Centre d'Etudes de Gramat (devenu depuis CEA GRAMAT), ainsi qu'Alain Gibert du Laboratoire de Génie Electrique de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour (ancien nom du laboratoire SIAME), ont, ensuite, participé à l'élaboration de ce projet intitulé MOUNA (acronyme de Module Oscillant Utilisant une Nouvelle Architecture). Financé par la Délégation Générale de l'Armement (DGA) sous la forme d'un contrat de Recherche

Exploratoire et Innovation (REI), ce projet a pour ambition la réalisation d'un démonstrateur de générateur d'ondes électromagnétiques compact et répétitif, aux performances de tout premier plan au niveau international. Le choix d'un transformateur résonant impulsionnel en lieu et place des générateurs de Marx ou transformateurs Tesla, classiquement utilisés dans ce type de source, doit permettre de réaliser une source aux performances élevées avec des dimensions extrêmement restreintes (volume inférieur à 38L).

Cette thèse, co-financée par la DGA et la société Hi Pulse dirigée par François Girard dans le cadre d'une bourse CIFRE DEFENSE, est donc consacrée à l'étude et la réalisation de cette source. Cette dernière est composée d'une batterie, d'un convertisseur DC/DC, de quatre éclateurs synchronisés, du transformateur résonant impulsionnel, d'un éclateur de mise en forme, d'une ligne radiale et d'une antenne. Ce travail a été mené, pendant ces trois années, en étroite collaboration entre la société Hi Pulse et mon laboratoire d'accueil : le laboratoire SIAME. Ce manuscrit de thèse recense ainsi les travaux que j'ai entrepris dans ces deux entités en s'appuyant sur leur savoir-faire évident dans le domaine des hautes puissances pulsées.

Le chapitre 1 positionne, tout d'abord, le contexte de cette étude en décrivant les deux principales applications des sources d'ondes électromagnétiques impulsionnelles, qui sont, les tests de vulnérabilité et l'utilisation en tant qu'arme à caractère offensif ou défensif. Ensuite, il décrit l'état de l'art des sources de rayonnement impulsionnelles réalisées et publiées à travers le monde. Les performances de ces sources sont ensuite comparées tout en tenant compte de leurs encombrements respectifs. Enfin, le dimensionnement de la source MOUNA est justifié par une présentation détaillée des différents modules la constituant.

Le deuxième chapitre développe l'ensemble des modules indispensables au fonctionnement du transformateur résonant de MOUNA. La batterie nécessaire à l'indispensable autonomie, puis le convertisseur DC/DC dont le rôle est de charger les condensateurs primaires du transformateur résonant font l'objet d'une étude spécifique.

Une étude du déclenchement, puis de la synchronisation d'un éclateur à gaz est présentée afin de concevoir un module de quatre éclateurs synchronisés capable de fonctionner avec une dispersion temporelle suffisamment faible pour un fonctionnement optimal du transformateur. Pour finir, la commutation d'un éclateur à huile est étudiée afin de dimensionner la géométrie et le système de circulation de l'éclateur de sortie du prototype.

Le troisième chapitre est consacré à l'organe principal de notre source : le transformateur résonant impulsionnel. Il est tout d'abord dimensionné par calcul théorique puis simulé électriquement tout en tenant compte de la saturation du circuit magnétique. Des essais valident son fonctionnement avant intégration. Les impulsions qu'il génère ont une amplitude trop importante pour pouvoir être mesurées, in situ, avec des sondes commerciales. Une sonde de tension spécifique est alors conçue, réalisée et caractérisée. Pour simuler l'antenne pendant la phase développement du transformateur, une charge capacitive haute tension a également été développée et décrite.

Le dernier chapitre est consacré aux aspects rayonnement électromagnétique, performances du prototype et aux moyens de diagnostic associés. Il présente, en premier lieu, la conception et les simulations de l'antenne dipôle. L'architecture compacte du prototype assemblé ne permet pas de positionner des sondes de tension commerciales pour contrôler le fonctionnement du transformateur et mesurer les oscillations de la ligne radiale. C'est pourquoi nous avons également dû développer des moyens de diagnostic intégrés. Leur principe de fonctionnement, leur dimensionnement et leur étalonnage sont présentés. Enfin, les résultats d'essais réalisés, tout d'abord dans une cage de Faraday, puis en espace libre de la source complète sont présentés. Pour terminer, nous exposons les perspectives d'évolution de la source MOUNA. Deux axes sont étudiés : les réductions de sa masse et de son volume, puis l'amélioration de ses performances en augmentant le gain de l'antenne actuelle ou en la remplaçant par une antenne directive.

Chapitre 1

Sources de rayonnement

impulsionnelles :

pour quoi, par qui et comment ?

I- Contexte de l'étude

La génération de champs électromagnétiques intenses, plus couramment appelée « micro-ondes de forte puissance » (MFP), est devenue pour les armées de divers pays un enjeu majeur de ce début de siècle. En effet, les possibilités offertes par ces systèmes en tant que moyens de défense ou d'agression peuvent fournir un avantage tactique important dans les zones de conflit.

1- Les classes d'agressions

Depuis plusieurs dizaines d'années, un grand nombre de sources a été développé pour tester la vulnérabilité des systèmes électroniques. Les principales sont décrites un peu plus loin. Il existe donc une grande diversité de sources aux caractéristiques électromagnétiques très différentes. On distingue toutefois deux grandes familles basées sur des technologies bien distinctes : les sources dites « bande étroite » qui génèrent un signal sinusoïdal mono fréquence pendant des durées relativement longues, et les sources dites « large bande » (LB), voire « ultra large bande » (ULB) qui génèrent respectivement des impulsions de courte durée ou de très courte durée.

Pour déterminer le type d'agression électromagnétique auquel on a affaire, il est courant d'utiliser comme critère la largeur de bande réduite (L_b) (1) qui s'appuie sur le spectre du champ électromagnétique rayonné (Figure 1).

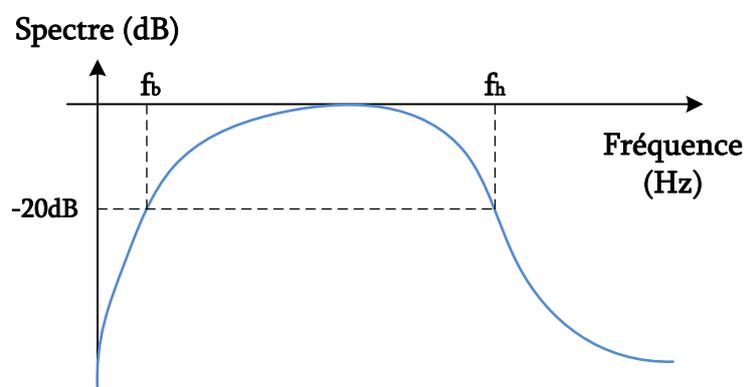


Figure 1 : Spectre d'un signal

$$L_b = 2 \times \frac{f_h - f_b}{f_h + f_b} \quad (1)$$

Avec f_h : fréquence de coupure haute à -20dB du spectre du champ rayonné,
 f_b : fréquence de coupure basse à -20dB du spectre du champ rayonné.

Selon la classification proposée par D.V. Giri [1], les agressions peuvent être classées dans 3 catégories :

Catégorie	L_b
Bande étroite	$1\% < L_b < 100\%$
Large bande	$100\% < L_b < 163\%$
Ultra large bande	$163\% < L_b < 200\%$

Tableau 1 : Classification des agressions selon D.V. Giri [1]

Ce travail de thèse s'inscrit dans la catégorie des sources large bande.

2- Applications des sources de rayonnement

Les deux applications principales des sources de rayonnement électromagnétique sont les tests de vulnérabilité et la perturbation voire l'agression électromagnétique. Ces deux applications sont bien entendu extrêmement liées. Avant d'utiliser de tels rayonnements sur des systèmes électroniques, il est indispensable d'en connaître les effets.

2.1- Tests de vulnérabilité

Les tests de vulnérabilité consistent à étudier l'impact d'un rayonnement intense sur des appareils comportant de l'électronique. Ces études ont couramment deux buts : définir l'impact d'un rayonnement électromagnétique sur les systèmes électroniques et améliorer la résistance d'équipements en identifiant leurs faiblesses (durcissement). La procédure de test généralement utilisée consiste à illuminer au moyen d'une source MFP un dispositif soumis au test. La puissance de la source est progressivement augmentée jusqu'à constater les premiers effets. Ces effets peuvent être un dysfonctionnement

temporaire du système, un dysfonctionnement nécessitant l'intervention d'un opérateur pour le relancer ou sa destruction complète.

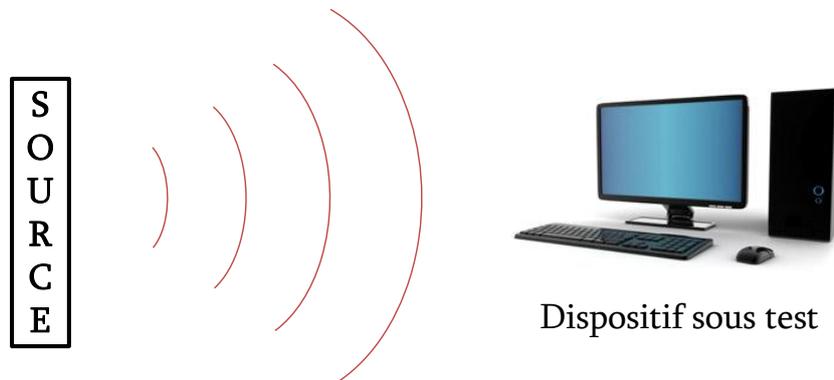


Figure 2 : Test de vulnérabilité d'un dispositif sous test (ici micro-ordinateur)

D'une manière générale, l'efficacité (2) d'une source sur un équipement dépend de plusieurs paramètres [2] :

$$Efficacité = \frac{1}{d_0} \times \sqrt{30 \cdot P_{source} \cdot G_{source}} \times \frac{F_{couplage}}{S_{susceptibilité}} \quad (2)$$

Avec d_0 : distance entre la source et le DST (m)

P_{source} : puissance de la source (W)

G_{source} : gain de la source

$F_{couplage}$: facteur de couplage

$S_{susceptibilité}$: seuil de susceptibilité (V/m)

A une distance donnée, pour améliorer l'efficacité, il est donc important d'avoir un facteur de couplage important et une source de forte puissance avec un gain important. Pour que le facteur de couplage soit bon, il faut que le contenu spectral de l'onde incidente soit adapté aux failles du système que l'on souhaite perturber. Une source efficace sur un véhicule pourra, par exemple, être sans effet sur un téléphone portable.

2.1.1- Modes de couplage

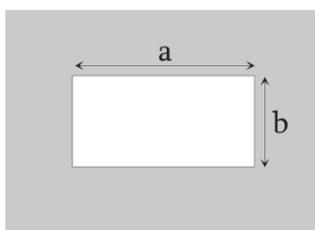
Une onde électromagnétique peut se coupler à un équipement électrique de diverses façons. Dans la littérature, la communauté scientifique [3–5] a classé ces modes de couplage en deux catégories : le couplage direct (« front door ») et le couplage indirect (« back door »).

2.1.1.a) Le couplage direct

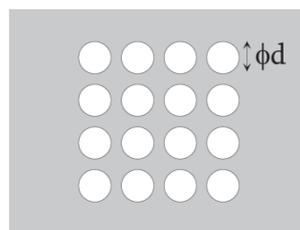
Ce mode de couplage intervient sur les entrées dédiées à la réception des champs électromagnétiques de type antenne ou capteur. Les ondes se propagent alors par les lignes de transmission ou d'alimentation de ces récepteurs et atteignent les circuits de traitement, induisant des courants pouvant dépasser plusieurs dizaines d'ampères. L'efficacité de ce mode de pénétration est optimale si la fréquence de la perturbation se situe dans le spectre de fonctionnement du système. Dans le cas de systèmes blindés, c'est donc ce mode de couplage qu'il faudra privilégier.

2.1.1.b) Le couplage indirect

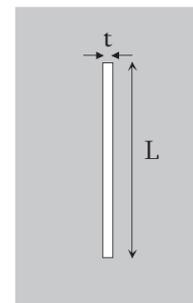
Ce mode de couplage se produit au travers des ouvertures des boîtiers (grilles d'aération, joints, ...) ou des défauts de blindage inhérents à la construction de la structure. La pénétration des ondes au travers des ouvertures dépend de leur géométrie et du rapport liant leurs dimensions à la longueur d'onde de la perturbation. L'atténuation est d'autant plus grande que l'ouverture est petite par rapport à la longueur d'onde. La fréquence de transition f_c entre ces deux comportements (appelée fréquence de coupure) correspond approximativement à une longueur d'onde égale au périmètre de l'ouverture (figure 3).



Lecteur de disquette :
 $a = 10\text{cm}$, $b = 2\text{cm}$
 $f_c = 1,25\text{GHz}$



Grille d'aération :
 $d = 5\text{mm}$
 $f_c = 19\text{GHz}$



Joint de boîtier :
 $t = 0,5\text{mm}$, $L = 30\text{cm}$
 $f_c = 500\text{MHz}$

Figure 3 : Définition des ouvertures

Une fois l'onde à l'intérieur de la structure, les pistes des circuits imprimés ainsi que les parties métalliques des composants vont jouer le rôle d'antennes réceptrices. Les tensions et courants ainsi induits arrivent aux bornes des composants et génèrent des dysfonctionnements, voire des destructions.

Un équipement électronique est généralement alimenté ou relié avec d'autres systèmes via des câbles (alimentations, bus de données, ...) (figure 4).

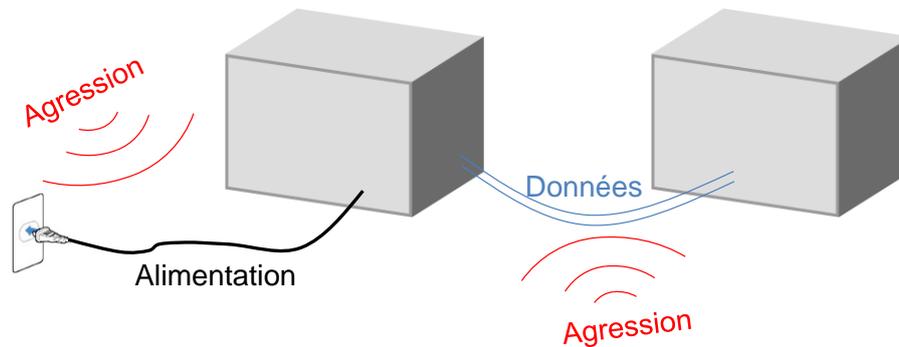


Figure 4 : Couplage sur les câbles

Ces câbles ne sont généralement pas blindés (ou le sont mal), et peuvent donc donner lieu à un couplage et induire une perturbation. L'intensité du couplage est liée au rapport entre la longueur L du câble et la longueur d'onde λ de la perturbation. Elle est maximale pour $L/\lambda > 1$. De plus, lorsque des résonances apparaissent, les tensions et/ou courants induits sur ces structures filaires peuvent atteindre des amplitudes prohibitives.

2.1.2- Effets des ondes sur les composants électroniques

Les effets des ondes sur les circuits électroniques dépendent fortement du type du circuit, c'est-à-dire de sa nature numérique ou analogique [4], [6].

Les circuits numériques présentent principalement deux types d'erreurs. Il s'agit, tout d'abord, de la perturbation directe d'un niveau logique due à un changement brutal de l'état. Cette erreur a lieu lorsque la perturbation est suffisamment élevée pour que la somme du signal logique et de cette perturbation dépasse le seuil de commutation. Le circuit la considère donc comme un changement d'état logique. Le second type concerne les erreurs dynamiques. Elles arrivent généralement avant les erreurs statiques. La perturbation est alors à l'origine de la création de délais de propagation supplémentaires des signaux, pouvant devenir problématiques pour les circuits synchrones, où certains signaux doivent être en phase avec l'horloge. La perturbation peut donc conduire à l'apparition d'erreurs logiques.

Les circuits analogiques ont une sensibilité électromagnétique bien supérieure aux circuits numériques. Une différence de potentiel de quelques millivolts générée par une perturbation sera en mesure de les perturber. Les défaillances des circuits analogiques sont généralement temporaires et disparaissent dès que la perturbation est supprimée. Les entrées des circuits analogiques constituent les broches les plus sensibles. En effet, lorsque la fréquence de la perturbation se trouve dans la bande de fonctionnement, il faudra très peu d'énergie pour perturber le signal analogique en entrée.

Les microcontrôleurs et les microprocesseurs sont une catégorie à part car ils sont programmables et généralement intègrent à la fois des blocs analogiques et numériques divers, parmi lesquels on trouve des convertisseurs, des oscillateurs et des mémoires. Cette spécificité donne un caractère aléatoire à la susceptibilité de tels composants et la rend difficile à prédire.

Au cours des dix dernières années, même si la plupart des données de vulnérabilité demeure classifiée, un grand nombre d'expériences a été mené pour évaluer la réponse aux agressions bande étroite ou large bande d'appareils commerciaux [1]. D'une manière générale, le premier appareil testé est l'ordinateur en raison de sa grande utilisation dans les processus industriels et domestiques. Des expériences récentes [7–11] ont également permis l'évaluation de la réponse de divers appareils, tels que des caisses automatiques, des récepteurs GPS, des véhicules, ...

Une expérience réalisée en Suède par M. Bäckstöm [7] consistait à illuminer une voiture avec une source bande étroite dont la fréquence varie de 1,3GHz à 15GHz. Les effets sont plus importants lorsque la fréquence est basse. L'arrêt du véhicule intervient lorsque le champ dépasse 500V/m et des dommages permanents apparaissent pour un niveau de champ de 15kV/m à 1,3GHz et 24kV/m à 2,86GHz. Ces dommages concernent les unités de contrôle moteur, les relais, le compteur de vitesse, le compte-tours, le système d'alarme et la caméra vidéo de recul. Une source de 10MW associée à une antenne directive est donc en mesure d'endommager définitivement un véhicule à une distance de 15m et de l'arrêter à plus de 500m.

En Angleterre, R. Hoad a publié des travaux [8], [11] sur les effets des ondes électromagnétiques sur des processeurs équipant un ordinateur (figure 5). Ces ordinateurs sont soumis à une agression bande étroite.

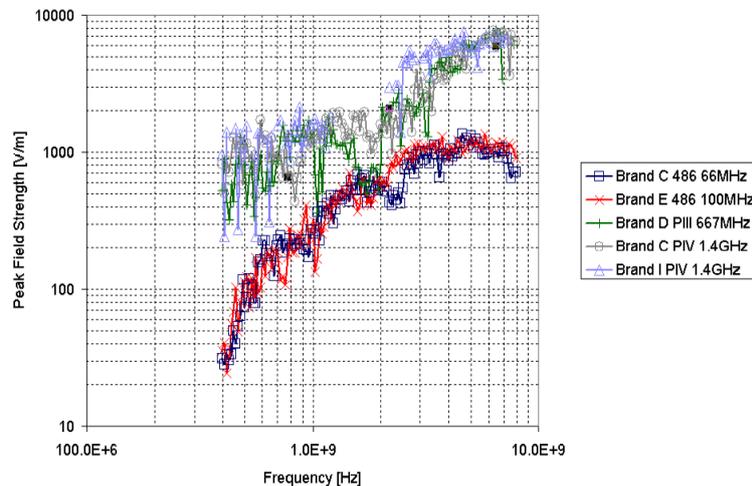


Figure 5 : Champ électrique induisant les premiers effets destructeurs sur les processeurs (bande étroite)

Comme pour les véhicules, on constate que les processeurs sont plus sensibles aux fréquences les plus basses. Pour les processeurs les plus récents, fonctionnant à 1,4GHz, les dysfonctionnements apparaissent à partir d'un niveau de champ de 300V/m à 400MHz alors que pour les processeurs d'ancienne génération, cela se produit pour des niveaux dix fois plus faibles.

En Allemagne, D. Nitsch et ses collègues ont publié des résultats de vulnérabilité sur des cartes mères d'ordinateurs soumises à des rayonnements impulsionnels [9]. Ces résultats sont présentés figure 6. Les termes HPRF, MPRF et LPRF signifient respectivement « High », « Medium » et « Low Pulse Repetition Frequency » mais les valeurs ne sont pas précisées explicitement dans l'article.

Pulse risetime/pulsewidths

WIS EMP10	- 10/200 ns
WIS EMP1	- 1/80 ns
WIS UWB up	- 90/2500 ps
Rheinmetall UWB	- 200/500 ps
WIS UWB bp	- 100/350 ps

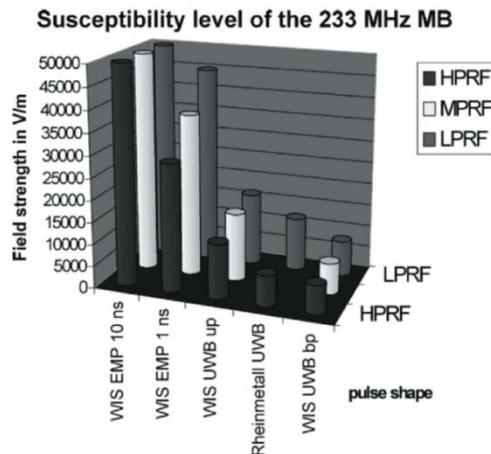


Figure 6 : Champ électrique induisant les premiers effets destructeurs sur les cartes mères (large bande et ultra large bande)

Les cartes mères sont très sensibles aux agressions ULB et les dysfonctionnements apparaissent pour des niveaux de champ de 5kV/m. Les résultats montrent aussi qu'il n'y a pas de corrélation avec la fréquence de répétition de la source, ce qui signifie qu'un faible nombre d'impulsions suffit pour être efficace.

Une équipe de recherche de la défense suédoise (FOI) a testé la susceptibilité de récepteurs GPS à une agression électromagnétique [10]. Trois types de GPS ont été soumis à une impulsion brève de forte puissance émise par la source RADAN 303B [12] sous trois angles d'incidence différents.

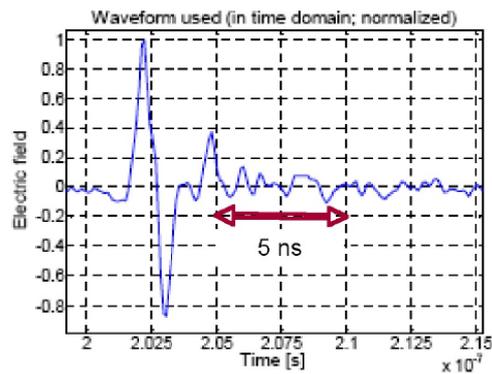


Figure 7 : Source RADAN 303B [8]

Lors de ces tests, les niveaux de champ nécessitant un redémarrage de l'appareil pour le rendre de nouveau opérationnel sont relevés. Les résultats sont présentés figure 8.

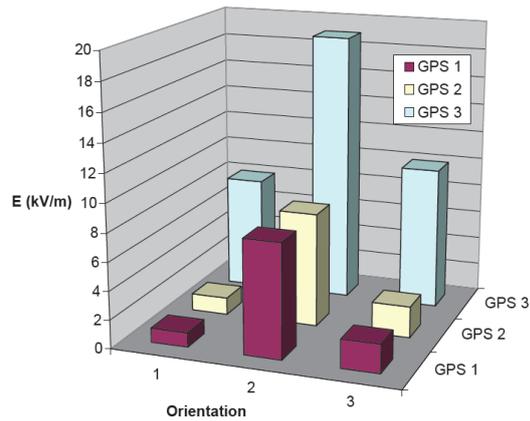


Figure 8 : Champ électrique impliquant un redémarrage de l'appareil par l'utilisateur

Ces résultats montrent qu'il existe des différences de susceptibilité importantes selon les modèles de GPS, mais également en fonction de l'angle d'incidence de l'agression.

Une équipe russe a également étudié la vulnérabilité de caisses enregistreuses automatiques [8]. Pour cela, ces dernières sont soumises à une impulsion électromagnétique de 200ps de largeur (source ULB). Pour les deux modèles étudiés (Samsung ER-4615RF et ER-250RF), les premiers dysfonctionnements apparaissent pour un champ de 2,5kV/m et elles sont totalement défectueuses au-delà de 5,1kV/m.

Ces diverses études montrent qu'il est possible de perturber les appareils usuels car ils ne sont pas durcis aux agressions électromagnétiques intentionnelles. Qu'elles soient bande étroite ou ultra large bande, ces agressions sont capables de détruire un appareil électronique à distance sans être létale pour les opérateurs.

2.2- Armes électromagnétiques

Les tests de vulnérabilité montrent clairement une efficacité des MFP sur les systèmes électroniques. Sur le terrain, ce type d'armes peut donc avoir un intérêt important pour les forces armées.

D'un point de vue défensif, l'utilisation potentielle majeure de ce type de système est la lutte contre les engins explosifs improvisés (IED pour *Improvised Explosive Devices*). En effet, ce type d'agression est devenu la principale cause de perte chez nos soldats. Lors des actuels conflits iraqiens et afghans, plus de la moitié des soldats tués

l'ont été par des IED. Les IED sont généralement disposés au bord des routes empruntées par les convois militaires (figure 9).

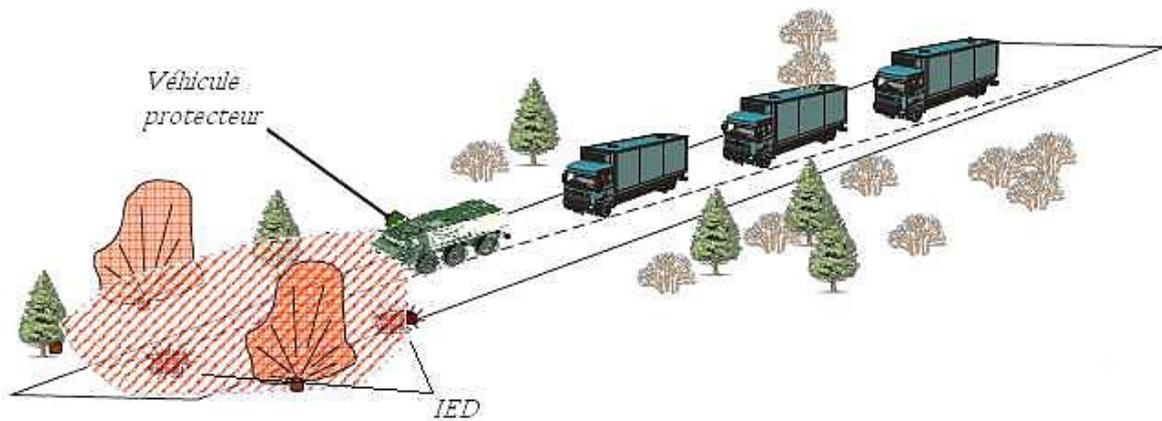


Figure 9 : Constitution d'un convoi anti-IED

Les IED sont généralement déclenchés à distance par un téléphone portable. C'est pourquoi les véhicules militaires se sont équipés de brouilleur pour contrer ce type de déclenchement (figure 10).



Figure 10 : Brouilleur anti-IED sur un véhicule militaire

Ces brouilleurs se contentent d'émettre un rayonnement perturbant ces systèmes de communication pour éviter le déclenchement de l'IED à distance pendant le passage du convoi. Cependant, l'ennemi s'est rapidement adapté et privilégie maintenant les moyens de déclenchement filaires contre lesquels ce type de brouilleurs n'est d'aucune utilité. C'est pourquoi l'utilisation de MFP peut avoir un intérêt, en pouvant annihiler voire détruire ces armes avant le passage du convoi.

Offensivement, les MFP revêtent également un intérêt grandissant. L'optique de pouvoir détruire ou faire dysfonctionner les systèmes adverses comportant de

l'électronique permettrait d'obtenir un avantage stratégique important dans les zones de conflit. En effet, ce type d'agressions nouvelles peut détruire les moyens de communication, de localisation, voire même de transport de l'ennemi.

3- Positionnement du travail de thèse

L'objet de ce travail de thèse est de réaliser une source de rayonnement large bande compacte, autonome, et aux performances élevées. La gamme de fréquence de fonctionnement de cette source est de quelques centaines de MHz, ce qui privilégie les cibles comportant des câblages non protégés telles que les ordinateurs, les systèmes d'alarme, de vidéosurveillance, de communication ou même les véhicules.

L'objet de ce projet est de réaliser un démonstrateur d'arme électromagnétique de moyenne portée, mais de technologie avancée, permettant à la fois :

- d'évaluer la vulnérabilité de cibles civiles ou militaires à ce type de menace,
- d'évaluer l'efficacité d'un dispositif particulièrement innovant en tant qu'utilisateur comme la Gendarmerie (arrêt de véhicules) ou les forces spéciales (pour la neutralisation, à courtes distances, de dispositifs adverses comportant de l'électronique).

De par sa compacité et son autonomie, les potentialités d'utilisation de cette source sont multiples. Son utilisation en tant que système portable camouflé, par exemple dans un sac de voyage ou de sport, permettrait de la transporter discrètement pour la positionner au plus proche de la cible à atteindre.

Sa géométrie cylindrique permet, également, d'envisager son intégration dans un porteur de type drone ou missile. Ce moyen aérien permettrait de survoler une zone et de l'illuminer tout en restant à distance.

Dans l'hypothèse d'une utilisation en tant que système d'arrêt de véhicules, la source pourrait être intégrée à un véhicule des forces de l'ordre, et ainsi mettre un terme aux poursuites qui sont extrêmement dangereuses pour la population. Pour cette application, il est aussi envisageable de la positionner à des endroits stratégiques (péage par

exemple), pour par exemple la déclencher à distance et ainsi stopper les voitures que les forces de l'ordre ne sont pas en mesure d'intercepter au cours de leur trajet puisqu'ils roulent habituellement à des vitesses excessives. On peut, ainsi, citer les véhicules transportant des volumes importants de drogue, plus couramment appelés « Go-Fast » [13].

Comme évoqué précédemment, elle pourrait également équiper les convois militaires pour déclencher les IED ou détruire leurs systèmes de déclenchements à distance. Contrairement aux systèmes de brouillages existants, cette solution a l'avantage d'être efficace également dans le cas d'un déclenchement filaire, qui semble, aujourd'hui, être la solution préférentielle des terroristes.

II- Etat de l'art des sources de rayonnement impulsionnelles

Cette partie bibliographique présente un état de l'art des différentes sources de rayonnement électromagnétique impulsionnelles développées à travers le monde. L'ensemble de ces sources utilise comme amplificateur de puissance pulsée un générateur de Marx ou un transformateur Tesla. La solution présentée dans mon travail de thèse est, quant à elle, basée sur une amplification par transformateur résonant impulsionnel. Outre la mise au point de cette technologie innovante, la principale difficulté de notre travail réside dans la génération de tensions d'amplitude très élevée et de champs électriques intenses dans un volume particulièrement restreint. Bien que toutes les sources présentées ci-dessous n'allient pas forcément ces caractéristiques antagonistes, il nous semble intéressant de présenter ces travaux où l'effort a souvent été porté sur l'une ou l'autre de ces caractéristiques. Pour certaines d'entre elles, les performances en termes de champ rayonné et de compacité peuvent être relativement proches des résultats attendues dans cette thèse. C'est pourquoi un critère de comparaison des sources est proposé à la fin de cette partie bibliographique.

1- Réalisations à base de générateurs de Marx

1.1- Système biélorusse RINP

Une équipe biélorusse du Research Institute for Nuclear Problems de Minsk a présenté en 2009 à la conférence IET Pulsed Power Symposium au CERN [14] une source travaillant dans la bande 800MHz-2GHz. Cette source associe un générateur de Marx à une antenne composée d'un cône placé au point focal d'un réflecteur de 1,6m de diamètre (figure 11). Le cône est équipé d'un éclateur intégré et est immergé dans l'huile. Cette huile permet une isolation convenable du cône et assure des temps de commutation rapides du fait de la faible distance inter-électrodes (fixée à 1mm).



Figure 11 : Design de l'éclateur, du cône et du réflecteur

Le générateur de Marx occupe un volume de 58 litres (850mm × 400mm × 170mm). Il est composé de 10 étages. Chacun contient une association série/parallèle de condensateurs 3,3nF/25kV. La capacité d'entrée du Marx est de 330nF. Les condensateurs et les résistances sont immergés dans de l'huile alors que les éclateurs travaillent à l'air ambiant. Des impulsions de 300kV avec des temps de montée de 50ns sont générées en sortie du Marx.



Figure 12 : Vue supérieure du générateur de Marx

Le champ électromagnétique mesuré dure 2ns, son amplitude maximale est de 6,5kV/m à une distance de 30 mètres et son spectre est compris entre 200MHz et 2,2GHz ($L_b \approx 167\%$, ULB). Le facteur de mérite de l'ensemble, produit de l'amplitude du champ électrique par la distance à laquelle il est mesuré, est donc de 195kV.

1.2- Système américain ARC

La société ARC Technology en collaboration avec Larry Altgilbers de l'US Army Space and Missile Defense ainsi que Texas Tech University a présenté un système autonome compact basé sur un générateur de Marx [15]. L'architecture globale (figure 13) comprend une batterie, un convertisseur réalisé par Texas Tech, un générateur de Marx et une antenne de type hélice ou bicône.

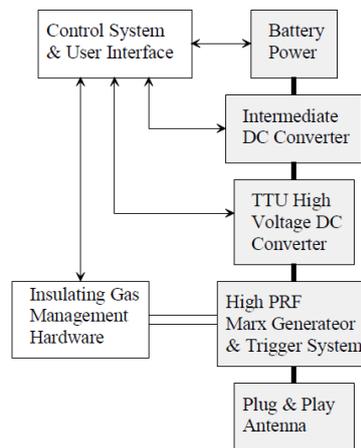


Figure 13 : Architecture globale de la source

Une batterie au plomb 12V/12A.h a été choisie initialement pour son faible coût et sa simplicité d'utilisation. Elle est insérée dans un boîtier de 127mm de diamètre et 150mm de long. Un convertisseur DC/DC intermédiaire utilisant un pont en H standard permet de fournir une tension nominale de 250V. Le couple batterie/convertisseur intermédiaire peut délivrer 400W à 250V pendant 3 minutes.

Le convertisseur haute tension conçu et réalisé par Texas Tech consiste en un pont en H à IGBT qui pilote un transformateur. Ce dernier utilise 6 enroulements secondaires afin d'augmenter sa propre fréquence de résonance. Ces enroulements sont introduits dans 6 circuits à ponts en H pour atteindre 40kV. L'utilisation d'un transformateur à matériau magnétique nanocristallin permet une réduction importante de masse et de volume par le

biais d'une augmentation de la fréquence de découpage de 10kHz à 30kHz par rapport à une version initiale. L'ensemble du convertisseur occupe un volume rempli d'huile de 140mm de diamètre et 350mm de long ; soit 5,4 litres.

Le générateur de Marx de 15 étages est contenu dans un cylindre de 155mm de diamètre et de 610mm de long ; soit 11,5 litres. Il utilise 25 condensateurs 940pF TDK de 30kV qui sont surtensionnés pour travailler à 40kV. L'isolation est assurée par de l'air synthétique sous 10bar. Une charge inductive permet un fonctionnement récurrent du générateur. La fréquence de récurrence est limitée théoriquement à 28Hz et a été mesurée expérimentalement à 20Hz. Sur une charge de 50Ω, le générateur délivre des impulsions de 150kV avec un temps de montée de 1,2ns et une puissance crête de 425MW.

L'antenne est directement incorporée à la sortie du Marx pour minimiser le volume global et maximiser le rendement en puissance. Elle peut être de deux types : antenne hélice ou antenne bicône.

Au final, l'ensemble du prototype est compact et occupe un volume de 28 litres (155mm de diamètre et 1,5m de long) et une masse voisine de 35kg (figure 14). Avec une antenne hélice à 1GHz, le champ rayonné crête à crête mesuré à 10m est de 1,5kV/m alors qu'il est de 4,7kV/m à 10m centré sur 410MHz avec une antenne bicône de 15cm de diamètre.



Figure 14 : Photographie de la source complète

1.3- Systèmes allemands DIEHL

La société allemande DIEHL est spécialisée dans les sources micro-ondes de forte puissance [16]. Elle commercialise divers dispositifs rayonnant des champs électriques intenses dans un domaine de fréquence large bande. Le domaine d'application diffère en fonction du niveau de performances atteint et de l'encombrement du système.

Le premier système développé (DS350) consistait en une approche modulaire pour des tests de laboratoire. Il est composé d'une baie déportée incluant le chargeur et le système de contrôle-commande, d'un générateur de Marx de 1MV et d'une antenne dipôle (figure 15). Les dimensions n'ont pas été optimisées. Le diamètre du dipôle est de 350mm et sa longueur de 750mm. Le facteur de mérite est de 300kV. La fréquence de récurrence maximale est de 100Hz pour un facteur de mérite dégradé et la fréquence d'émission est comprise entre 50MHz et 100MHz.



Figure 15 : Dispositif modulaire DS350

Le dispositif dont les caractéristiques électromagnétiques sont proches de celles du prototype développé dans le cadre de notre projet contient dans une valise (figure 16a). Le nom commercial est DS110B. Il s'agit d'une valise de 41 litres incluant une batterie, un chargeur 50kV, un générateur de Marx de 6 étages et une antenne bicône. Les étages du Marx sont chargés à + ou -50kV. Ainsi, la différence de potentiel appliquée à l'éclateur raidisseur de sortie est de 600kV. Le Marx est pressurisé sous 7bar de SF₆ alors que l'éclateur de sortie est pressurisé sous 36bar d'un mélange azote/SF₆. Le facteur de mérite maximal est de 30kV à 120MHz et de 105kV à 280MHz avec un plan réflecteur

(figure 17). Avec cette valise, la fréquence de récurrence est limitée à 5Hz. Pour améliorer ce paramètre, deux possibilités sont offertes :

- utiliser une valise d'un même volume pour doubler la fréquence. Le volume total est alors de 82 litres.
- utiliser une baie déportée (figure 16b) afin d'atteindre une fréquence de répétition maximale de 140Hz. Le volume est alors porté à 550 litres et la masse à 230kg.



(a)



(b)

Figure 16 : Valise DS110B

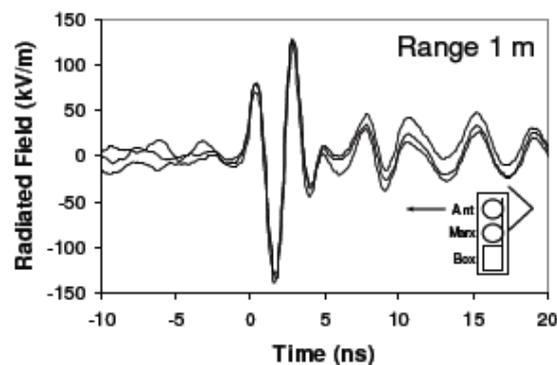


Figure 17 : Allure du champ rayonné par une valise DS110B avec réflecteur

Un réseau de 3 antennes bicônes avec un réflecteur est également proposé : le DS110 ARRAY (figure 18). Il est basé sur le principe d'un générateur de Marx de 1,2MV alimentant toutes les antennes simultanément. Un plan réflecteur améliore la directivité et la valeur crête du champ rayonné dans l'axe. Le facteur de mérite est de 600kV avec une fréquence centrale de 280MHz. Les dimensions de ce dispositif ne sont pas précisées.

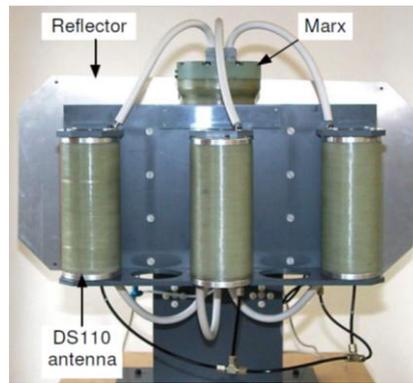


Figure 18 : Dispositif DS110 ARRAY

1.4- Systèmes américains APELC

La société américaine Applied Physics Electronics (APELC) [17–21] commercialise depuis une dizaine d’années divers générateurs de Marx pour des applications telles que l’étude de matériaux, les micro-ondes de forte puissance ou le rayonnement X. Le tableau 2 présente quelques générateurs développés par APELC. Les tensions sont données à vide.

Modèle	Tension (kV)	Temps de montée (ns)	Largeur d’impulsion (ns)	Impédance (Ω)	Energie (J)	Fréquence de répétition (Hz)
MG17-1C-500PF	510	0,2	2-3	160	4	100
MG17-1C-940PF	510	0,3	12	125	7	100
MG10-1C-2700PF	300	0,5	15	20	12	200
MG15-3C-940PF	600	1-5	25	33	33	200
MG15-3C-2700PF	600	3-5	30	23	100	100
MG40-3C-2700PF	1600	3-4	40	70	260	30
MG20-22C-2000PF	1000	~20	80	18	1,1	20
MG20-1C-100NF	300	20	200	23	500	20
MG30-3C-100NF	600	90	175	33	1,8	10

Tableau 2 : Générateurs de Marx commercialisés par APELC [22]

Plus récemment, la société APELC propose, sur étagère, des systèmes de rayonnement de forte puissance basés sur des générateurs de Marx. Préalablement à ces dispositifs commercialisés, le générateur de Marx avait été testé comme source large bande ou ultra large bande en alimentant diverses antennes (cornet TEM, demi-cornet TEM sur plan de masse, spirale ou monopole) afin de comparer leurs performances en

rayonnement [20]. Pour ces essais, un générateur à 17 étages permettait de délivrer 150kV en 400ps. Le facteur de mérite du cornet TEM est de 65,2kV crête du fait d'un claquage au niveau de l'alimentation de l'antenne. L'antenne demi-cornet TEM sur plan de masse permet d'obtenir un facteur de mérite de 74,3kV avec un spectre s'étendant jusqu'à 800MHz. Le facteur de mérite du signal bande étroite rayonné par l'antenne spirale centré sur 1GHz est de 30kV. Enfin, le monopole sur plan de masse permet d'obtenir un facteur de mérite de 20kV entre 100MHz et 1GHz ($L_b \approx 164\%$, LB-ULB).

A Washington durant la Pulsed Power Conference de 2009, une réalisation utilisant une antenne spirale avec plan de masse évasé à 400MHz fut présentée [23]. A partir d'un générateur de Marx 300kV mis en forme et présentant une variation rapide de tension de 80kV, son facteur de mérite est de 50kV.

Parmi les produits présentés sur catalogue, on peut citer deux exemples se rapprochant de notre source en termes de caractéristiques.

1.4.1- Dispositif IRA

L'antenne IRA (Impulse Radiating Antenna), développée entre 1996 et 1999 par Baum, Farr et Giri, est une antenne de type réflecteur (figure 19).

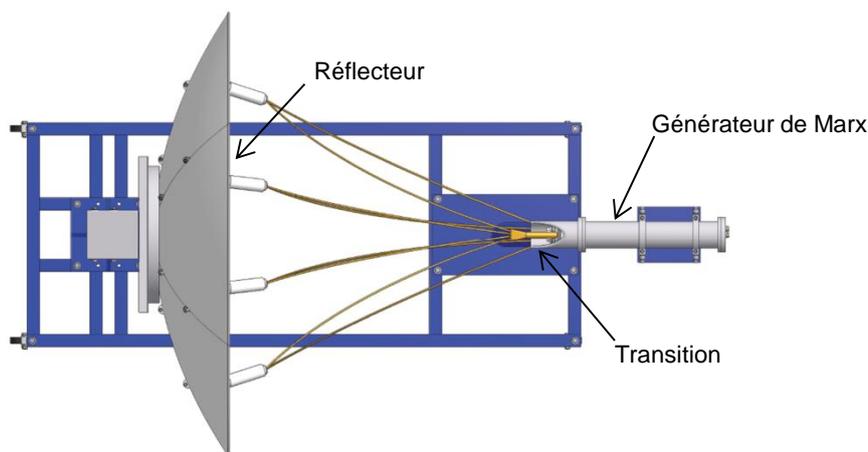


Figure 19 : Dispositif utilisant une antenne IRA

Le générateur de Marx comprend 10 étages chargés à 40kV et il est pressurisé sous 17bar d'air synthétique. Sur une charge coaxiale de 30 Ω , il permet de délivrer 200kV. Une

transition de type Tulipe permet le changement de géométrie coaxiale vers une ligne bi-plaque. Le diamètre du réflecteur parabolique est de 1,8m et sa distance focale 68,2cm.

Comme le montre la figure 20, le champ rayonné est de 220kV/m à 1m avec un spectre centré autour de 200MHz ($L_b \approx 133\%$, LB).

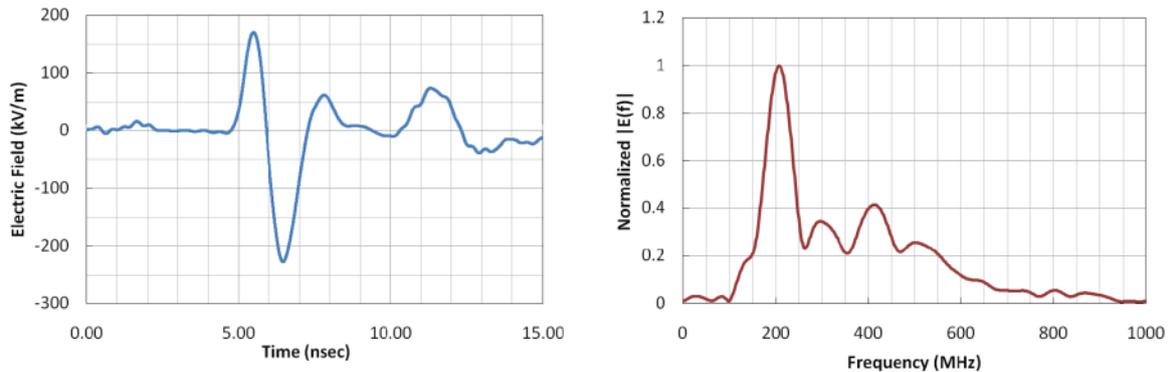


Figure 20 : Allure du champ rayonné (normalisé à 1m) par le dispositif IRA et sa transformée de Fourier

Ce dispositif est proposé pour être porté par deux individus et utilisé par une seule personne. L'encombrement total est de 3m×1,8m×2,4m.

1.4.2- Système EMP Suitcase

Sur le même principe que la valise développée par la société allemande DIEHL, APELC commercialise un système portable sous forme de valise (figure 21).



Figure 21 : Valise développée par APELC

Une antenne dipôle quart d'onde alimentée à 330kV par un générateur de Marx peut rayonner des champs électriques de 125kV/m à 1m (figure 22) à une fréquence de récurrence comprise entre 0,1 et 10Hz. La fréquence centrale du spectre est de 325MHz et

l'autonomie de deux heures à fréquence de récurrence maximale. Les dimensions de la valise (62,5cm×50cm×22cm) lui confèrent un volume de 68,75 litres.

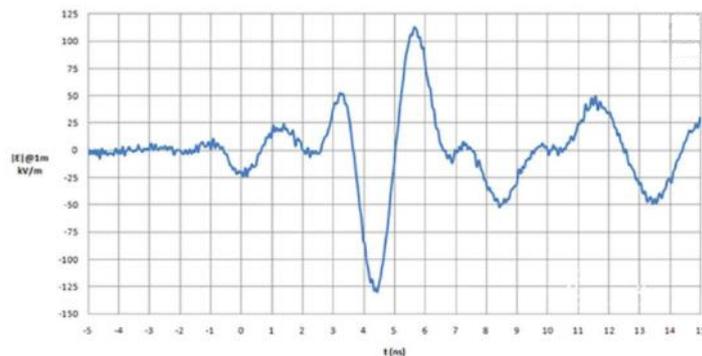


Figure 22 : Allure du champ rayonné par le dispositif EMP Suitcase

En définitive, les performances électriques de ce dispositif sont similaires à celles de la valise développée par la société DIEHL mais avec un encombrement supérieur.

1.5- Systèmes français

1.5.1- Système LGE-THALES

Mon laboratoire d'accueil travaille également depuis une dizaine d'années sur les sources de rayonnement [24–26]. Par le biais d'une convention CIFRE dont a bénéficié B. Cadilhon [27], la société THALES a mandaté le LGE de Pau (ancien nom du laboratoire SIAME) pour développer une source de rayonnement ultra large bande de forte puissance.

Cette source est constituée d'un générateur de Marx à 10 étages de 500pF pouvant être chargés à 100kV. Son dernier étage, associé à un éclateur de court-circuit permettant de couper la décroissance exponentielle, fait office de circuit de mise en forme. Il permet ainsi de générer des impulsions de 225kV et de largeur en pied inférieure à 1ns. L'aérien utilisé pour rayonner ces impulsions est une antenne directive de type Valentine [28]. Une photographie de cette source est présentée figure 23.



Figure 23 : Photographie de la source LGE-THALES

Pour cette source, l'amplitude du champ rayonné est de 233kV/m à 1m et la largeur en pied de l'impulsion est 1,82ns. La grande partie de l'énergie rayonnée est centrée autour de 500MHz et le spectre s'étend jusqu'à 1GHz ($L_b \approx 171\%$, ULB).

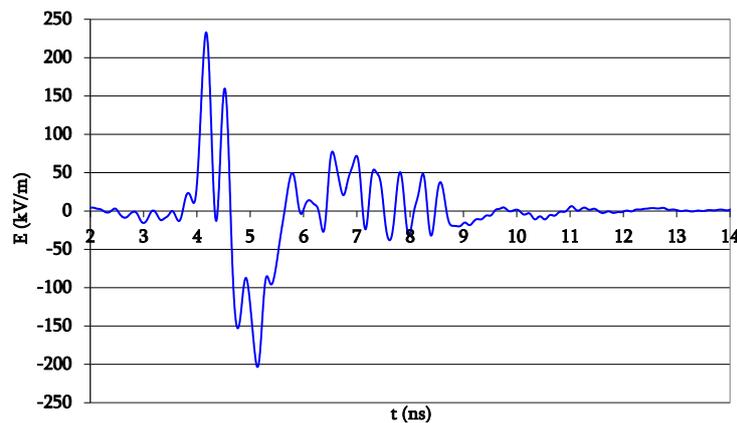


Figure 24 : Champ rayonnée par la source LGE-THALES

1.5.2- Système « ULB courte portée »

Une source ultra large bande compacte [29], développée en collaboration entre le CEA CESTA, le LGE de Pau, l'Institut de Saint-Louis, la société TECHNIX et le centre de transfert de technologie CISTEME de Limoges a nécessité un gros effort d'intégration et de miniaturisation. Ce projet appelé « ULB courte portée », est en fait décliné en deux versions (figure 25) qui se distinguent par leurs dispositifs de mise en forme différents.

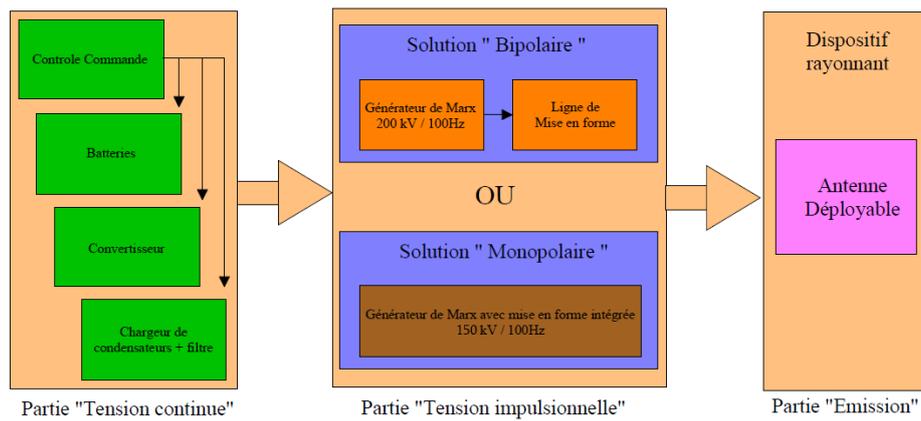


Figure 25 : Schéma d'ensemble du système « ULB courte portée »

Un chargeur 50kV autonome de 1,2kW, occupant un volume de 10,4L, permet d'alimenter un générateur de Marx 200kV associé, soit à une ligne de mise en forme bipolaire déportée, soit à une mise en forme monopolaire directement intégrée dans celui-ci. Le générateur de Marx est composé de 8 étages de 560pF chargés à 36kV par l'intermédiaire de bobines pour permettre un fonctionnement répétitif élevé (100Hz). Avec un diamètre de 17,5cm et une longueur de 34cm, celui-ci occupe un volume de 8,2L.

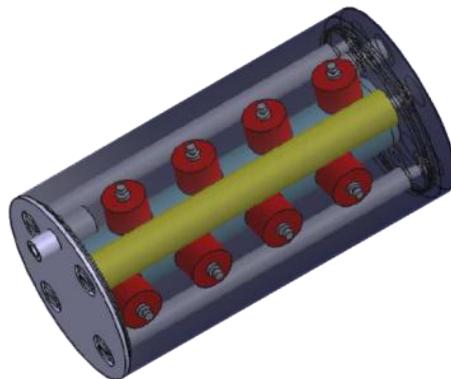


Figure 26 : Vue générale du générateur de Marx récurrent

La solution monopolaire permet la génération d'impulsions d'amplitude 140kV avec un contenu spectral s'étendant jusqu'à 950MHz tandis que des impulsions d'amplitude crête à crête de 200kV avec un contenu spectral contenu entre 10MHz et 1,3GHz sont générées avec la solution bipolaire. Par l'intermédiaire d'une transition coaxiale/bi-plaque, ces impulsions de tension sont ensuite rayonnées par une antenne déployable (figure 27) de type Valentine.

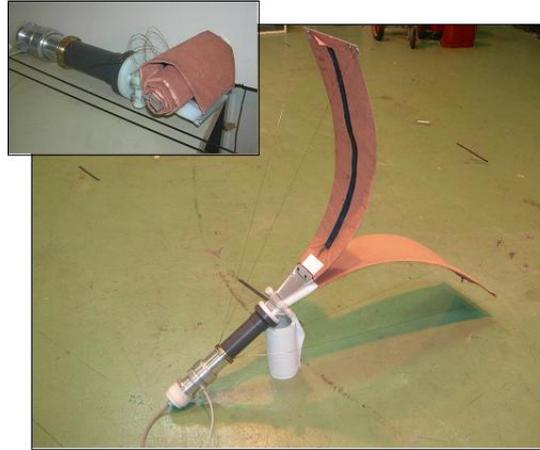


Figure 27 : Photographie de l'antenne déployable du projet « ULB courte portée »

Dans sa version bipolaire, cette source rayonne un champ de 21kV/m à 10m avec un contenu spectral centré sur 750MHz, alors qu'en version monopolaire le champ rayonné à 10m est de 19,3kV/m centré sur 300MHz. Les deux solutions peuvent fonctionner à une fréquence de répétition de 100Hz et ont une autonomie de 35 000 tirs. Une photographie de cette source dans sa version bipolaire est présentée figure 28.

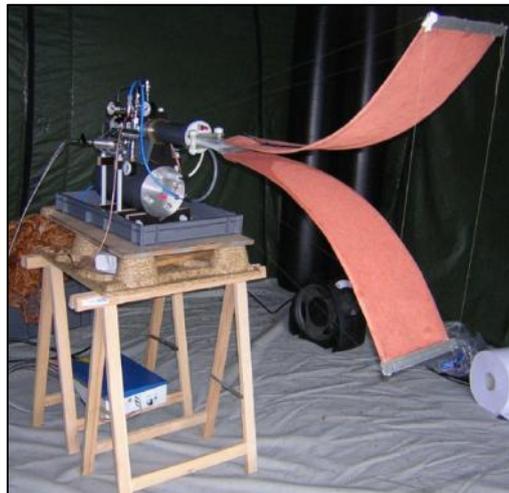


Figure 28 : Photographie de la source « ULB courte portée » dans son ensemble (version bipolaire) [30]

Bien que le volume ne soit pas précisé dans les publications disponibles, à partir de cette photographie, on peut évaluer que la mise en forme et l'antenne repliée occupent un volume d'environ 12 litres. L'encombrement de cette source peut donc être estimé à une quarantaine de litres. Les performances atteintes par cette source dans cet encombrement sont donc de tout premier ordre.

Un grand nombre de sources est donc basé sur l'utilisation d'un générateur de Marx. Cependant, certains groupes de recherche ont préféré construire leurs sources de rayonnement en utilisant comme étage d'amplification de la puissance un transformateur Tesla.

2- Réalisations à base de transformateur Tesla

Il faut noter que l'encombrement des réalisations basées sur un transformateur Tesla n'est pas systématiquement comparable à celui de notre prototype. Ainsi, les systèmes russes et américains qui suivent ont des dimensions largement supérieures au prototype développé dans le cadre de notre projet. Les dimensions des réalisations australienne, anglaise ou coréenne ne sont pas précisées mais on peut penser d'après l'architecture présentée que l'encombrement doit être comparable à celui de MOUNA.

2.1- Système américain

JOLT [31] est un système complet ultra large bande conçu pour rayonner des ondes électromagnétiques très intenses de façon très directive (figure 29). Il a été développé essentiellement par l'Air Force Research Laboratory à Kirkland (Etats-Unis).



Figure 29 : Photographie du système JOLT dans son ensemble (diamètre de l'antenne : 3,05m)

La source de puissance pulsée est construite autour d'un transformateur de type Tesla compact capable de générer 1MV à un taux de récurrence de 200Hz associé à un premier éclateur de mise en forme à hydrogène (114bar). Un éclateur récurrent à huile transfère, ensuite, cette énergie vers l'antenne qui présente une impédance relativement constante de 85Ω dans la bande de fréquence du système.

Le volume occupé par l'ensemble des chargeurs, des modules de puissance et de service (gaz, huile) est de 4 000 litres. Avec l'antenne et son enveloppe, il est de l'ordre de 10 000 litres.

Le transformateur (figure 30) est la pièce maîtresse de la source de puissance. Il a été conçu pour délivrer des impulsions de tension d'amplitude 1MV sur une charge de 100pF à une fréquence de récurrence de 200Hz dans une enceinte de 16 litres. De gros efforts ont été consentis pour son isolation électrique. L'ensemble des bobinages est isolé électriquement par une juxtaposition de feuilles de Mylar, de papier kraft et d'huile diélectrique.



Figure 30 : Photographie du transformateur 1MV intégré dans JOLT

L'étage de mise en forme comprend un condensateur et un éclateur. Le condensateur de mise en forme se charge au travers de l'éclateur principal (à hydrogène) à 800kV en 2ns puis l'éclateur de mise en forme libère l'énergie stockée par le condensateur de mise en forme et par le condensateur de transfert dans l'antenne. L'éclateur de mise en forme est intégré à l'antenne pour limiter les effets de dispersion de l'impulsion. De ce fait, ses dimensions sont très restreintes, ce qui le rend très sensible à l'érosion. Un intervalle inter-électrodes de 0,76mm et une circulation d'huile de 160L/min permettent de générer, à 200Hz, des impulsions de 800kV dont le temps de montée atteint 130ps.

L'antenne IRA [32] nécessite un balun pour pouvoir l'alimenter en différentiel. Pour plusieurs raisons (dont la difficulté de réalisation d'un système de symétrisation de l'impulsion à ces niveaux de tension), l'antenne utilisée dans le projet JOLT est une HIRA [33] (Half IRA) autrement dit une demi-antenne IRA qui ne nécessite pas la symétrisation

de l'impulsion haute tension. La moitié supérieure du réflecteur est donc posée sur un plan de masse. La source transitoire située au point focal du réflecteur produit une onde TEM sphérique. L'onde est alors réfléchiée par la parabole et focalisée vers la cible. Le diamètre de la parabole est de 3,05m.

L'impulsion en pied d'antenne a une amplitude de 1MV, un temps de montée de 180ps et une décroissance d'environ 5ns. La forme temporelle du champ électrique rayonné par l'antenne avec ce signal d'alimentation présente un temps de montée de 80ps et une largeur en pied d'impulsion de 500ps. Le contenu spectral de cette impulsion est relativement plat de 50MHz à 2GHz ($L_b > 190\%$, ULB).

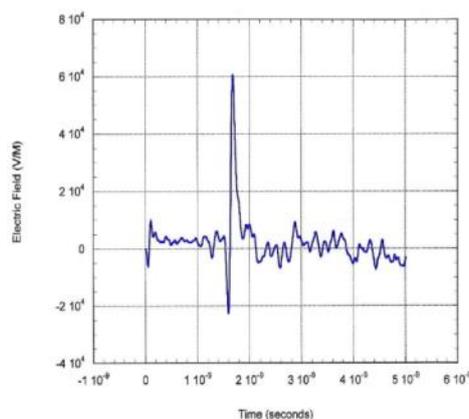


Figure 31 : Allure temporelle du champ électrique mesuré dans l'axe à 85m

Actuellement, les derniers travaux publiés [31] sur le projet JOLT indiquent une valeur de champ électrique mesurée dans l'axe à 85m de 62kV/m, ce qui équivaut à un facteur de mérite de 5,3MV (figure 31).

2.2- Systèmes russes IHCE

L'IHCE (Institute of High Current Electronics) de Tomsk en Russie a développé une source ultra large bande [34–36] basée sur une unique source de puissance alimentant un réseau d'antennes. Elle est constituée d'un générateur haute tension pulsée, d'une ligne de mise en forme bipolaire et d'un diviseur de puissance qui permet d'alimenter un réseau de 16 antennes. Une vue d'ensemble de la source est présentée figure 32.

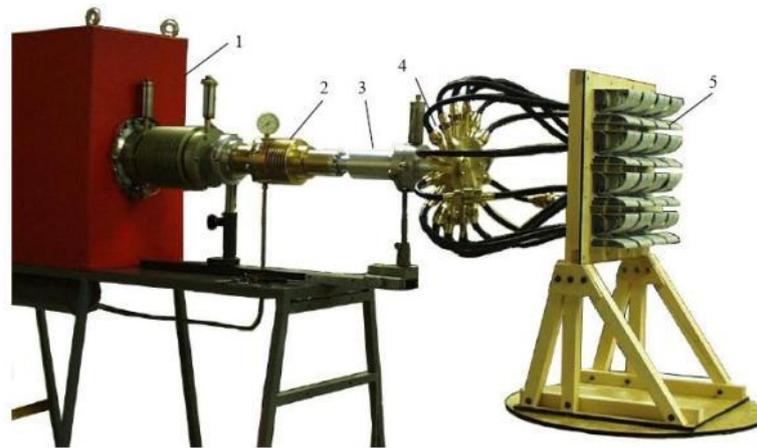


Figure 32 : Dispositif complet constitué d'un générateur de forte puissance pulsée (1), d'une mise en forme bipolaire (2), d'un transformateur d'impédance $50\Omega/3,125\Omega$ (3), d'un diviseur de puissance (4) et d'un réseau de 16 antennes ULB (5)

Le générateur haute tension pulsée, baptisé SINUS-160, est construit sur la base d'un transformateur alimenté par le réseau triphasé 380V. Associé à un éclateur à gaz pressurisé, il génère des impulsions d'amplitude 350kV avec une largeur à mi-hauteur de 4,5ns à une fréquence de répétition de 100Hz. Cette impulsion alimente un dispositif de mise en forme bipolaire mettant en œuvre six lignes coaxiales et 3 éclateurs à azote pressurisé (90bar) (figure 33).

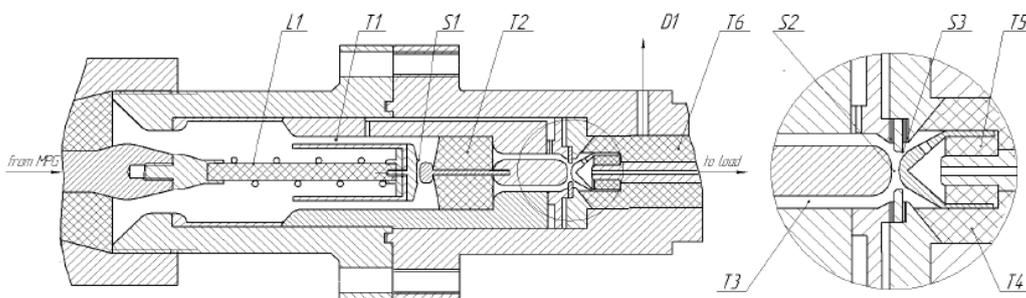


Figure 33 : Vue en coupe du dispositif de mise en forme bipolaire russe

L'impulsion générée en sortie de la mise en forme bipolaire a une largeur d'environ 500ps mesurée à 10% des amplitudes négatives (160kV) et positive (200kV).

Le réseau utilisé pour rayonner ces impulsions est composé d'antennes développées par Koshelev en 2001 [37]. Ces aériens sont la combinaison d'un monopole électrique, de deux dipôles magnétiques et d'un cornet TEM.

La figure 34 présente l'allure du champ rayonné par cette source.

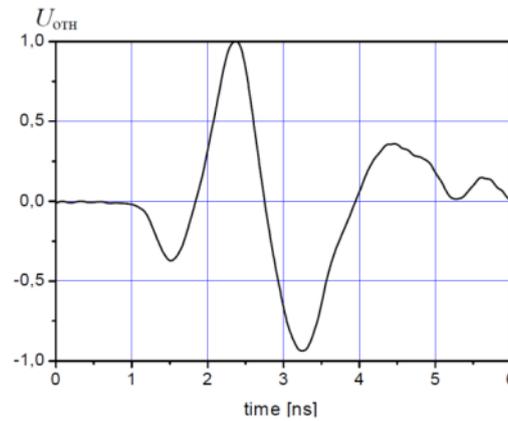


Figure 34 : Allure du champ rayonnée par la source russe

L'impulsion générée a une largeur en pied d'environ 2ns et le facteur de mérite atteint 1,67MV. Le spectre est centré sur 500MHz.

Plus récemment, un dispositif à 64 antennes [38], [39] a été développé (figure 35). La partie électrique du système reste similaire au dispositif précédent, mis à part l'impédance de sortie de la mise en forme bipolaire qui est de 12,5Ω. L'allure de la forme de l'impulsion générée sur 12,5Ω diffère quelque peu. L'amplitude maximale est de +205kV/-157kV et la durée de 1,15ns à 10% du maximum.

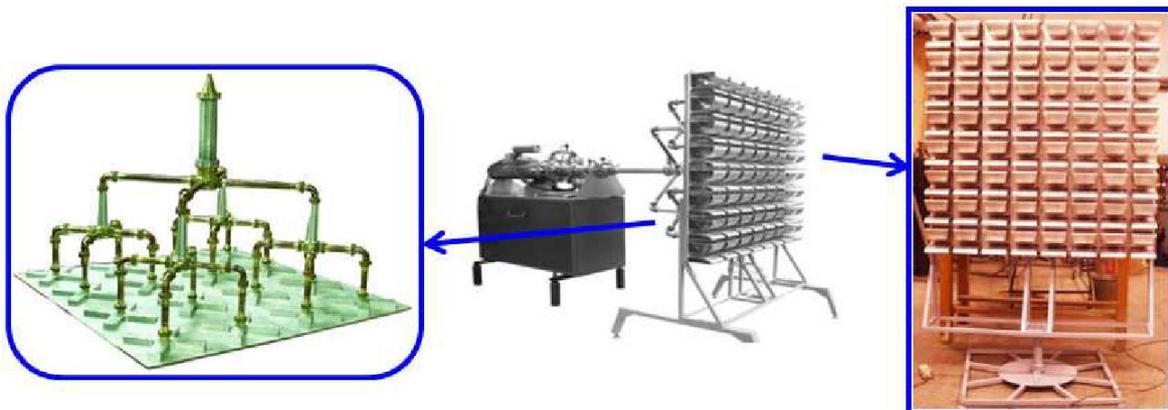


Figure 35 : Architecture du réseau de 64 antennes

L'adaptation vers le réseau de 64 antennes est réalisée avec un transformateur d'impédance et un diviseur de puissance. L'encombrement surfacique de ce réseau est de 2m² (1,41m × 1,41m). Au final, le facteur de mérite de cette source est de 2,8MV à une fréquence de répétition maximale de 100Hz et le spectre des impulsions rayonnées est compris entre 500MHz et 2GHz.

2.3- Systèmes australien et anglais

Hong et Braidwood [40], [41] de la Defence Science and Technology Organisation (Australie) présentent en 2002 une source rayonnante large bande (figure 36) utilisant un transformateur Tesla et une antenne biconique à laquelle des brins de 1m de long peuvent être ajoutés. L'antenne seule occupe un volume de 30 litres mais les dimensions géométriques du générateur ne sont pas indiquées dans le papier.

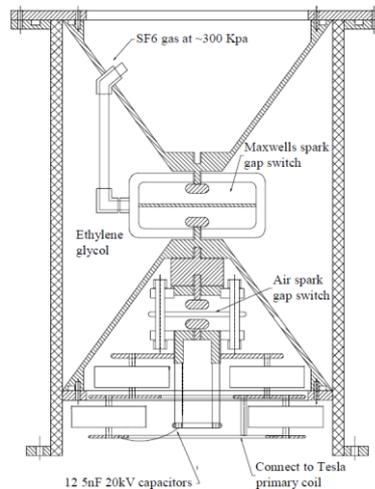


Figure 36 : Antenne biconique et éclateur de mise en forme

De l'éthylène glycol est utilisé à la fois comme diélectrique et également pour fournir une valeur capacitive de l'ordre de 100pF. L'éclateur de mise en forme est pressurisé sous 10bar de SF₆ et la distance inter-électrodes est proche de 7mm. Au niveau du primaire, 12 condensateurs de 5nF chacun sont chargés à 20kV. Le chargeur continu ainsi que le transformateur Tesla ne font pas partie intégrante du bicône. La tension maximale obtenue en sortie du Tesla est de 350kV. Lorsque la tension fournie à l'antenne est de 200kV/5ns après la mise en forme, le champ électrique mesuré ramené à 1m est de 27kV/m. Le spectre d'émission est centré autour de 50MHz avec une bande passante de 40MHz.

En 2004 et 2005, Braidwood a passé deux années au sein du Pulsed Power Group de l'Université de Loughborough. Pendant son séjour, un nouveau prototype développé pour la DSTL (Defence Science & Technology Laboratory) a été présenté en 2005 [42]. Il est, lui aussi, basé sur l'utilisation d'un transformateur Tesla. Un convertisseur 12V/30kV permet de charger 12 condensateurs de 2nF. Le primaire du Tesla ne comporte qu'une spire

($L_p=220\text{nH}$) et le secondaire ($L_s=75\mu\text{H}$, $C_s=60\text{pF}$, $M=2,1\mu\text{H}$) est isolé avec de l'huile. Le coefficient de couplage est de 0,52. Une ligne de mise en forme à huile est ensuite associée à un éclateur raidisseur à SF_6 pressurisé (distance inter-électrodes de 6mm).

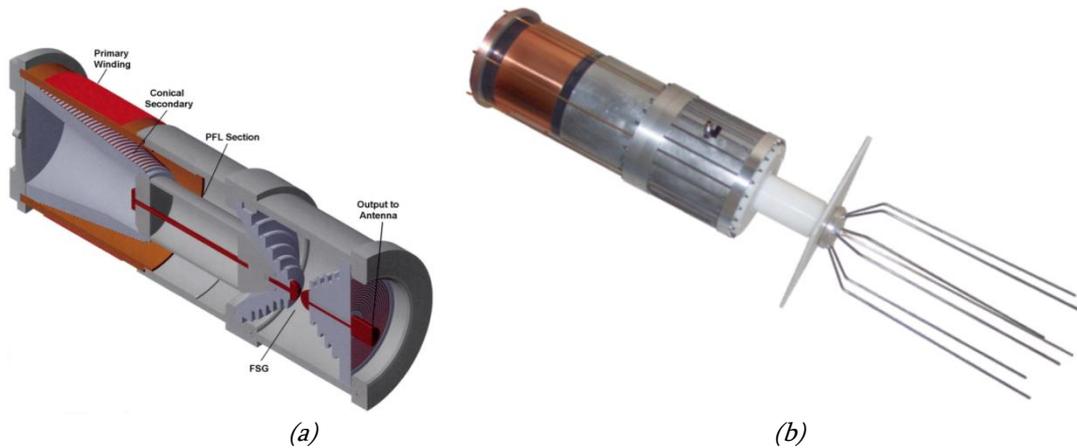


Figure 37 : (a) Structure associant le transformateur Tesla, la ligne de mise en forme et l'éclateur raidisseur, (b) Vue d'ensemble du système avec antenne

Pour une tension d'entrée voisine de 30kV, la tension de sortie est de 542kV. Lors de fonctionnements récurrents à 100Hz, l'amplitude de sortie est limitée à 350kV. En sortie de la mise en forme, à partir d'une impulsion de 250kV d'amplitude, un facteur de mérite de 60kV est obtenu à une fréquence de récurrence de 5Hz. Le spectre du champ rayonné est centré autour de 50MHz.

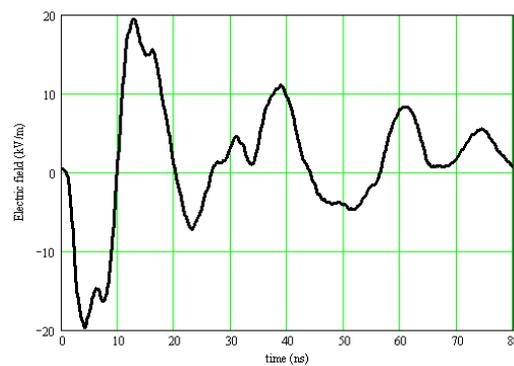


Figure 38 : Allure du champ rayonné mesuré à 3m

Bien qu'un gros effort d'intégration ait été réalisé au niveau du développement de cette source, l'ensemble batterie, convertisseur et condensateurs primaires n'est pas présenté. En se basant sur l'utilisation de composants commerciaux standards, le volume de cet ensemble doit très certainement augmenter le volume de la source d'une dizaine de litres.

2.4- Système coréen KERI

L'équipe sud-coréenne du KERI (Korean Electrotechnology Research Institute) à Changwon a développé une source ultra large bande [43] basée sur l'utilisation d'un transformateur Tesla associé à une ligne de mise en forme Blumlein qui alimente une antenne de type cornet TEM. La structure générale de la source pulsée est présentée figure 39.

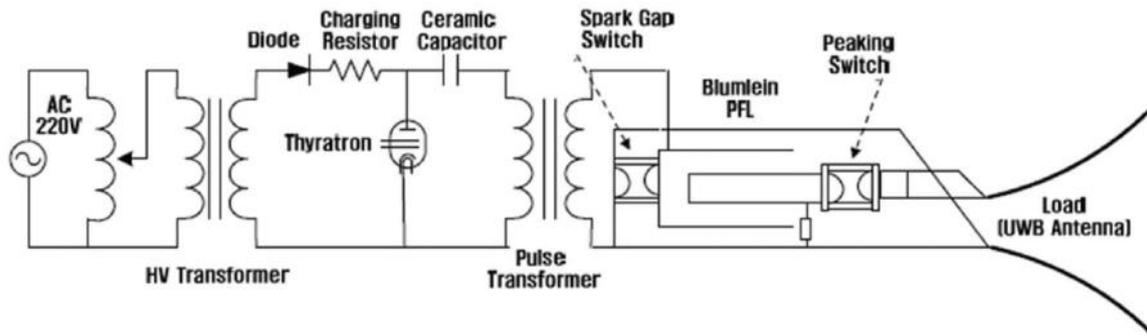


Figure 39 : Schéma électrique et architecture globale de la source coréenne

L'alimentation du banc de condensateurs (120nF) est réalisée par un transformateur haute tension 20kV/50Hz, dont la tension est redressée avec une diode. Lorsque l'énergie stockée dans ce banc de condensateurs est commutée aux bornes du primaire du transformateur Tesla, celui-ci vient charger la ligne de mise en forme à 300kV.

Grâce à l'utilisation du dispositif de mise en forme (Blumlein PFL et éclateur raidisseur), l'amplitude des impulsions en sortie est similaire à celle de la tension de charge (300kV). De plus, l'impulsion générée en sortie de cette mise en forme (figure 40) a un temps montée de 500ps et une largeur à mi-hauteur de 5ns

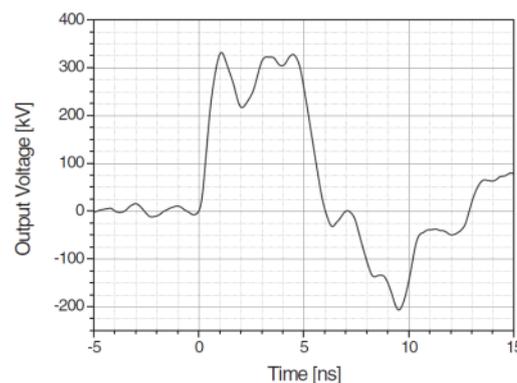


Figure 40 : Impulsion générée en sortie de la mise en forme Blumlein après commutation de l'éclateur raidisseur

Lorsque cette impulsion est appliquée sur l'antenne, via une transition coaxiale/bi-plaque, le champ rayonné mesuré à 10m a une amplitude de 26kV/m et un contenu spectral riche de 100MHz à 800MHz. L'ensemble peut fonctionner à une fréquence de répétition de 10Hz.

De nouveaux travaux, présentés lors de la conférence EAPPC 2012 à Karlsruhe [44], font état d'une forte amélioration de ces performances. Le facteur de mérite atteint 640kV avec un contenu spectral plus haute fréquence s'étendant de 400MHz à 1,2GHz. La fréquence de répétition est de 10Hz.

Une photographie de cette source est présentée figure 41.



Figure 41 : Photographie de la source coréenne

La partie génération de l'impulsion haute tension (sans le transformateur 50Hz) a un diamètre de 40cm sur une longueur de 2m, soit un volume de 250L. Comme on peut le voir sur la photographie, l'antenne est très imposante (2m×1,5m×1,5m) et occupe un volume hors-tout de 4 500 litres.

3- Comparaison des sources compactes

Cet état de l'art montre la grande diversité des sources réalisées dans le monde. Etant donné que les caractéristiques du champ rayonné par chacune sont différentes, il est difficile de les comparer. Cependant, nous proposons de fixer un critère, le « facteur de mérite volumique réduit » (K) (3) basé sur le facteur de mérite, la fréquence centrale du spectre et le volume afin de pouvoir comparer les sources pour lesquelles un effort important d'encombrement a été consenti. Comme les dimensions des antennes

dépendent de la fréquence de l'onde à rayonner, nous avons choisi de prendre en compte dans ce critère la valeur de la fréquence centrale du champ rayonné.

$$K = \frac{F_m}{V \times f_c} \quad (3)$$

Avec F_m : facteur de mérite (kV)

V : volume (L)

f_c : fréquence centrale du spectre du champ rayonné (GHz)

Le tableau 3 récapitule l'ensemble des performances des différentes sources présentées, avec le critère K (les sources dont les données sont manquantes ne sont pas présentées).

Systeme	Facteur de mérite (kV)	Fréquence centrale (GHz)	Volume (L)	Critère K (kV.L ⁻¹ .GHz ⁻¹)
Allemand DIEHL DS110B	105	0,28	41	9,1
Allemand DIEHL DS110B	30	0,12	41	6,1
Américain ARC (antenne hélice)	15	1	28	0,5
Américain ARC (antenne bicône)	47	0,41	28	4,1
Américain APELC EMP Suitcase	125	0,325	68,75	5,6
Français (bipolaire)	200	0,8	≈40	≈6,2
Français (monopolaire)	193	0,3	≈40	≈16

Tableau 3 : Récapitulatif des performances des sources et proposition de comparaison de leurs performances

Selon ce critère, les sources les plus performantes sont globalement celles où les efforts d'intégration sont les plus conséquents. Se détachent particulièrement les deux valises (DIELH et APELC), la source ARC en version antenne bicône et la source ULB française (la version monopolaire étant la plus performante).

Ce travail de thèse consiste justement à réaliser une source avec des performances élevées en optimisant son volume pour obtenir un facteur K important. Cette optimisation du volume est basée sur l'utilisation d'une technologie innovante et sur une intégration poussée des différents modules constituant la source.

III- Dimensionnement de la source

Une source de rayonnement électromagnétique est généralement composée d'un module de stockage d'énergie primaire, d'un convertisseur de tension, d'un amplificateur de puissance pulsée associé éventuellement à un étage de mise en forme des impulsions et d'une antenne (figure 42).

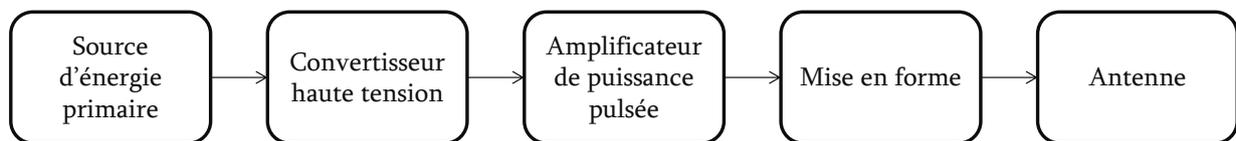


Figure 42 : Schéma bloc d'une source de rayonnement électromagnétique

Le dimensionnement d'une source doit être réalisé par étapes, et dans le sens inverse de l'évolution des signaux électriques, c'est-à-dire en partant de la charge et en remontant vers la source primaire d'énergie. En effet, une fois les caractéristiques de la charge définies, il est alors possible de dimensionner l'étage d'amplification de la puissance, puis son alimentation.

Les caractéristiques souhaitées pour cette source sont les suivantes :

- le niveau de champ rayonné est une caractéristique essentielle, mais en raison de sa classification « Diffusion Restreinte », il ne peut pas être diffusé dans ce document public,
- l'allure temporelle du champ rayonné doit être de type sinusoïde amortie de fréquence comprise entre 100MHz et 300MHz et de durée supérieure à 30ns (constante de temps de décroissance supérieure à 10ns),
- l'antenne de puissance utilisée doit être de type dipôle, avec un rayonnement omnidirectionnel,

- la fréquence de répétition des impulsions rayonnées doit être supérieure à 20Hz et l'émission doit de se faire par rafale de 100 impulsions,
- la source doit avoir une autonomie de 30 000 impulsions,
- l'intégralité de la source doit contenir dans un cylindre de 22 centimètres de diamètre et avoir une longueur inférieure à 1 mètre. Le volume visé doit donc être inférieur à 38 litres.

Pour satisfaire la deuxième caractéristique, le signal appliqué à l'antenne dipôle, doit également être une sinusoïde amortie avec les mêmes caractéristiques temporelles. Pour cela, la solution la plus simple consiste à charger une ligne par une de ses extrémités, son autre extrémité étant connectée à une charge d'impédance élevée vis-à-vis de celle de la ligne puis de court-circuiter son entrée. Si, dans ces conditions, la longueur de la ligne est égale au quart de la longueur d'onde de la fréquence d'oscillation souhaitée, on dit que la ligne résonne en $\lambda/4$.

Etant données les contraintes géométriques, pour optimiser la compacité de la source, l'ensemble des briques du générateur (source d'énergie primaire, amplificateur de puissance, ...) sera inséré à l'intérieur des brins de l'antenne. En conséquence, la géométrie de l'antenne est dictée par cette contrainte et se compose donc de deux brins de diamètre 22cm et de longueur légèrement inférieure à 50cm séparés par la ligne oscillante (quelques centimètres sont nécessaires pour la réalisation de cette dernière).

1- Choix du diélectrique de la ligne oscillante et de l'éclateur de sortie

La ligne oscillante doit supporter de très hautes tensions impulsionnelles dans un volume restreint, c'est pourquoi le choix du matériau diélectrique la constituant est primordial. De plus, pour s'affranchir d'interfaces qui nécessitent souvent un espace important, il est préférable d'utiliser le même diélectrique pour la ligne oscillante et l'éclateur de sortie nécessaire à la mise en oscillation. Dans ces conditions, en raison du fonctionnement répétitif de la source, les diélectriques solides sont évidemment exclus et les candidats restants sont les isolants gazeux et liquides.

Une pré-étude du champ de claquage impulsionnel de différents diélectriques a donc été réalisée [45]. Les résultats ainsi que les caractéristiques électriques des diélectriques étudiés, pour des impulsions de tension, dont le front de montée est voisin de $1\mu\text{s}$, sont synthétisés dans le tableau 4.

	Eau courante	Eau distillée	Huile minérale	Huile végétale	Gaz (air)
Rigidité diélectrique	600kV/cm	600kV/cm	1,2MV/cm	800kV/cm	45kV/cm/bar
Conductivité	$\approx 200\mu\text{S/cm}$	$\approx 1\mu\text{S/cm}$	$\approx 1\text{nS/cm}$	$\approx 1\text{nS/cm}$	/
Permittivité relative	74	74	2,25	2,3	1

Tableau 4 : Caractéristiques électriques des diélectriques envisagés

L'eau possède une bonne rigidité diélectrique et a l'avantage d'avoir une permittivité relative très élevée ($\epsilon_r=74$ à 20°C). Cette alternative permettrait de réaliser la ligne de sortie avec des dimensions modestes. Cependant, sa conductivité élevée introduirait une trop faible résistance équivalente entre les deux brins de l'antenne : le fonctionnement du transformateur serait fortement altéré.

La commutation dans les gaz est relativement bien connue et maîtrisée, mais nécessite une mise sous pression (plusieurs dizaines de bar) de l'éclateur et de la ligne de sortie. En raison des dimensions de la chambre à pressuriser, cela imposerait de très sévères contraintes mécaniques. De plus, sa faible permittivité relative est pénalisante pour la conception de la ligne car celle-ci doit être 2,3 fois plus longue qu'avec de l'huile par exemple.

L'huile végétale (colza) a des caractéristiques électriques satisfaisantes pour notre application. Cependant, des essais expérimentaux ont montré une rapide dégradation de ses performances lorsque le nombre de décharges devient conséquent. L'utilisation de ce type d'huile nécessiterait la mise en place d'un système de filtration complexe pour garantir un fonctionnement pérenne dans le temps.

L'huile minérale (naphténique) est bien plus adaptée à l'isolation haute tension et aux décharges électriques en particulier. De plus, pour les contraintes temporelles des impulsions appliquées, elle possède la rigidité diélectrique la plus élevée des diélectriques étudiés. Sa permittivité relative et sa conductivité électrique devraient permettre de réaliser une ligne radiale avec des dimensions raisonnables et avec une valeur de résistance équivalente suffisamment grande pour être négligée. Tout cela en fait la meilleure candidate pour la réalisation de la ligne oscillante et de l'éclateur de sortie.

2- Dimensionnement de la ligne oscillante

Connaissant le diélectrique de la ligne oscillante, il reste à déterminer la géométrie de celle-ci pour que l'allure du champ rayonné par la source corresponde aux caractéristiques souhaitées. Pour cela, nous avons étudié l'influence de la longueur de la ligne et donc de sa capacité équivalente sur l'allure du champ rayonné. Cette étude préliminaire a été réalisée sur le logiciel CST Microwave Studio.

La structure simulée se compose de l'antenne dipôle et de la ligne oscillante. La géométrie de la ligne a été fixée arbitrairement de telle sorte qu'il soit facile de faire varier sa longueur. Des vues 3D et en coupe de la structure simulée sont présentées figure 43. La ligne figure en orange, elle obéit à une symétrie de révolution axiale.

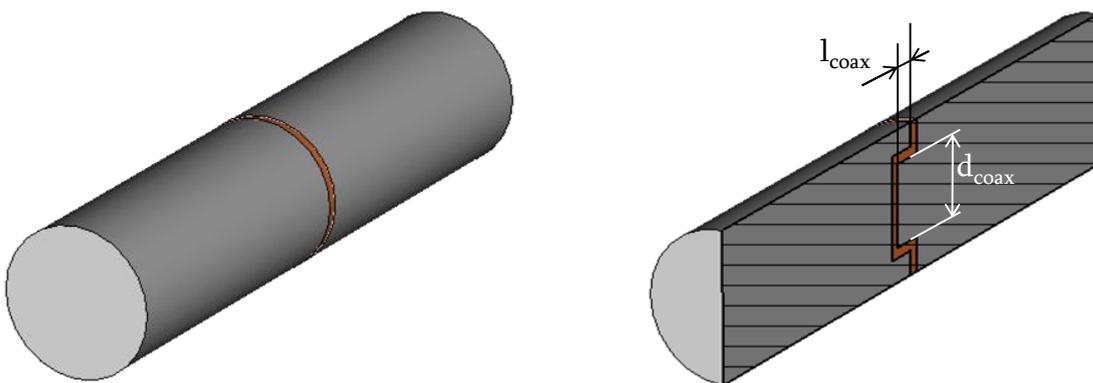


Figure 43 : Vues 3D et en coupe de la structure simulée

En partant de l'axe de l'antenne, la ligne oscillante peut être décomposée en 3 tronçons : une partie radiale, suivie d'une ligne coaxiale et, de nouveau, une partie radiale. Sur toute la longueur de la ligne oscillante, la distance entre les deux brins de l'antenne est

maintenue constante et fixée à 1,5cm. Le diamètre intérieur de la partie radiale (d_{coax}) est fixé à 12cm. C'est en faisant varier la longueur de la partie coaxiale ($1,5\text{cm} < l_{\text{coax}} < 24,3\text{cm}$), que nous allons étudier l'influence de la capacité équivalente de la structure sur l'allure du champ rayonné.

Parallèlement, la capacité équivalente de l'ensemble est déterminée par simulation électrostatique, à l'aide du logiciel COMSOL Multiphysics. Le tableau 5 présente les valeurs de la capacité équivalente de la structure pour différentes longueurs de la ligne coaxiale.

Longueur de la ligne coaxiale (cm)	Capacité équivalente (pF)
1,5	70
1,7	80
3,5	90
5,2	100
7,0	110
15,7	160
24,3	210

Tableau 5 : Valeur de la capacité équivalente de l'antenne et de la ligne oscillante

En restant dans des dimensions raisonnables, la valeur de la capacité équivalente varie de 70pF à 210pF. Ces différentes structures ont ensuite été simulées avec CST Microwave Studio afin de déterminer l'allure du champ rayonné.

Pour cela, un port discret est inséré entre les deux brins de l'antenne au centre de la ligne oscillante. Il permet de simuler, tout d'abord, la montée en potentiel de la ligne oscillante chargée par l'amplificateur de puissance pulsée, puis sa mise en court-circuit par l'étage de mise en forme (éclateur à huile). L'allure temporelle de la tension V utilisée pour simuler la fermeture de cet éclateur est de la forme [41] :

$$V(t) = V_0 \cdot e^{-\left[\frac{0,662(t-t_0)}{t_f}\right]} \quad (4)$$

Avec V_0 : tension maximale (V)

t_0 : instant de commutation (s)

t_f : temps de fermeture de 90% à 10% (s)

Ce signal d'excitation normalisé est présenté figure 44(a) ; la figure 2(b) est un zoom sur la fermeture de l'éclateur.

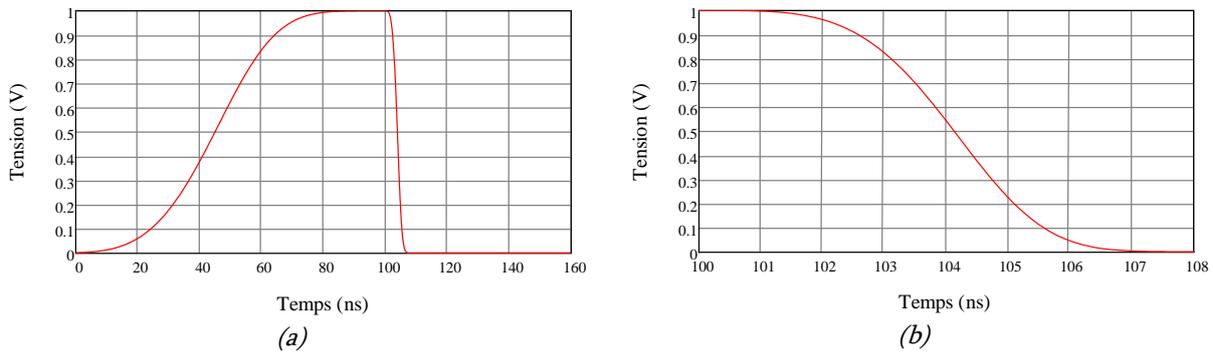


Figure 44 : (a) Allure du signal d'excitation, (b) Allure de la fermeture de l'éclateur ($t_f=3ns$)

Au niveau du signal d'excitation, le temps de fermeture de l'éclateur de sortie est un paramètre qui va fortement influencer les oscillations de la ligne oscillante alors que la durée de la montée en potentiel de l'amplificateur de puissance pulsée n'a aucune influence sur les résultats de simulation. C'est pourquoi, l'étude visant à étudier l'influence de la géométrie a été paramétrée avec différents temps de fermeture de l'éclateur de sortie ($0,5ns < t_f < 5ns$) tandis que la durée de la montée en potentiel est fixée à 50ns.

Les courbes de la figure 45 présentent l'évolution de la valeur maximale du champ électrique mesuré à 1 mètre, pour une tension V_0 de 1V, en fonction de la valeur de la capacité équivalente de la ligne de sortie. Cette donnée est paramétrée par la durée du temps de fermeture de l'éclateur de sortie.

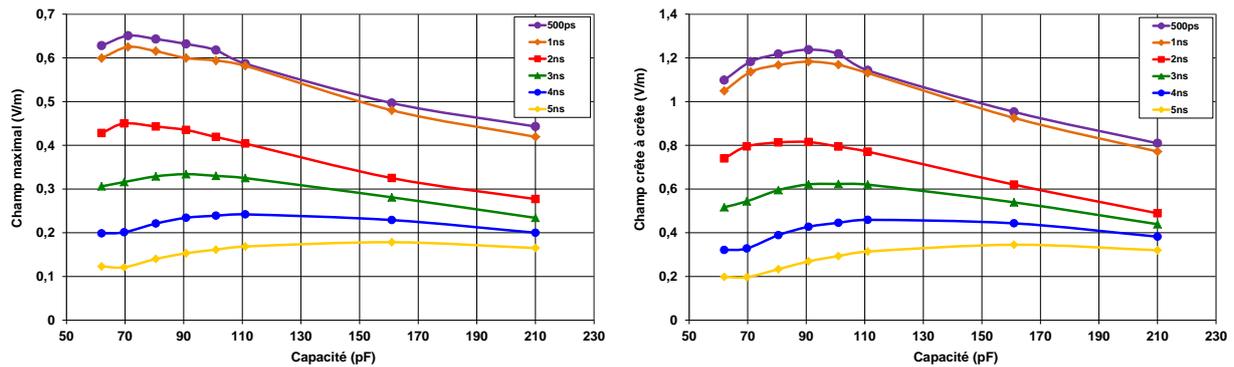


Figure 45 : Influence du temps de fermeture de l'éclateur et de la valeur de la capacité équivalente de la ligne sur : (a) la valeur maximale du champ rayonné à 1 mètre, (b) la valeur crête à crête du champ rayonné à 1 mètre

Ce résultat permet de mettre en évidence l'importance du temps de fermeture de l'éclateur de sortie. En effet, les oscillations de la ligne sont d'autant mieux lancées que ce temps de fermeture est faible. On remarque également que, pour un temps de fermeture de 500ps et 1ns, l'amplitude maximale du champ rayonné est quasiment similaire. Cette convergence signifie que, lorsque le temps de fermeture est inférieur à 1ns, les oscillations de la ligne sont parfaitement lancées.

De plus, la fréquence de résonance de la ligne dépend bien évidemment de sa longueur et donc de sa capacité équivalente. Lorsque le temps de fermeture de l'éclateur varie, le champ n'est pas maximum pour la même capacité équivalente. Il y a en fait deux conditions à réunir pour que le champ soit maximal :

- le temps de fermeture de l'éclateur doit être suffisamment rapide pour lancer les oscillations de la ligne,
- la fréquence de ces oscillations doit être adaptée sur la fréquence d'émission de l'antenne.

Pour terminer, une caractéristique importante à prendre en compte pour le dimensionnement de la source est la durée des oscillations du champ rayonné. Comme l'allure du champ rayonné E s'apparente à un signal de type sinusoïde amortie (figure 47), il est de la forme :

$$E(t) = E_0 \cdot \sin(2\pi ft) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5)$$

Avec E_0 : amplitude du champ rayonné (V/m)

f : fréquence des oscillations (Hz)

τ : constante de temps de décroissance des oscillations (s)

A partir des résultats de simulation, il est alors facile de déterminer la constante de temps τ et la fréquence f . Leurs évolutions en fonction de la valeur de la capacité équivalente de la ligne et pour un temps de fermeture constant sont présentées figure 46.

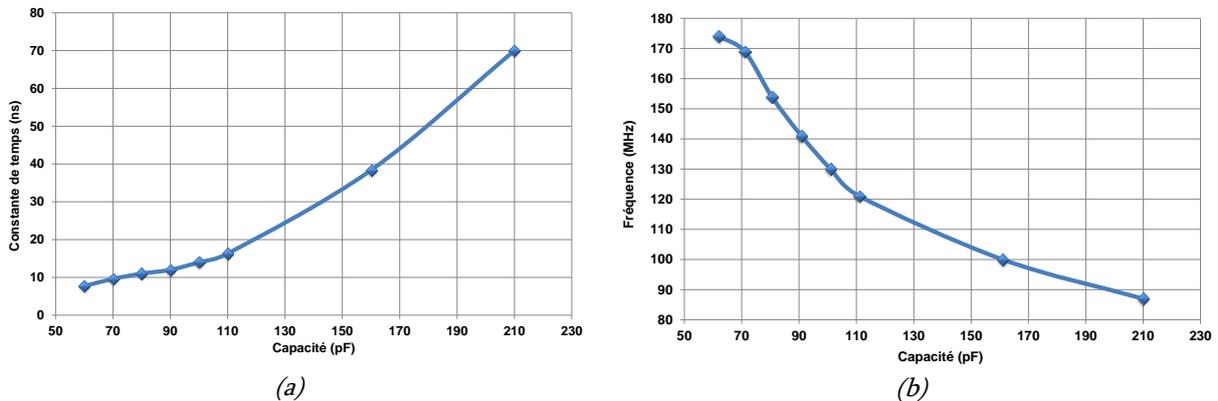


Figure 46 : (a) Evolution de la constante de temps de décroissance du champ en fonction de la valeur de la capacité équivalente de la ligne ($t_r=3ns$). (b) Evolution de la fréquence d'oscillation du champ en fonction de la valeur de la capacité équivalente de la ligne ($t_r=3ns$)

Conformément aux attentes, la constante de temps est d'autant plus grande que la capacité équivalente de la ligne est importante. Cependant, cette évolution n'est pas linéaire car l'impédance de l'antenne dépend de la fréquence qui elle, dépend de la capacité équivalente de la ligne. En revanche, cette constante de temps ne dépend pas du temps de fermeture de l'éclateur : celui-ci influe seulement sur l'amplitude du signal.

Comme le montre la figure 46(b), la fréquence d'oscillation du champ dépend de la capacité équivalente de la ligne. Pour que le rayonnement de l'antenne dipôle soit omnidirectionnel, il faut que la longueur des brins soit proche d'un quart de la longueur d'onde de la tension de la ligne oscillante [46]. Avec une longueur de brin de 50cm, le rayonnement est donc omnidirectionnel pour une fréquence de 150MHz. Pour cela, la capacité équivalente de la ligne doit être proche de 80pF.

Pour satisfaire aux caractéristiques visées, notamment la durée des oscillations du champ rayonné, il faut également que la capacité équivalente de la ligne soit supérieure à 80pF. D'un point de vue technique, il est préférable que la capacité équivalente soit faible pour faciliter sa charge. En effet, une augmentation de cette valeur entraînerait une augmentation de l'énergie stockée dans la batterie, de la puissance du chargeur et de l'énergie à transférer par l'amplificateur de puissance pulsée. Compte tenu des contraintes de compacité, cela n'est pas envisageable.

Finalement, le dimensionnement optimal de la ligne se situe autour d'une capacité équivalente de 80pF. L'allure du champ rayonné dans cette configuration est présentée figure 47.

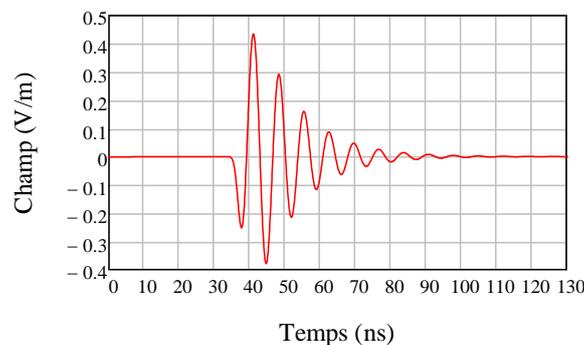


Figure 47 : Champ mesuré à 1 mètre de l'antenne ($V=1V$, $C_{ligne}=80pF$ et $t_f=2ns$)

La tension de charge de la ligne est donc la dernière grandeur qui reste à définir pour obtenir les performances attendues. Sachant que le niveau de champ rayonné sera d'autant plus important que cette tension sera grande, il est logique de vouloir charger cette ligne à une tension très élevée. Cependant au vu de l'encombrement disponible et du temps de commutation que l'on espère atteindre pour l'éclateur de sortie, nous avons fixé comme objectif de charger cette ligne à une tension de 600kV. En raison de la classification « Diffusion Restreinte » du niveau de champ rayonné, il ne nous est pas possible de fournir des explications plus détaillées sur ce choix.

3- Module d'amplification pulsée de la puissance

Maintenant que la valeur de la capacité de la ligne a été fixée, il faut dimensionner l'étage en amont de la charge : le module d'amplification pulsée de la puissance.

Dans les dispositifs « classiques », l'amplificateur de puissance pulsée est généralement un générateur de Marx [14–27], [29], [47] ou un transformateur Tesla [31–44], [48], [49]. Le générateur de Marx a l'avantage de pouvoir délivrer des impulsions avec un temps de montée rapide, mais son rendement énergétique est relativement faible, avec une valeur maximale de 25%. Le transformateur Tesla peut avoir un rendement bien supérieur, mais dans le cas d'un transformateur réglé pour un fonctionnement optimal (coefficient de couplage $k=0,6$), on retrouve avant l'impulsion de sortie une pré-impulsion de polarité opposée (figure 48) qui peut poser problème en fonction du type de charge considérée.

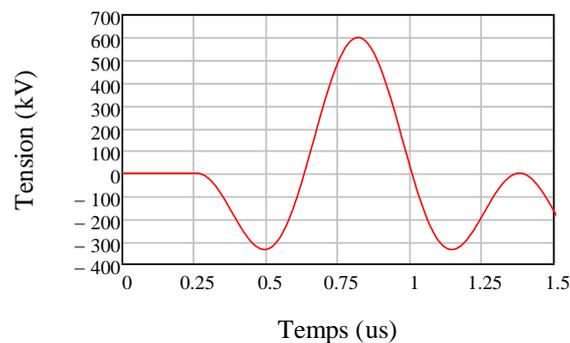


Figure 48 : Impulsion typique générée par un transformateur Tesla ($k=0,6$)

Le concept proposé ici (utilisation d'un transformateur résonant impulsionnel ($k \approx 1$)) permet d'obtenir un rendement équivalent au transformateur Tesla et a l'avantage de ne pas générer de pré-impulsion de polarité opposée sur la charge. Toutefois, le temps de montée des impulsions générées est loin d'être aussi rapide que celui d'un générateur de Marx. Les principales caractéristiques de ces amplificateurs sont récapitulées dans le tableau 4.

	Générateur de Marx	Transformateur Tesla	Transformateur résonant impulsionnel
Rendement maximal	25%	100%	100%
Pré-impulsion	non	oui	non
Temps de montée	rapide	lent	lent
Amplification	moyenne	importante	importante

Tableau 6 : Comparatif des amplificateurs de puissance pulsée

3.1- Exemple de dimensionnement

Pour dimensionner ce module, il est primordial de connaître la tension disponible à son entrée. Pour limiter les contraintes diélectriques et le volume du chargeur (convertisseur DC/DC) dans le prototype, la tension maximale de sortie du convertisseur a été fixée à 10kV (paragraphe III- du chapitre 2).

3.1.1- Générateur de Marx

Les deux exemples de dimensionnement suivants permettent de justifier la difficulté de l'utilisation d'un générateur de Marx comme source d'amplification pour notre application.

Dimensionnement pour un rendement énergétique maximal ($\eta_{\text{énergie}}=25\%$)

Dans cet exemple, le générateur de Marx est dimensionné dans l'optique d'obtenir un rendement énergétique maximal. La capacité équivalente de la charge étant de 80pF, pour obtenir un rendement maximal, il faut que $C_{\text{marx}}=C_{\text{charge}}$. Dans ces conditions, l'amplification en tension est égale à 0,5 fois le nombre d'étages.

Pour charger la ligne à 600kV avec une tension de charge du générateur de Marx de 10kV, il faudrait donc un générateur de Marx à 120 étages avec des condensateurs de 9,6nF par étage.

Dimensionnement pour un rendement en tension de 0,9 ($\eta_{\text{énergie}}=9\%$)

Ici c'est le rendement en tension qui est privilégié. Pour obtenir un rendement en tension de 0,9, il faut que $C_{\text{marx}}=9*C_{\text{charge}}$. Dans ces conditions, le générateur de Marx doit être composé de 67 étages avec des condensateurs de 48,25nF par étage. Pour envisager un fonctionnement autonome et répétitif à 20Hz, il faudrait que le convertisseur ait une puissance de 3,25kW et que la batterie stocke une énergie de 4,85MJ.

Avec ces deux exemples de dimensionnement, il semble évident que l'utilisation d'un générateur de Marx n'est pas une solution adaptée à notre application. En effet, la

multiplication du nombre d'étages complique la conception de ce type de générateur et n'est pas compatible avec les contraintes de compacité souhaitées.

3.1.2- Transformateur Tesla

L'utilisation d'un transformateur de Tesla permettrait d'amplifier la tension de sortie du convertisseur suffisamment pour obtenir une impulsion de 600kV. Cependant, la pré-impulsion est très pénalisante dans notre application car elle entrainerait un stress important (différence de potentiel voisine de 1MV) sur les matériaux diélectriques dans cet espace confiné.

3.1.3- Transformateur résonant impulsional

Pour charger la ligne oscillante de 80pF à 600kV à partir d'une tension d'entrée de 10kV, le rapport de transformation du transformateur doit être égal à 60. Le dimensionnement détaillé du transformateur présenté dans le chapitre 3 montrera que celui-ci doit être composé de quatre circuits primaires dans lesquels quatre condensateurs de 200nF se déchargent. Dans ces conditions, le rapport de transformation théorique est de 60 et le rendement énergétique est de 36%.

4- Convertisseur DC/DC et batterie

Comme nous venons de le voir, la tension de sortie du convertisseur DC/DC nous impose la technologie d'amplification. Son rôle est d'élever la tension fournie par la source primaire d'énergie (la batterie) pour charger les condensateurs primaires du transformateur. Pour assurer le fonctionnement récurrent souhaité, celui-ci doit pouvoir recharger complètement ces condensateurs entre chaque tir, tout en laissant 5ms de temps mort entre chaque cycle de charge. Ce temps supplémentaire est nécessaire pour que les éclateurs puissent retrouver leurs propriétés diélectriques initiales. Il doit donc délivrer un courant moyen de 180mA pendant 45ms pour charger les condensateurs à 10kV et ainsi atteindre un fonctionnement récurrent de 20Hz. Pour limiter le volume du convertisseur, il est intéressant de limiter son amplification. C'est pourquoi la tension de sortie étant fixée, il faut donc que la tension délivrée par la batterie soit la plus élevée possible.

Dans le cahier des charges du projet, cette valeur a été fixée à 300V. A partir du dimensionnement des éléments précédents, le dimensionnement de la batterie est trivial. En considérant le rendement du convertisseur proche de 100%, la batterie doit fournir une énergie de 40J pour que la source génère une impulsion. L'autonomie souhaitée étant de 30 000 impulsions, la batterie doit donc stocker une énergie de 1,2MJ. Pour que le convertisseur fonctionne correctement, il faut également que la batterie puisse fournir un courant moyen de 6A pendant 45ms.

IV- Conclusion du chapitre

Comme nous venons de le montrer, le dimensionnement initial de la ligne oscillante a permis de dimensionner ensuite l'ensemble des modules en amont. Le schéma électrique complet de la source MOUNA qui en découle est présenté figure 49.

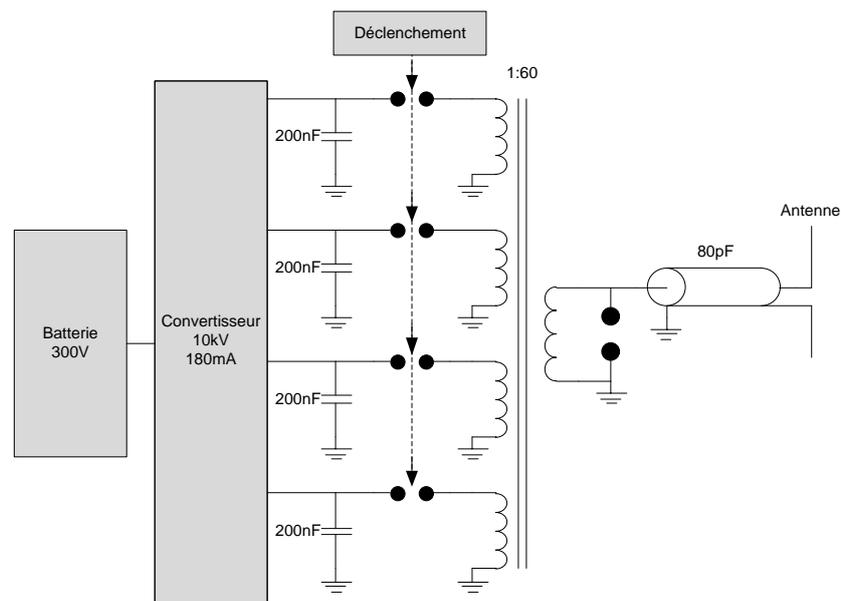


Figure 49 : Schéma électrique de la source MOUNA

L'énergie primaire est fournie par une batterie de 300V. Le convertisseur DC/DC permet de charger, en parallèle, les quatre condensateurs primaires à 10kV. Ces derniers, sont ensuite commutés par quatre éclateurs à gaz pressurisé et synchronisés à travers les primaires du transformateur résonant. Celui-ci charge la ligne oscillante de 80pF à 600kV

et l'éclateur de sortie à huile court-circuite cette ligne pour la faire osciller. Finalement, l'antenne dipôle rayonne ces oscillations.

L'arrangement prévu pour les différents modules au sein de la source est présenté figure 50.

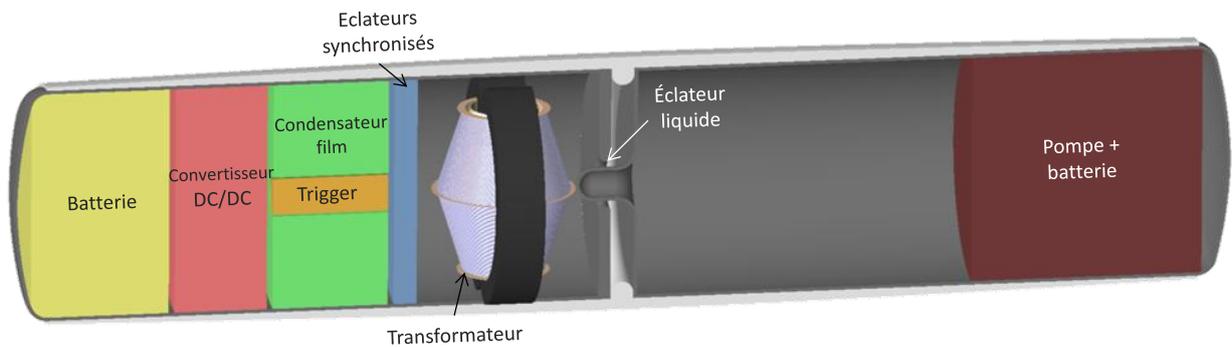


Figure 50 : Arrangement prévu pour les différents modules

Comme le montre cette vue en coupe du prototype, l'ensemble des modules constituant le générateur haute tension pulsée est contenu dans un des brins de l'antenne dipôle. Le potentiel de ce brin est la masse de ce générateur. L'autre brin contient une pompe de circulation de l'huile pour l'éclateur de sortie, ainsi qu'une batterie pour l'alimenter.

Chapitre 2

Modules auxiliaires :

MOUNA leur doit beaucoup...

I- Introduction du chapitre

L'ensemble des éléments qui s'intègrent directement autour de l'organe maître de MOUNA : le transformateur, nécessite des études et des développements spécifiques. En effet, un grand nombre de questions très diverses que nous nous sommes posées préalablement à la conception de MOUNA, trouvent leurs réponses dans ce chapitre. Peut-on envisager une autonomie suffisante ? Le volume très strict imposé permet-il d'intégrer un convertisseur DC/DC aux performances élevées sans risque ? Peut-on synchroniser plusieurs éclateurs à gaz avec une dispersion temporelle inférieure à 50ns ? Quelle doit être le diélectrique du commutateur de sortie et peut-il commuter des tensions de plusieurs centaines de kilovolts en quelques nanosecondes voire moins ? L'ensemble peut-il fonctionner à 100Hz ? Sans ces réponses, et bien d'autres, MOUNA n'aurait certainement pas existé... C'est ce que vous allez découvrir dans les pages qui suivent.

II- Batterie

Avec l'essor de la téléphonie mobile, des tablettes tactiles et des ordinateurs portables, les éléments de stockage de l'énergie ont connu un développement remarquable ces dernières années. De très nombreuses études et recherches sont menées à travers le monde pour améliorer constamment les performances et les potentialités de ces éléments. En ce qui concerne notre domaine de recherche, la demande croissante de systèmes de fortes puissances pulsées portables nécessite l'utilisation de sources primaires d'énergie stockée. Naturellement, la source la plus simple à mettre en œuvre pour ce type de systèmes est la batterie puisqu'elle fournit directement une énergie électrique et ne nécessite pas de conversion.

Depuis l'invention de la batterie acide/plomb en 1859, de nombreuses technologies ont été étudiées dans le but d'améliorer les performances, notamment, en termes d'énergie volumique et d'énergie massique stockées. Pour quantifier cette évolution, les principales

caractéristiques des technologies de batterie les plus courantes [50] sont présentées dans le tableau 7.

	Plomb	Ni-Cd	Ni-MH	Li-ion	Li-polymères
Tension d'un élément (V)	2,1	1,2	1,2	3,6	3,7
Energie massique (kJ/kg)	100-150	160-215	215-270	540-685	540-685
Energie volumique (kJ/L)	215-360	290-540	500-1100	500-1100	500-1100
Puissance massique en pointe (W/kg)	700	/	1000	1500	1000

(Ni : Nickel ; Cd : Cadmium ; MH : Métal Hydrure ; Li : Lithium)

Tableau 7 : Caractéristiques des différentes technologies de batterie les plus répandues

Actuellement, les deux technologies les plus performantes sont les batteries Lithium-ion et Lithium-polymères. En ce qui concerne notre application, les principales contraintes pour ce module sont le volume restreint alloué et sa capacité à délivrer une puissance crête importante. D'après les données du tableau 7, la meilleure candidate semble être la technologie Li-ion.

1- Performances visées pour la batterie

Comme il a été présenté dans le paragraphe III-4- du chapitre 1, la batterie doit permettre une autonomie de 30 000 impulsions. L'énergie nécessaire pour générer une impulsion étant de 40J, la batterie doit pouvoir stocker une énergie de 1,2MJ. Pour que le convertisseur puisse fonctionner à pleine puissance, sa tension d'entrée doit être supérieure à 300V et son courant de décharge supérieur à 6A pendant 45ms. Au niveau des contraintes géométriques, la batterie devra s'insérer dans un cylindre de 22cm de diamètre et avoir une longueur raisonnable vis-à-vis de la taille du prototype, c'est-à-dire inférieure à 15cm. Le volume disponible pour ce module est donc inférieur à 5,7 litres.

Le développement de batteries basées sur les technologies récentes (Li-ion et Li-polymères) nécessite un savoir-faire important que ne possèdent pas les entités impliquées dans le projet. C'est pourquoi, nous avons fait appel à la société SAFT [51], experte dans ce domaine. D'un point de vue technologique, la réalisation d'une telle batterie est possible,

mais le montant prohibitif de l'étude et les délais de réalisation trop importants ne nous ont pas permis d'en faire l'acquisition.

2- Prototype de validation

Pour faire fonctionner le prototype MOUNA de façon autonome, un module batterie a donc été développé en interne. Pour des raisons de sécurité (risques d'explosion, nécessité de BMS (Battery Management System)), ce prototype de validation du fonctionnement autonome de MOUNA est composé d'éléments Ni-MH. De plus, cette technologie étant relativement ancienne, son coût reste tout à fait raisonnable. Toutefois, est-elle compatible avec les performances attendues pour MOUNA ?

2.1- Caractérisation des modules Ni-MH choisis

Ces modules ont donc été caractérisés pour déterminer la puissance et le courant qu'ils sont capables de fournir pendant un temps comparable au temps de charge des condensateurs primaires. Le dispositif expérimental utilisé, et présenté figure 51, permet de commuter la batterie sur une résistance par l'intermédiaire d'un relais commandé.

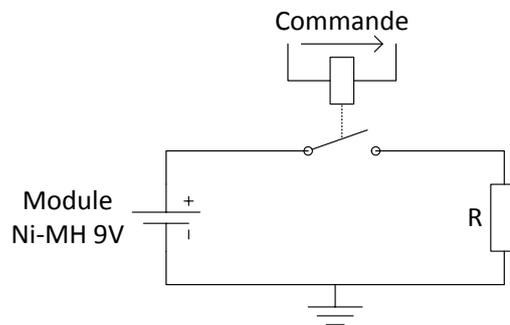


Figure 51 : Schéma électrique du montage expérimental de test des modules Ni-MH 9V-500mAh

Le courant et la puissance délivrés par l'élément sont déduits de la mesure de la tension aux bornes de la résistance. Cette étude est réalisée pour différentes valeurs de la résistance R ($250\text{m}\Omega < R < 3\Omega$) dimensionnées pour que le courant soit proche du besoin du convertisseur. Le relais est commandé pendant 45ms correspondant au temps de charge des condensateurs primaires.

Les caractéristiques constructeur des modules étudiés sont synthétisées dans le tableau 8.

Tension nominale	9V
Energie nominale	16,2kJ
Dimensions	26,5×17,5×48,5mm
Volume	22,5mL
Energie volumique	720kJ/L

Tableau 8 : Caractéristiques d'un module Ni-MH

Bien que la tension nominale indiquée par le constructeur soit de 9V, en réalité lorsque le module est chargé à 100%, sa tension atteint 9,4V à vide. Cependant, comme le montre le résultat de cette étude présenté figure 52, lorsque celui-ci est connecté à une charge, la tension à ses bornes chute de manière non négligeable. Les allures des signaux obtenus pour une charge de 1Ω sont présentées figure 52.

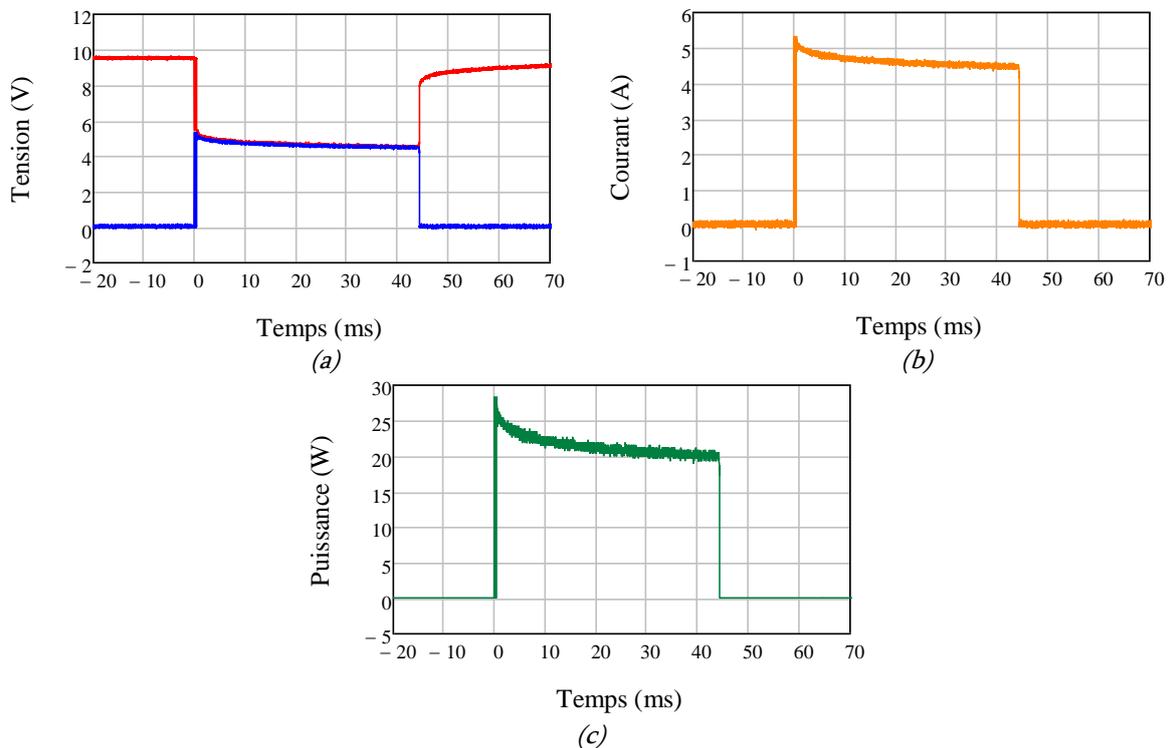


Figure 52 : (a) Tension aux bornes du module (rouge) et sur la charge (bleu), (b) Courant délivré par le module, (c) Puissance fournie par le module ($R=1\Omega$)

Lorsque le module est connecté à la charge de 1Ω , la tension à ses bornes chute rapidement à 5V puis décroît lentement jusqu'à 4,5V au bout de 45ms. Le courant moyen

délivré pendant les 45ms est de 4,65A, la puissance moyenne est donc 21,4W. La figure 53 présente l'évolution de ces différentes grandeurs en fonction de la résistance R.

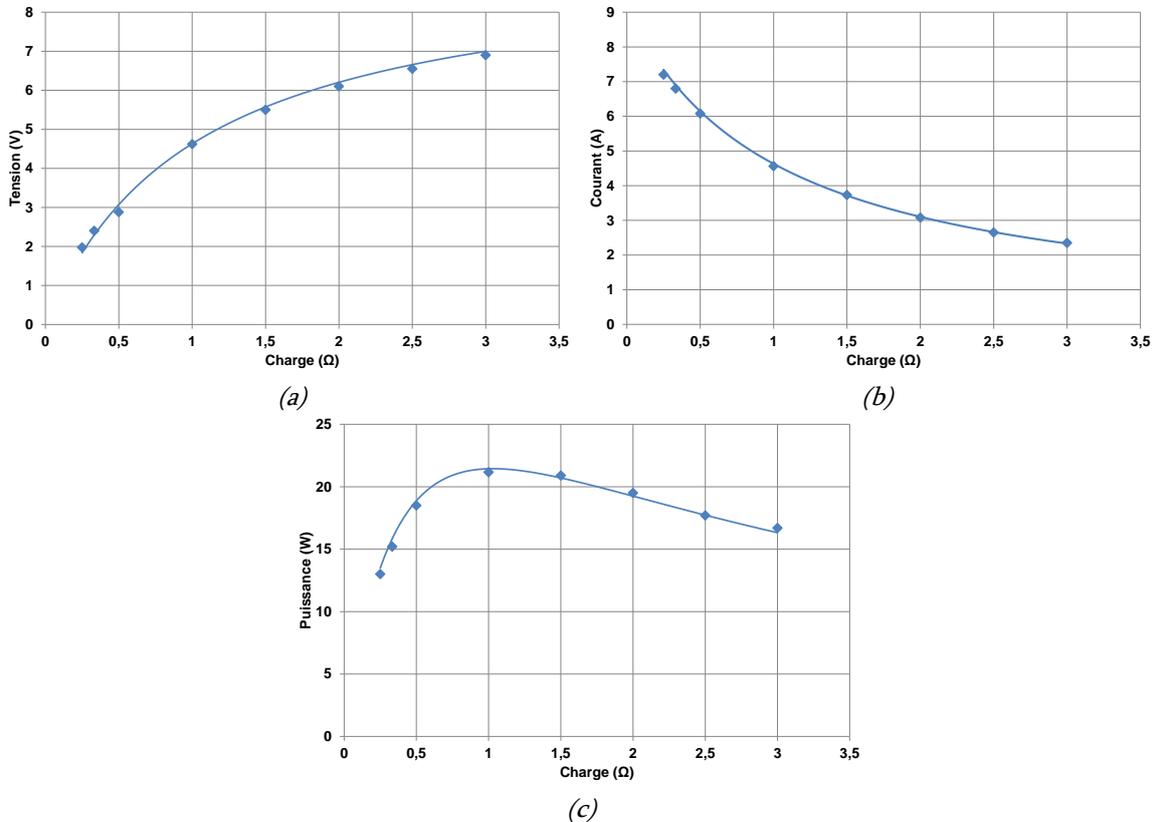


Figure 53 : (a) Tension en fin de cycle en fonction de R, (b) Courant moyen en fonction de R, (c) Puissance moyenne en fonction de R

Conformément aux attentes, la tension du module chute d'autant plus que la charge est faible. Lorsque la charge est de $0,25\Omega$, la tension chute de 79% et le courant délivré est supérieur à 7A. Par identification, la valeur de la résistance interne du module a été évaluée à $1,03\Omega$. Le module délivre le maximum de sa puissance (21,5W) lorsque la charge est égale à sa résistance interne.

2.2- Conception du prototype de validation

Pour atteindre une tension de batterie de 300V, il est nécessaire de faire une association série des modules présentés précédemment. Le prototype est conçu pour pouvoir assembler 36 modules en série. Sa capacité de stockage est donc de 583kJ.

Une vue éclatée de cette batterie est présentée figure 54. Celle-ci occupe un volume de 3,8 litres avec un diamètre de 22cm et une longueur de 10cm, sa masse est de 4,4kg.

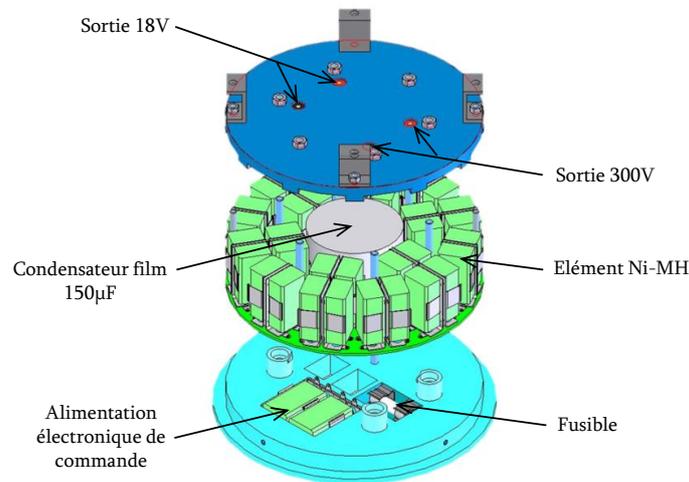


Figure 54 : Vue éclatée du prototype de validation du fonctionnement autonome

Comme le montre la figure 54, un condensateur de découplage de $150\mu\text{F}$ a été inséré au cœur de la batterie et un fusible de 8A permet de sécuriser la batterie en cas de mise en court-circuit. Les deux modules, intégrés dans le couvercle, servent à alimenter l'électronique de commande du convertisseur. Avec ce module, l'autonomie théorique de MOUNA est de 14 575 impulsions. Hormis une autonomie plus faible, l'inconvénient principal de cette batterie est la nécessité de démonter l'ensemble des éléments pour les recharger.

Finalement, les caractéristiques du prototype de validation réalisé sont récapitulées dans le tableau 9 :

Tension nominale	324V
Energie stockée	583kJ
Volume	3,8L
Masse	4,4kg

Tableau 9 : Caractéristiques du prototype de validation du fonctionnement autonome

A partir de l'étude présentée dans le paragraphe II-2.1- de ce chapitre, on peut considérer que ce prototype est capable de délivrer une puissance moyenne de 774W pendant 45ms.

3- Conclusion concernant la batterie

La société SAFT a validé la faisabilité d'une batterie permettant d'alimenter le prototype MOUNA avec l'autonomie et les performances électriques visées dans le cahier des charges. Toutefois, son coût prohibitif ne nous a pas permis d'en faire l'acquisition.

Dans l'optique de valider le fonctionnement de la source MOUNA sur batterie, un prototype de validation a été conçu et réalisé. Celui-ci devrait permettre d'alimenter le convertisseur, qui va vous être présenté dans le paragraphe suivant, avec une tension continue de 300V. Cependant, dans ces conditions, celui-ci ne devrait pas être en mesure de fonctionner à pleine puissance, étant donnée la limitation de puissance des modules utilisés mise en évidence dans le paragraphe II-2.1- de ce chapitre.

III- Convertisseur DC/DC

Les systèmes de génération de fortes puissances électriques pulsées sont généralement composés d'un module de pré-amplification de la tension continue utilisé pour charger l'organe d'amplification de la puissance (générateur de Marx, banc de condensateur...). Dans notre générateur, la source d'énergie primaire fournit une tension de 300V tandis que le transformateur est dimensionné pour être alimenté par une tension de 10kV. Le rôle de ce convertisseur est donc d'élever la tension fournie par la batterie (300V) afin de charger à 10kV les condensateurs au primaire du transformateur. Toutefois, cette élévation de tension continue n'est pas problématique si ce n'est de la réaliser dans un volume restreint avec une telle puissance. Le convertisseur doit, en effet, être inséré dans un volume de 3 litres (diamètre de 20cm et longueur de 10cm). De plus, le caractère récurrent du générateur nécessite une charge rapide de ces condensateurs. Pour fonctionner au taux de répétition attendu (20Hz), le convertisseur doit charger les condensateurs primaires en moins de 45ms (un « temps mort » de 5ms entre chaque commutation et recharge est nécessaire pour permettre aux commutateurs de retrouver leurs propriétés diélectriques initiales).

Les caractéristiques visées pour le convertisseur peuvent donc se résumer à :

- Tension d'entrée : 300V
- Tension de sortie : 10kV
- Courant moyen de sortie : 180mA
- Puissance moyenne : 0,9kW
- Volume alloué : 3 litres (diamètre 20cm et longueur 10cm)
- Puissance moyenne volumique : 300W/L

Il est intéressant, voire indispensable, à ce stade-là de la réflexion de s'informer sur les avancées des recherches menées par d'autres équipes travaillant dans le domaine des puissances pulsées et qui utilisent de tels convertisseurs pour des applications équivalentes ; donc parfois avec les mêmes contraintes que les nôtres.

1- Etat de l'art

L'équipe américaine du laboratoire Center for Pulsed Power and Power Electronics de Texas Tech University développe depuis plusieurs années des convertisseurs haute tension pour des générateurs de fortes puissances électriques pulsées. Un modèle [52] développé spécifiquement pour alimenter un générateur à compression de flux [53] a des caractéristiques relativement proches de notre besoin (figure 55).



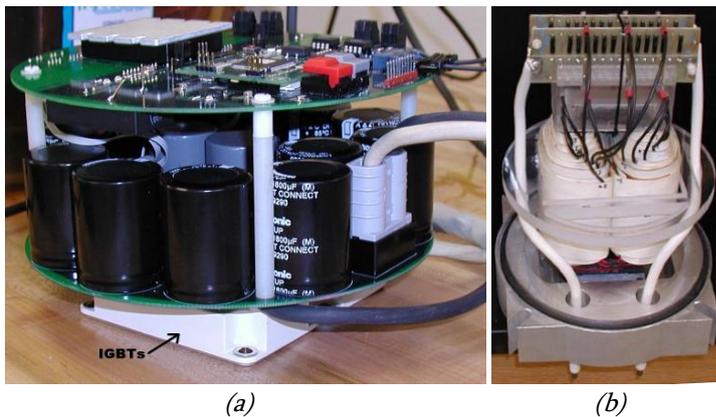
- Tension d'entrée : 44V
- Tension de sortie : 5kV
- Courant moyen de sortie : 1,1A
- Puissance moyenne : 2,9kW
- Volume : 1,25L
- Puissance moyenne volumique : 2,32kW/L

Figure 55 : Photographie et caractéristiques du chargeur Texas Tech pour générateur à compression de flux

Un pont en H composé de MOSFET génère des créneaux de tension à une fréquence de 40kHz, pour alimenter un transformateur avec un rapport de transformation de 125. La tension en sortie du transformateur est ensuite redressée par un pont de diode.

Alimenté par une batterie Lithium-polymère de 44,4V, le convertisseur charge à 5kV un condensateur de 55 μ F en 250ms. Son fonctionnement est exclusivement mono-coup.

Le même laboratoire a également développé un autre chargeur pour alimenter, cette fois, un générateur de Marx à de forts taux de répétition [54]. Son architecture est très similaire au chargeur précédent, mis à part l'utilisation de modules d'IGBT pour le pont en H et une fréquence de découpage plus faible (20kHz). Une photographie de ce chargeur ainsi que ses caractéristiques sont présentées figure 56.



Tension d'entrée : 220V
 Tension de sortie : 30kV
 Courant moyen de sortie : 0,18A
 Puissance moyenne : 2,7kW
 Puissance moyenne volumique :
 non précisée

Figure 56 : Photographie : (a) pont en H, (b) transformateur et caractéristiques du chargeur Texas Tech de générateur de Marx

Pour un bus d'alimentation continue de 220V, le convertisseur charge le générateur de Marx de capacité d'entrée 660nF à 30kV en 110ms (fonctionnement répétitif à 9Hz). Le volume du convertisseur n'est pas précisé. Il semble toutefois bien plus important que celui de la version présentée précédemment.

Le Département de Conversion de l'Energie de l'Université de Sciences des Technologies de Daejeon en Corée du Sud a également développé un chargeur de condensateurs compact pour alimenter un modulateur haute tension [55]. L'architecture est globalement comparable aux chargeurs précédents (découpage avec pont en H, élévation de tension par transformateur, redressement par pont de diode).

La tension d'entrée continue est découpée par un pont en H à une fréquence de 42kHz. Un circuit C-L permet de faire résonner cette tension alternative avant d'être amplifiée par un transformateur élévateur puis redressée par un pont de diode. Une photographie de ce chargeur ainsi que ses caractéristiques sont présentées figure 57.



Tension d'entrée : 513V
 Tension de sortie : 10kV
 Courant moyen de sortie : 1A
 Puissance moyenne : 5kW
 Volume : 20,4L
 Puissance moyenne volumique : 0,25kW/L

Figure 57 : Photographie et caractéristiques du chargeur pour modulateur coréen

Contrairement au chargeur de Texas Tech pour le générateur à compression de flux, il semblerait que la compacité n'était pas un critère essentiel (figure 3). Cependant, avec une tension de sortie de 10kV et une puissance moyenne de 5kW, ses performances sont correctes.

Au vue de ces réalisations, les performances en tension et en puissance visées pour notre convertisseur semblent atteignables. Le point dur est d'arriver à concilier faible volume, haute tension et forte puissance qui ne sont généralement pas compatibles.

2- Dimensionnement

2.1- Architecture

L'architecture du convertisseur se compose d'un pont de MOSFET en H, d'un transformateur élévateur et de quatre doubleurs de Schenkel en parallèle (figure 58).

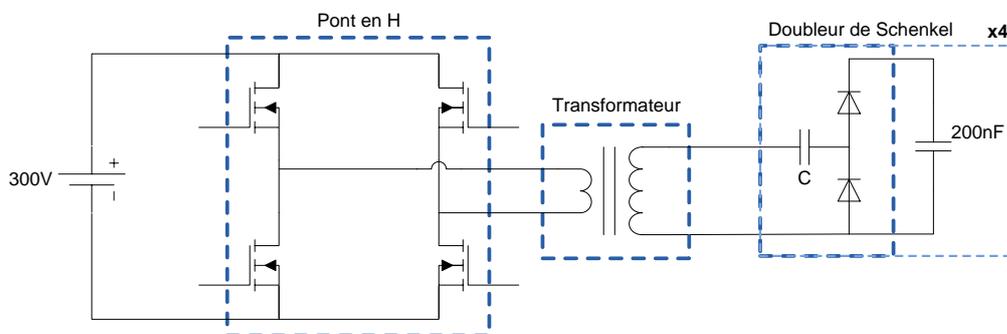


Figure 58 : Architecture du convertisseur

Pour de telles architectures de convertisseurs, l'organe le plus volumineux est généralement le transformateur. Les dimensions du circuit magnétique sont directement liées à sa fréquence de fonctionnement. Il est donc nécessaire de découper la tension de la batterie à une fréquence la plus élevée possible. D'autre part, le temps de commutation des MOSFET est également un facteur limitant. En effet, les pertes en commutation sont d'autant plus importantes que la fréquence de découpage est grande.

Pour prendre en compte ces paramètres contradictoires, la fréquence de découpage du convertisseur doit donc faire l'objet d'un compromis. Cette dernière a été fixée à 100kHz.

2.1.1- Pont en H

Le pont en H est constitué de quatre MOSFET canal N. Le modèle sélectionné est le STY80NM60N fabriqué par la société STMicroelectronics. Il peut commuter un courant continu de 74A et fonctionner à une tension de 600V. Ce modèle a été retenu principalement pour sa faible résistance drain-source ($<35\text{m}\Omega$) et ses rapides temps de commutation ($t_{\text{rise}}=65\text{ns}$ et $t_{\text{fall}}=200\text{ns}$).

La commande du pont est réalisée en « phase shift », c'est-à-dire que le rapport cyclique de la tension en sortie du pont est proportionnel au déphasage entre les signaux de commande d'une diagonale. Ils sont générés par un microcontrôleur de type dsPIC30F1010 intégrant un module spécifique de commande des ponts en H. Le schéma électrique de commande d'un MOSFET est présenté figure 59.

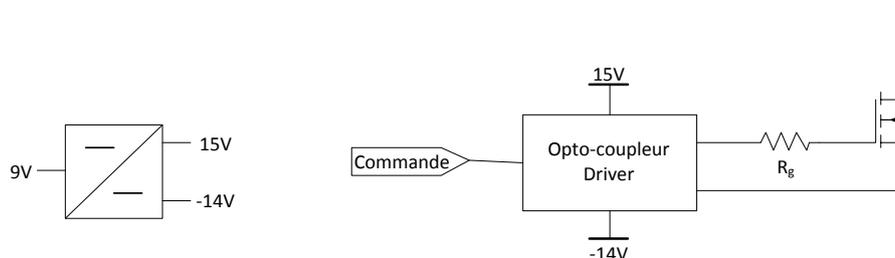


Figure 59 : Schéma de commande d'un MOSFET

Pour chaque MOSFET, un convertisseur DC/DC isolé est utilisé pour alimenter l'opto-coupleur/driver. Pour assurer le blocage des MOSFET et éviter les conductions non

désirées, une tension de -14V est nécessaire. La vitesse de commutation des MOSFET est également ajustée pour limiter les variations rapides de tension en fonction du temps (dV/dt) qui peuvent perturber la partie commande du convertisseur. Pour réaliser cette limitation, une résistance R_g est insérée entre le driver et la grille.

2.1.2- Transformateur

Le transformateur est l'élément principal d'amplification de la tension du convertisseur. En effet, son rôle consiste à amplifier la tension de la batterie au minimum d'un coefficient 16,7 pour atteindre une tension de sortie de 10kV. Un élément important à prendre en compte concerne le circuit magnétique : il ne doit pas saturer. Ce phénomène entrainerait la casse du pont en H du fait d'une surintensité primaire. Le dimensionnement du circuit magnétique est donc essentiel.

L'excursion de l'induction magnétique est liée à l'intégrale de la tension par l'équation suivante :

$$\int_0^{\frac{T}{2}} V_{primaire}(t) dt = N_{primaire} \cdot \Delta B \cdot S \quad (6)$$

Avec $V_{primaire}$: tension en entrée du transformateur (V)

$N_{primaire}$: nombre de spires de l'enroulement primaire

ΔB : excursion de l'induction magnétique (T)

S : section du circuit magnétique (m^2)

T : période de la tension d'entrée (s)

La tension en entrée du transformateur est de forme carrée avec un rapport cyclique maximum de 0,5 (on se limitera en fait à 0,25) et une amplitude de 300V. La section du circuit magnétique nécessaire (S) peut donc être calculée à partir de la formule suivante :

$$S = \frac{V_{primaire}(1 - \alpha)}{f N_{primaire} \Delta B} \quad (7)$$

Avec α : rapport cyclique

f : fréquence de découpage (Hz)

Le pont en H génère un signal alternatif. De ce fait, l'excursion maximale de l'induction magnétique doit être inférieure à deux fois l'induction à saturation du matériau. Pour ses performances en hautes fréquences et son induction à saturation importante, le circuit magnétique est réalisé en fer amorphe Metglas 2605SA1. La limite de l'excursion magnétique vaut, pour ce matériau, $\Delta B=3,12T$. Il sera nécessaire de se situer en dessous de cette valeur.

Comme précisé dans la formule (7), pour diminuer la section du noyau, et gagner en volume et en masse, il est intéressant d'utiliser un nombre de spires primaires important. Cependant, pour conserver le rapport de transformation souhaité, une augmentation du nombre de spires secondaires est indispensable. Un compromis entre ces deux paramètres doit donc être trouvé. L'utilisation de deux spires pour l'enroulement primaire nécessite une section du circuit magnétique supérieure à $2,4cm^2$. Ce choix permet également de limiter le nombre de spires de l'enroulement secondaire à 34 pour obtenir le rapport de transformation souhaité.

Finalement, le circuit magnétique utilisé est de forme rectangulaire, de section $3cm^2$ et de longueur moyenne 25cm. Ces dimensions géométriques permettent de garantir l'absence de saturation pendant le fonctionnement du convertisseur.

L'enroulement primaire est composé de deux spires réalisées avec un carré de cuivre de section $100mm^2$ et l'enroulement secondaire est composé de 36 spires réalisées avec du fil de cuivre émaillé de section $1,75mm^2$.

Une vue 3D de la réalisation de ce transformateur est présentée figure 60.

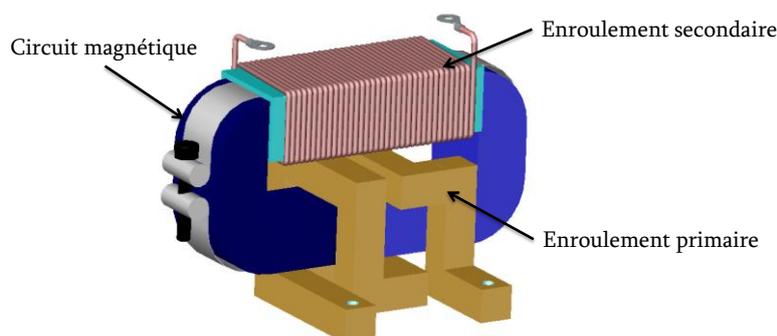


Figure 60 : Vue 3D du transformateur

2.1.3- Doubleur de tension

Pour atteindre la tension de charge des condensateurs (10kV), la tension en sortie du transformateur doit être doublée et redressée avec des doubleurs de Schenkel. La charge vue par le transformateur étant composée de 4 condensateurs de 200nF, l'utilisation d'un doubleur par condensateur permet d'isoler électriquement chacun d'eux et de répartir équitablement le courant dans les diodes. Le schéma électrique d'un doubleur est présenté figure 61.

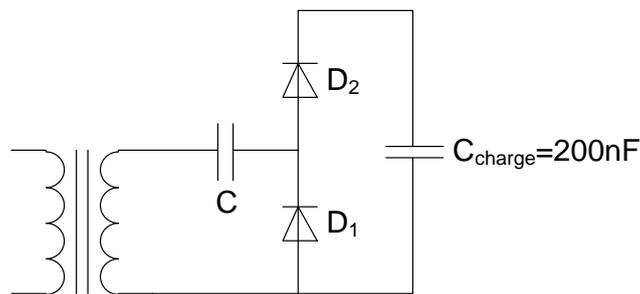


Figure 61 : Schéma électrique d'un doubleur de Schenkel

Ce montage est composé d'un circuit C-D₁ qui permet d'ajouter une composante continue positive à la tension en sortie du transformateur, le condensateur C se charge sur l'alternance négative. Cette composante continue est égale à l'amplitude de la tension en sortie du transformateur. Ensuite, un montage détecteur de crête (circuit C_{charge}-D₂) a pour fonction de redresser et filtrer cette tension. Le condensateur C_{charge} se charge donc au double de la valeur crête de sortie du transformateur et reste chargé à cette valeur.

Le paramètre important dans ce montage est la valeur du condensateur C car elle fixe la valeur du courant en sortie du convertisseur. En régime harmonique, le courant maximal au secondaire du transformateur (I_{max}) peut être calculé simplement à partir de l'impédance de ce condensateur.

$$I_{max} = \frac{V_{secondaire}}{Z_c} = \frac{V_{secondaire}}{1/C\omega} \quad (8)$$

Le redressement étant de type simple alternance, le courant moyen maximal de charge (I_{charge}) du condensateur C_{charge} est donc égal à :

$$\langle I_{charge} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_{max} * \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = \frac{I_{max}}{\pi} \quad (9)$$

A partir des équations (8) et (9), on peut donc déterminer la valeur minimale du condensateur C pour que la charge du condensateur C_{charge} soit inférieure à 45ms.

$$C = \frac{\langle I_{charge} \rangle T}{2V_{secondaire}} \quad (10)$$

Pour chaque doubleur, il faut donc que la valeur du condensateur C soit supérieure à 45pF. Cette analyse n'est valable que pour des signaux harmoniques, alors que le pont en H génère des créneaux de tension. Le contenu spectral de ces signaux est finalement plus haute fréquence et peut induire des courants plus importants liés à la diminution de l'impédance équivalente du condensateur C. Pour limiter ces surintensités, une bobine est insérée en série avec le secondaire du transformateur. L'inductance de cette bobine a été déterminée en simulation. Finalement, la valeur du condensateur C est fixée à 2nF et l'inductance de la bobine à 1mH.

Les diodes du doubleur sont soumises à une tension alternative d'amplitude 5kV avec une composante continue de 5kV et doivent pouvoir supporter des courants crêtes jusqu'à 6A. Chaque diode est réalisée par l'assemblage série de 18 diodes Philips BYV99 pouvant supporter une tension inverse de 600V et un courant crête de 9A. De plus, leur temps de recouvrement de 15ns est suffisamment rapide pour une utilisation à 100kHz.

2.2- Simulation

Pour valider le dimensionnement théorique et définir la variation de phase des signaux de commande nécessaire pour atteindre la tension voulue, l'ensemble du convertisseur est simulé sur le logiciel LTspice. Le schéma de la simulation est présenté figure 62.

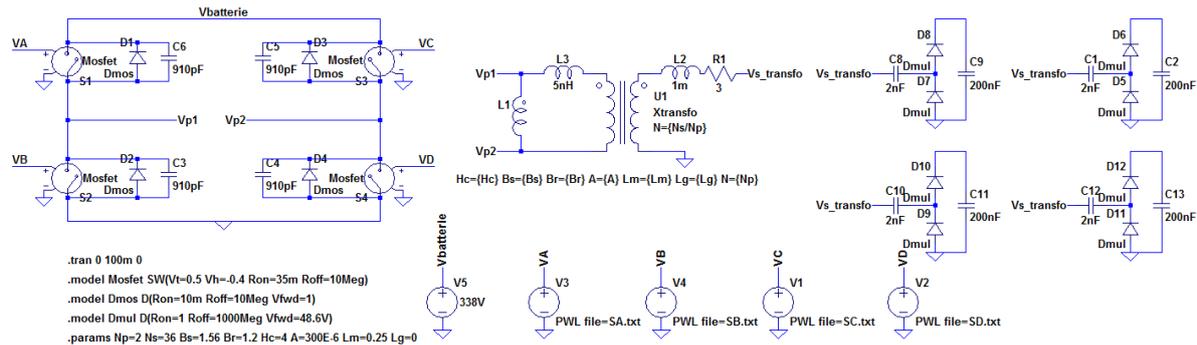


Figure 62 : Schéma électrique de la simulation du convertisseur

Les MOSFET sont simulés par de simples interrupteurs commandés en tension. Leurs signaux de commande sont calculés au préalable à l'aide du logiciel Mathcad, les fichiers de résultats servent ensuite de données à la simulation. Comme le montre la figure 63, la mise en conduction des MOSFET se fait progressivement au cours d'un cycle de charge.

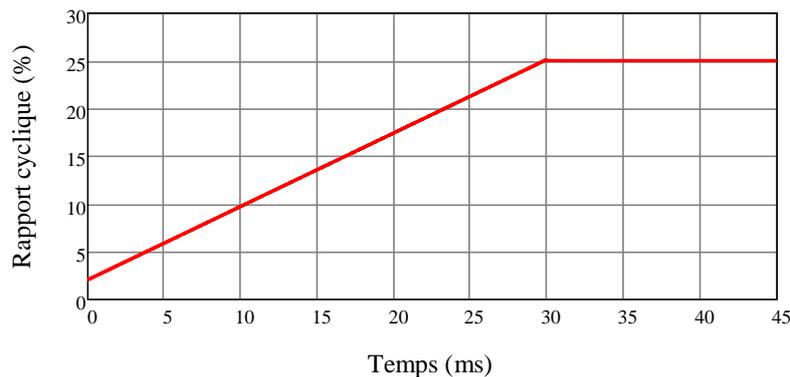


Figure 63 : Evolution du rapport cyclique de la tension de sortie du pont en H au cours de la charge

Le rapport cyclique est initialement fixé à 2%, puis évolue linéairement pour atteindre 25% au bout de 30ms et reste constant jusqu'à la fin du cycle de charge. Cette évolution permet de limiter le courant commuté par les MOSFET tout en chargeant les quatre condensateurs de 200nF à 10kV en 45ms.

L'allure de la tension aux bornes d'un condensateur de 200nF ainsi que l'allure du courant en sortie du transformateur sont présentées figure 64.

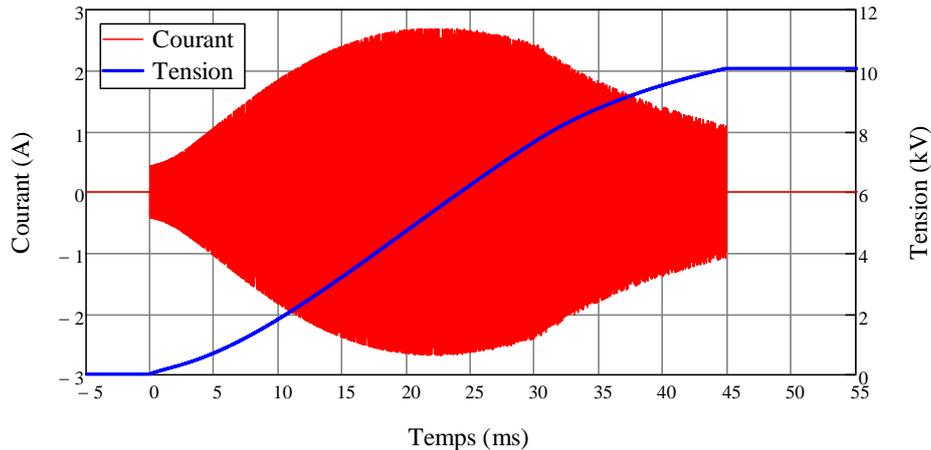


Figure 64 : Allure simulée de la tension de charge d'un condensateur de 200nF et du courant en sortie du transformateur

Le courant crête maximal en sortie du transformateur est de 2,5A. Etant donné le rapport de transformation du transformateur, le courant commuté par les MOSFET est donc de 45A. Cette valeur est nettement inférieure à la valeur maximale qu'ils sont capables de commuter.

3- Résultats expérimentaux

Le convertisseur est composé d'une carte de commande regroupant le microcontrôleur et un convertisseur électro-optique pour le pilotage à distance, d'une carte de puissance composée des organes de puissance (MOSFET ainsi que leurs drivers, transformateur) et de quatre doubleurs de Schenkel implantés directement sur les condensateurs à charger. Pour assurer un blindage efficace vis-à-vis des perturbations électromagnétiques extérieures et également une bonne étanchéité à l'huile, l'ensemble des éléments du convertisseur, à l'exception des doubleurs de Schenkel, est intégré dans un boîtier étanche en aluminium. Afin de limiter l'encombrement global, la bobine de lissage du courant placée entre le transformateur et les doubleurs de Schenkel est réalisée directement autour du boîtier. Une vue éclatée du convertisseur (sans les doubleurs de Schenkel) est présentée figure 65.

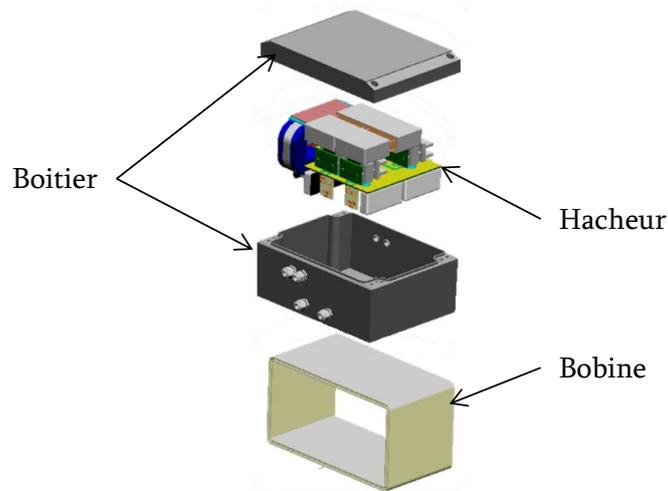


Figure 65 : Vue éclatée du convertisseur (sans les doubleurs de Schenkel)

Lorsque le convertisseur est alimenté avec la batterie présentée dans le paragraphe II- de ce chapitre, la tension de charge de chacun des quatre condensateurs de 200nF atteint 10kV en 45ms, conformément à la simulation. L'allure de la tension de charge d'un condensateur et le courant en sortie du transformateur sont présentés figure 66.

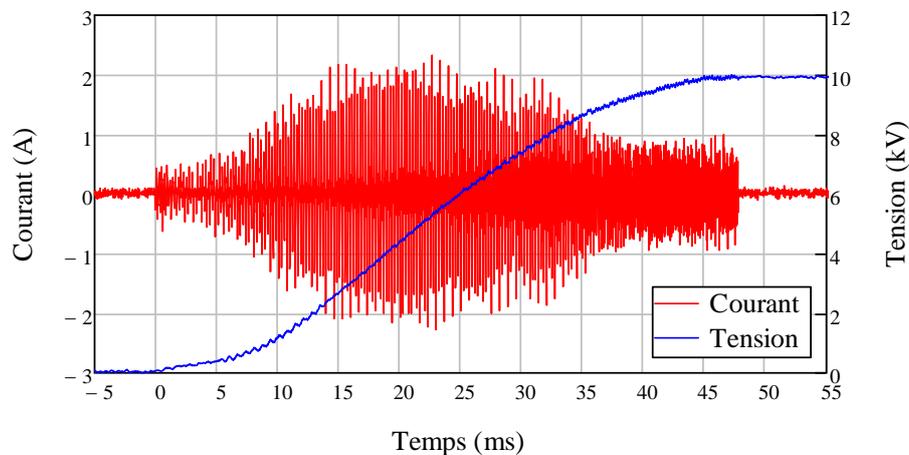


Figure 66 : Allure mesurée de la tension de charge d'un condensateur et du courant en sortie du transformateur

L'enveloppe du courant semble moins lisse que dans la simulation, mais cela est simplement lié à la profondeur mémoire, trop faible, de l'oscilloscope utilisé pour discrétiser suffisamment le signal de courant. Pendant la charge des condensateurs, le convertisseur débite un courant moyen de 180mA.

En conclusion, le convertisseur développé est capable de charger 800nF à 10kV en 45ms. Il délivre une puissance moyenne de 0,9kW dans un volume de 1,5L. Sa puissance moyenne volumique est donc de 600W/L.

IV- Eclateurs synchronisés

Le rôle des éclateurs est de commuter l'énergie stockée dans les quatre condensateurs, chargés à 10kV par le convertisseur, vers les quatre enroulements primaires du transformateur. Pour assurer un fonctionnement optimal du transformateur résonant, il faut impérativement que la commutation des quatre éclateurs soit synchrone. D'après le paragraphe IV- du chapitre 3, le temps de transfert du transformateur est de 500ns. Pour que son fonctionnement, vu des primaires, soit considéré comme synchrone, on peut admettre que la dispersion temporelle de commutation des éclateurs doit être inférieure à 10% du temps de transfert. Cette dispersion temporelle est plus couramment appelée « jitter ». Sous ce terme, on trouve de nombreuses définitions en fonction des domaines et applications. Dans notre cas, ce terme sera utilisé dans deux cas de figure :

- pour définir la dispersion temporelle au niveau du déclenchement d'un éclateur (figure 67(a)),
- pour définir la dispersion temporelle entre la commutation des quatre éclateurs synchronisés (figure 67(b)).

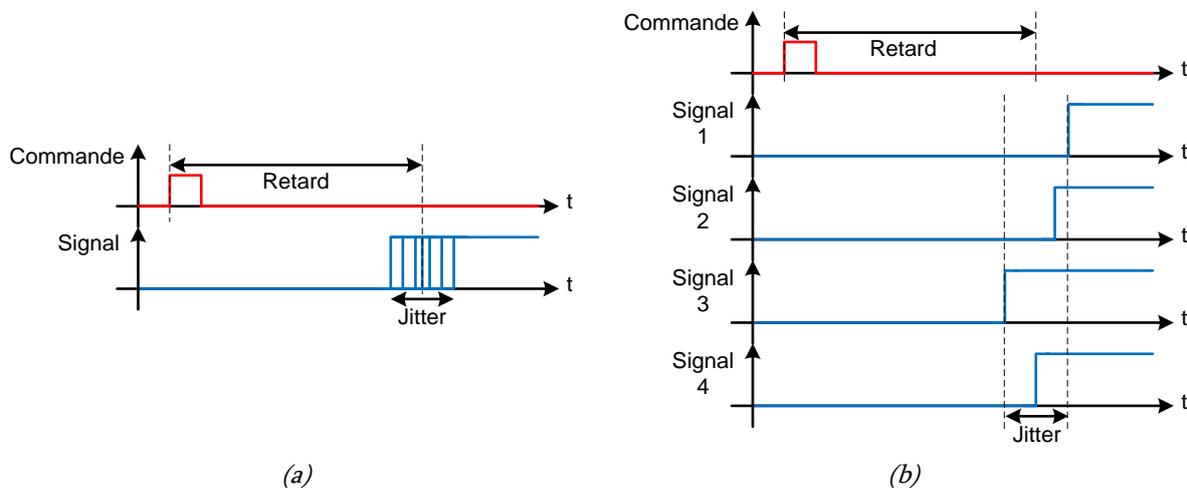


Figure 67 : (a) Définition du jitter au déclenchement, (b) Définition du jitter de synchronisation

Les performances attendues pour les éclateurs sont de commuter une tension de 10kV et un courant global de 25kA (6,25kA par éclateur) avec un jitter inférieur à une cinquantaine de nanosecondes. Ils devront également être capables de fonctionner à une fréquence de répétition maîtrisée et supérieure à 20Hz. Seul un déclenchement de chaque éclateur peut permettre de respecter ces deux caractéristiques temporelles.

1- Technologie de déclenchement

Pour assurer la synchronisation des éclateurs, il est, tout d'abord, nécessaire de maîtriser leurs déclenchements. Pour cela, dans la bibliographie, on trouve différents modes de déclenchement d'un éclateur à gaz.

La solution la plus répandue, couramment appelée « trigatron » [56] (figure 68(a)), consiste à insérer une électrode de déclenchement directement au sein de l'électrode portée à la haute-tension. Lors de l'application de l'impulsion sur cette électrode de déclenchement, un arc électrique est généré entre ces deux électrodes favorisant ainsi l'amorçage de la commutation de l'éclateur principal. Ce système est relativement simple à réaliser mais le jitter généralement obtenu est important car deux commutations successives sont nécessaires pour court-circuiter l'intervalle.

Le déclenchement d'un éclateur peut également être réalisé par laser en focalisant le faisceau dans l'espace inter-électrodes pour le faire commuter (figure 68(b)) [57], [58]. Avec cette technologie de déclenchement, le jitter peut être extrêmement faible (inférieur à la dizaine de ps). Bien que l'énergie de l'impulsion laser nécessaire pour déclencher l'éclateur soit faible (la dizaine de mJ), cette technologie demeure complexe à mettre en place du fait des contraintes optiques.

Une méthode de déclenchement à trois électrodes [19], appelée déclenchement par distorsion de champ, est également couramment utilisée (figure 68(c)). Dans cette configuration, une impulsion de polarité opposée à la tension à commuter est appliquée sur l'électrode centrale de déclenchement entraînant ainsi une forte distorsion du champ

électrique dans l'intervalle. Cette distorsion est idéale pour minimiser le jitter car la commutation des deux intervalles se produit alors de façon quasi-synchrone.

Une dernière méthode (figure 68(d)) consiste à venir superposer à la tension à commuter, une impulsion de même polarité de manière à atteindre la tension d'auto-amorçage de l'éclateur. Cette superposition est généralement réalisée avec une diode, ce qui limite le courant commutable par l'éclateur et donc les possibilités d'utilisation (les éclateurs sont principalement utilisés pour leur capacité à commuter de forts courants).

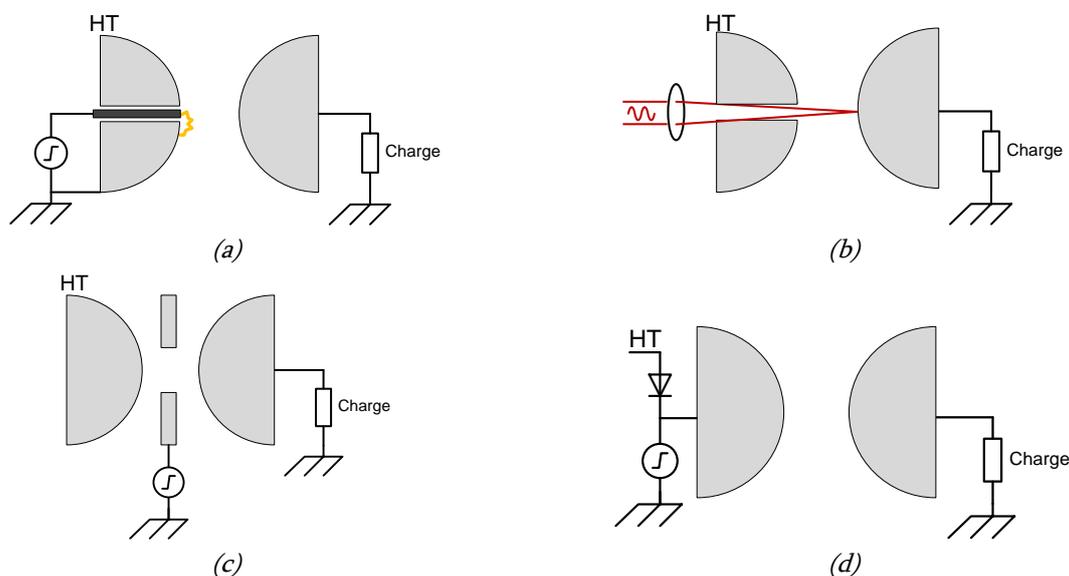


Figure 68 : Représentation schématique des technologies de déclenchement

Pour notre application, la solution de déclenchement la plus adaptée semble être la technologie utilisant une 3^{ème} électrode (figure 68(c)). En effet, elle semble pouvoir permettre d'atteindre les performances visées, notamment en termes de jitter et de courant commuté. De plus, l'encombrement de ce type de déclenchement peut être optimisé pour satisfaire aux contraintes de compacité de la source.

2- Réglage des distances inter-électrodes

Avant de passer à une impérative phase expérimentale, il semble opportun de s'interroger sur les différents réglages, notamment de distances inter-électrodes optimales pour l'obtention d'un jitter intéressant. Il est légitime de supposer que le jitter peut être

minimisé lorsque les deux intervalles commuteront simultanément. La figure 69 permet de définir ces grandeurs.

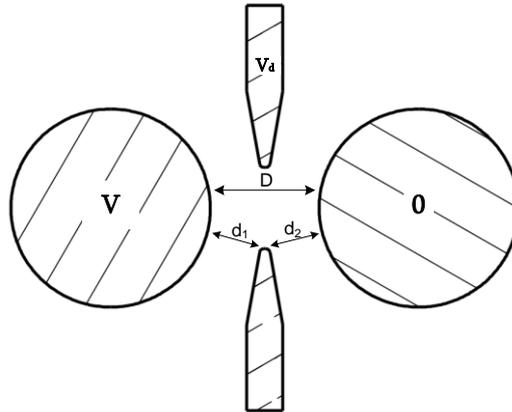


Figure 69 : Vue en coupe d'un éclateur déclenché à l'aide d'une 3^{ème} électrode

La distance D doit être suffisante pour que le champ électrique dans l'intervalle inter-électrodes soit inférieur à la rigidité diélectrique du milieu lorsque l'éclateur est soumis à la tension V que l'on souhaite commuter. Une marge de sécurité, vis-à-vis des auto-amorçages, est nécessaire et doit être définie en fonction de l'application sachant que l'augmentation de cette marge aura indubitablement pour conséquence une dégradation du jitter pour une impulsion de déclenchement donnée. Dans notre cas, cette marge peut être faible car un auto-amorçage n'aura pas de conséquence dramatique sur le reste du système. Elle a été fixée arbitrairement à 5%.

Pour que la commutation des deux intervalles soit synchrone, le champ électrique doit y être similaire au moment de l'application de l'impulsion de déclenchement. Les distances d_1 et d_2 doivent donc être réglées en conséquence à partir des équations (11).

$$d_1 = \frac{D(V_a - V)}{2V_a - V} \quad d_2 = \frac{DV_a}{2V_a - V} \quad (11)$$

Lorsque l'impulsion de déclenchement a une amplitude V_a très supérieure à la tension à commuter V, les distances d_1 et d_2 tendent à être égales. Mais le jitter n'est pas influencé que par ces simples considérations géométriques, l'étude suivante va nous permettre d'en identifier d'autres.

3- Etude du déclenchement à 3 électrodes

L'objectif de cette étude est donc d'identifier les paramètres que nous pouvons maîtriser et influençant le jitter pour dimensionner au plus juste le module de quatre éclateurs.

3.1- Choix de la géométrie de l'électrode de déclenchement

Dans un premier temps, l'influence de la géométrie de l'électrode de déclenchement a été étudiée. Les géométries étudiées sont présentées sur la figure 70.

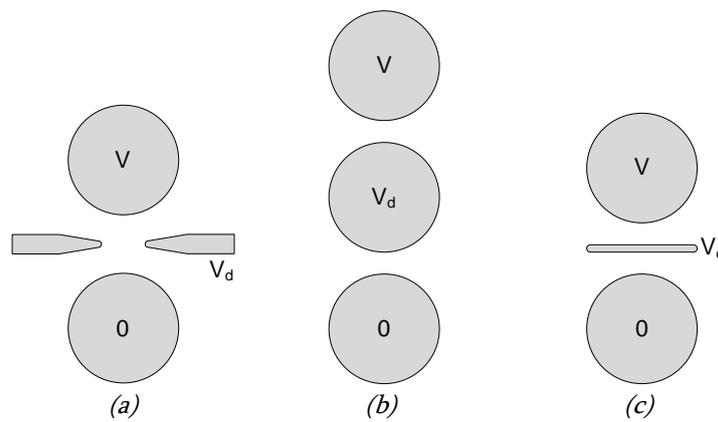


Figure 70 : Géométries d'électrodes de déclenchement étudiées : (a) annulaire, (b) sphérique, (c) plane

Tout d'abord, des simulations électrostatiques de ces géométries ont été réalisées sous Quickfield pour vérifier l'évolution du champ électrique dans l'intervalle inter-électrodes avec et sans présence de l'impulsion de déclenchement. Le résultat de ces simulations est présenté figure 71 pour une impulsion de déclenchement de -20kV et pour une tension à commuter de 10kV, celle utilisée par MOUNA.

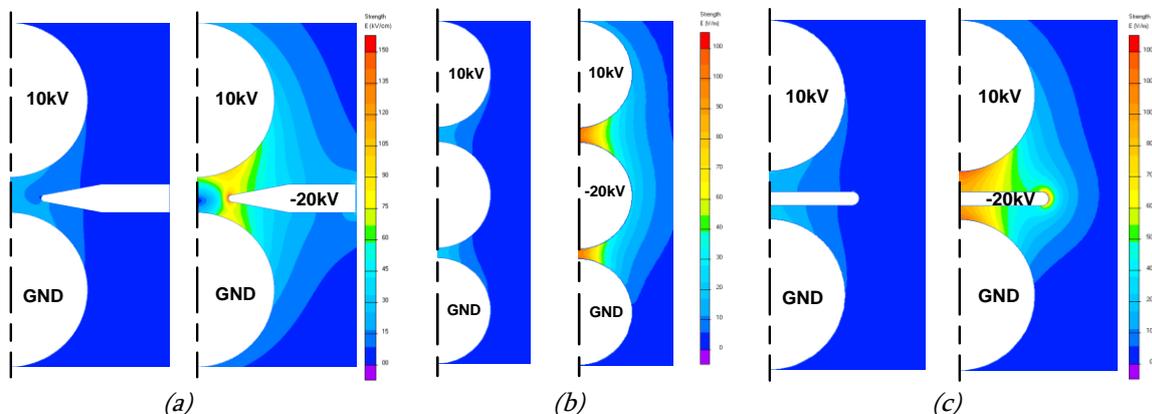


Figure 71 : Répartition du champ électrique dans l'intervalle inter-électrodes avec et sans impulsion de déclenchement pour les 3 configurations

Lorsque qu'il n'y a pas d'impulsion appliquée sur l'électrode centrale, le champ électrique dans l'intervalle est inférieur à 30kV/cm (champ de claquage de l'air en DC à pression atmosphérique), l'éclateur ne devrait donc pas auto-amorcer. Cependant, lorsqu'une impulsion négative d'amplitude 20kV est appliquée sur l'électrode centrale, le champ dans l'intervalle devient trois fois supérieur au champ de claquage de l'air à pression atmosphérique. L'éclateur devrait donc commuter dans les trois configurations.

Pour vérifier cela, trois éclateurs avec les mêmes géométries que celles simulées précédemment ont été réalisés. Ces versions ont été testées à partir du montage expérimental présenté figure 72.

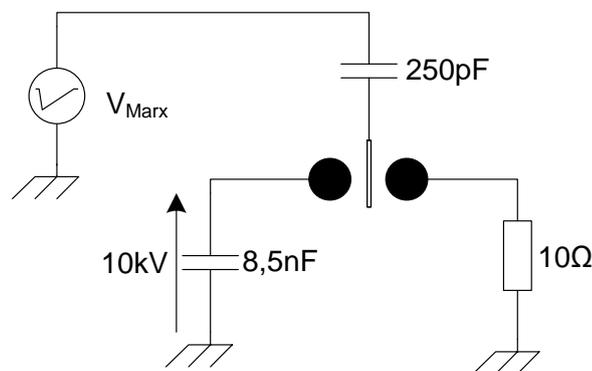


Figure 72 : Montage expérimental utilisé pour tester les différentes géométries d'électrodes de déclenchement

Le condensateur de 8,5nF est chargé à +10kV. La commutation de l'éclateur doit permettre de décharger le condensateur vers la charge (une résistance de 10Ω). L'impulsion de déclenchement négative est générée par un générateur de Marx à 4 étages, de capacité équivalente de 500pF, développé au laboratoire [59]. L'impulsion en sortie de ce générateur a un temps de descente de 15ns. Un condensateur de 250pF est connecté en série entre ce générateur de Marx et l'électrode de déclenchement afin de l'isoler. L'éclateur fonctionne dans l'air à pression atmosphérique. La distance D est évaluée expérimentalement pour que l'éclateur commute en régime relaxé pour une tension continue de 10,5kV. Les distances d_1 et d_2 sont ensuite réglées à partir des formules (11).

Ces essais ont été réalisés simultanément avec la phase de dimensionnement de la source. C'est pourquoi l'énergie commutée par l'éclateur ne correspond pas, au final, à

celle du prototype et la charge de 10Ω ne simule pas correctement le primaire du transformateur. Néanmoins, cela est suffisant pour identifier la géométrie d'électrode de déclenchement la plus appropriée.

L'évolution du jitter pour les 3 configurations est présentée figure 73 pour différentes amplitudes de l'impulsion de déclenchement.

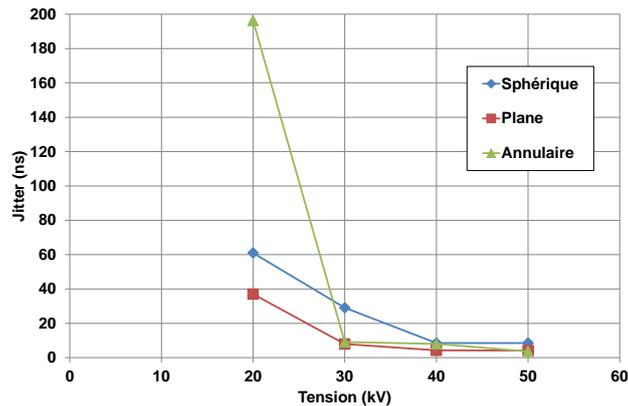


Figure 73 : Evolution du jitter pour les 3 configurations d'électrode de déclenchement en fonction de l'amplitude de l'impulsion de déclenchement

Pour les trois configurations, le jitter est faible (inférieur à 10ns) lorsque l'amplitude de l'impulsion de déclenchement est supérieure à 30kV. Pour des amplitudes inférieures, la commutation de l'éclateur ne s'effectue plus exclusivement pendant le front de descente de celle-ci, ce qui dégrade fortement le jitter. A partir de cette expérimentation, on peut donc conclure que la géométrie n'a pas une influence significative sur les performances à condition que l'amorçage de l'éclateur principal soit initié pendant le front de descente de l'impulsion négative de déclenchement. Cependant, pour la suite, nous avons fait comme choix d'utiliser une électrode de déclenchement plane pour deux raisons :

- la moindre erreur de concentricité au niveau de l'électrode annulaire peut fortement dégrader le réglage des distances inter-électrodes du fait des faibles distances inter-électrodes,
- l'utilisation d'une électrode sphérique permet de s'affranchir de ce problème mais occupe un encombrement plus important incompatible avec le volume restreint disponible pour l'ensemble du prototype.

Au final, l'électrode plane est la géométrie la plus adaptée à notre cas car elle permet un réglage précis des distances inter-électrodes tout en étant relativement compacte.

3.2- Influence des caractéristiques de l'impulsion de déclenchement sur le jitter

La géométrie de l'électrode de déclenchement étant définie, une étude visant à déterminer l'influence de l'amplitude et du temps de descente de l'impulsion de déclenchement sur le jitter a été réalisée. Comme on peut le voir sur la figure 74, l'impulsion de déclenchement est générée par le même générateur de Marx que celui utilisé lors de l'étude précédente.

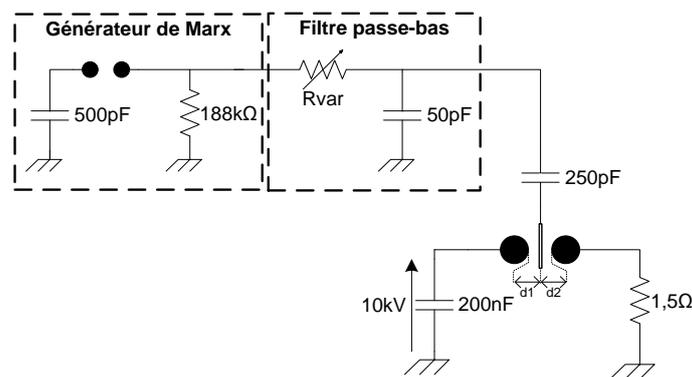


Figure 74 : Montage expérimental utilisé pour étudier l'influence du temps de descente et de l'amplitude de l'impulsion de déclenchement.

Un filtre passe-bas permet de faire varier le temps de descente de l'impulsion de déclenchement. Durant cette phase expérimentale, le dimensionnement de la source était connu. Le condensateur à commuter a donc une valeur similaire à celle qui sera utilisée dans le prototype. Le transformateur est simulé expérimentalement par une résistance de $1,5\Omega$. L'éclateur fonctionne dans l'air à pression atmosphérique et la distance inter-électrodes est ajustée expérimentalement ($\approx 3,5\text{mm}$) de sorte que l'éclateur commute pour une tension de $10,5\text{kV}$ sous tension continue. La figure 75 présente un exemple de signaux obtenus pour une impulsion de déclenchement de $-30\text{kV}/100\text{ns}$.

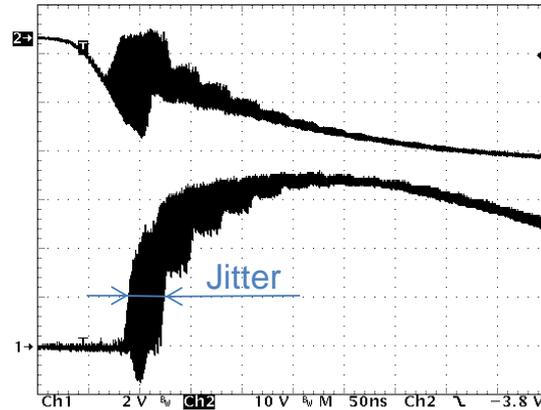


Figure 75 : Allure typique de signaux obtenus pour une impulsion de déclenchement de $-30\text{kV}/100\text{ns}$

La mesure du jitter est réalisée à partir de la mesure de la tension aux bornes de la charge. Dans cet exemple, le jitter obtenu est voisin de 30ns . Ces essais ont été réalisés pour des temps de descente compris entre $5,5\text{ns}$ et $1,3\mu\text{s}$ et pour des impulsions négatives d'amplitudes comprises entre 20kV et 50kV . Le résultat de cette étude est synthétisé sur la figure 76 qui présente l'évolution du jitter en fonction du temps de descente de l'impulsion de déclenchement paramétrée par son amplitude. Chaque point correspond à une moyenne de 5 séries de mesure de 32 tirs. Seules les mesures où la commutation se produit dans le front de l'impulsion de déclenchement sont présentées.

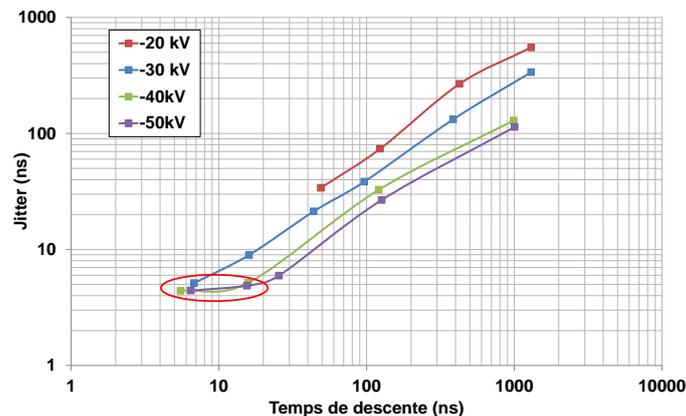


Figure 76 : Evolution du jitter en fonction du temps de descente et de l'amplitude de l'impulsion de déclenchement

Le résultat de cette étude montre que le jitter est fortement dépendant du front de l'impulsion de déclenchement. Il est donc intéressant de déclencher l'éclateur avec une impulsion rapide à condition que son amplitude soit suffisante. Pour obtenir un jitter inférieurs à 50ns , il faut que l'amplitude de l'impulsion de déclenchement soit supérieure à 30kV et que son temps de descente soit inférieur à 100ns . On remarque que pour les temps

de descente inférieurs à 10ns, le jitter semble se stabiliser aux alentours de 5ns. Ce phénomène est en réalité lié à la reproductibilité du générateur de déclenchement utilisé et à la qualité de notre système de mesure fortement perturbé par la commutation des éclateurs. Il est possible que ces résultats soient meilleurs en réalité.

Le paramètre important est donc finalement le gradient de tension appliqué sur l'électrode de déclenchement. Pour mettre en évidence cette dépendance, la figure 77 présente l'évolution du jitter en fonction du dV/dt de l'impulsion de déclenchement.

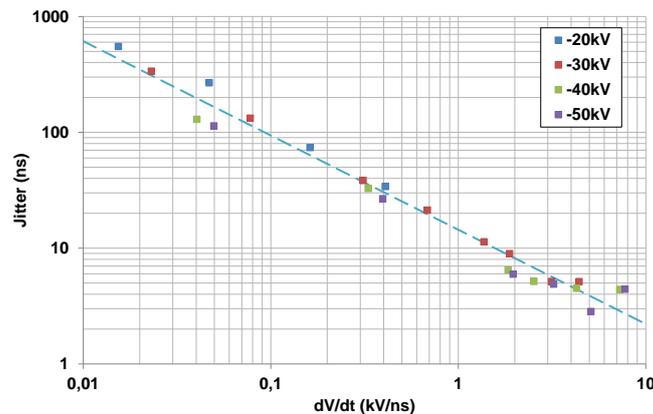


Figure 77 : Evolution du jitter en fonction du dV/dt de l'impulsion de déclenchement

Cette nouvelle représentation des résultats de cette étude démontre que le jitter dépend fortement du dV/dt de l'impulsion de déclenchement. Pour obtenir un jitter faible, il faut appliquer sur l'électrode de déclenchement un dV/dt important. Pour que le jitter soit inférieur à 50ns (limite acceptable pour un fonctionnement optimal du transformateur), le dV/dt de l'impulsion de déclenchement doit être supérieur à 0,22kV/ns.

3.3- Influence de la pression sur le jitter

L'ensemble des essais expérimentaux présentés précédemment était réalisé à pression atmosphérique. De nouveaux essais visant à étudier l'influence de la pression du gaz dans l'éclateur ont été effectués. A condition de ne pas détériorer les performances en commutation et le jitter au déclenchement, la pressurisation de l'éclateur peut avoir un intérêt double. D'une part, il peut permettre de réduire les dimensions géométriques de l'éclateur grâce à une diminution des distances d'isolation et des interfaces entre

électrodes. D'autre part, il peut s'agir d'un moyen de réglage simple pour faire fonctionner l'éclateur à plusieurs niveaux de tension. Cet aspect sera impératif pendant la phase de test du prototype.

La première étude réalisée consiste à évaluer l'influence de la pressurisation de l'éclateur, tout en maintenant le produit $P.d$ (Pression \times Distance inter-électrodes) constant. Pour cela, nous avons choisi d'appliquer une impulsion de déclenchement négative avec un temps de descente de 100ns et une amplitude de 40kV pour identifier plus simplement les variations. Ce dV/dt de 0,4kV/ns est conforme à la valeur déterminée dans la partie précédente. Les résultats de cette étude sont présentés figure 78.

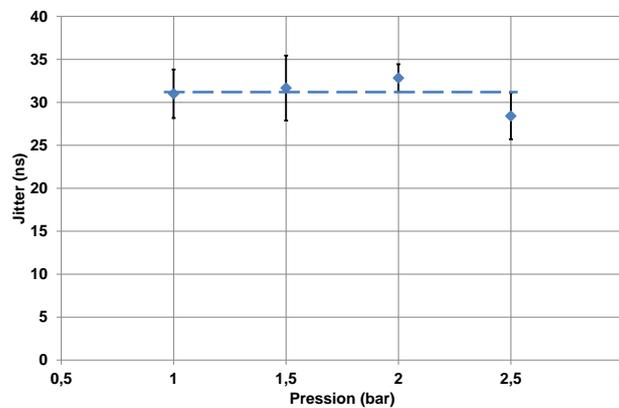


Figure 78 : Influence de la pression sur le jitter en conservant le produit $P.d$ constant (impulsion de déclenchement -40kV/100ns)

Dans la gamme de pressions étudiée, il n'y a pas de variation significative du jitter. Celui-ci reste relativement constant et proche de 30ns. Cette étude n'a pas été réalisée pour des pressions supérieures car les distances inter-électrodes seraient trop faibles (inférieures au millimètre) pour faire un réglage précis. L'enseignement à retenir de cette étude est que la pression n'a pas d'influence significative sur le jitter, et qu'il est donc possible de l'utiliser pour élargir la gamme de tension d'utilisation de l'éclateur.

L'influence de la pression, en ne conservant pas le produit $P.d$ constant, a également été étudiée. La pression dans l'éclateur est variable alors que la distance inter-électrodes demeure constante. L'objectif de cette étude est de déterminer la précision requise sur le réglage du produit $P.d$ de façon à ce que l'éclateur fonctionne correctement. Le résultat de cette étude est présenté figure 79.

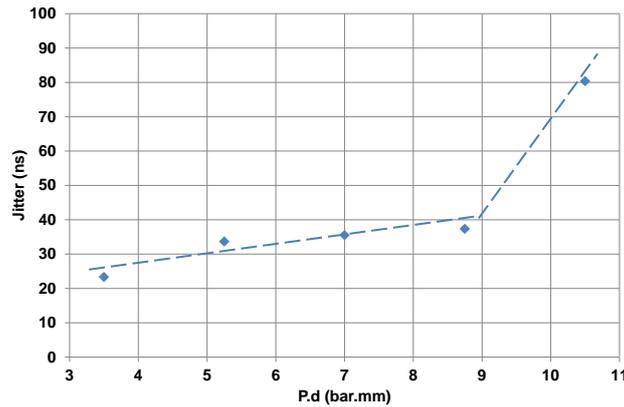


Figure 79 : Influence du produit $P.d$ sur le jitter en conservant la distance inter-électrodes constante (impulsion de déclenchement $-40kV/100ns$)

Lorsque l'impulsion de déclenchement est appliquée, le jitter augmente peu tant que le produit $P.d$ est inférieur à 9bar.mm . Au-delà, le jitter se dégrade fortement car, comme le montre la figure 80, l'augmentation du produit $P.d$ entraîne une augmentation du retard de commutation de l'éclateur. Nous avons, en effet déjà noté que, lorsque la commutation ne se produit plus exclusivement dans le front de l'impulsion de déclenchement, le jitter est fortement altéré.

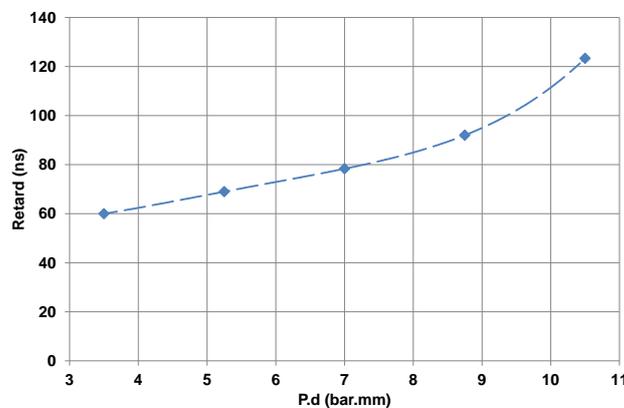


Figure 80 : Influence de la pression sur le retard en conservant la distance inter-électrodes constante

En définitive, cette étude montre qu'il est possible de faire fonctionner un éclateur déclenché, sans trop dégrader le jitter, lorsque le produit $P.d$ n'est pas optimisé. Pour garantir un fonctionnement suffisant pour notre application, il faudra s'assurer que la commutation de celui-ci s'effectue dans le front de l'impulsion de déclenchement.

4- Etude de la synchronisation de deux éclateurs à 3 électrodes

L'étude précédente sur le déclenchement d'un éclateur à 3 électrodes a montré qu'il est nécessaire d'appliquer une impulsion négative d'amplitude 40kV et avec un temps de descente inférieur à 100ns pour que le jitter soit inférieur à 50ns (objectif pour un fonctionnement optimal du transformateur). L'objet de cette nouvelle étude est de vérifier qu'une telle impulsion appliquée simultanément sur 2 éclateurs permet de les faire commuter de façon synchrone avec un jitter de synchronisation également inférieur à 50ns. Le montage expérimental de cette expérience est présenté figure 81.

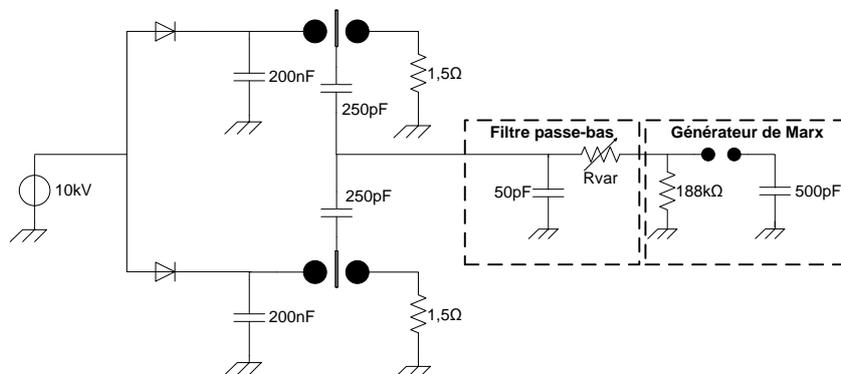


Figure 81 : Montage expérimental de l'étude de la synchronisation de deux éclateurs

Comme lors de l'étude précédente, l'impulsion de déclenchement est générée par un générateur de Marx et mise en forme avec un filtre passe-bas pour ralentir son front. Les deux condensateurs de 250pF permettent d'isoler l'électrode de déclenchement du générateur de déclenchement. Ils ont aussi pour fonction d'assurer une isolation des électrodes de déclenchement entre elles. Enfin, ils autorisent une répartition équitable des charges entre les deux éclateurs [59]. Les diodes servent à isoler les deux condensateurs pour éviter qu'ils soient en parallèle. On peut, ainsi, les charger à partir de la même alimentation. L'allure temporelle des signaux obtenus lors de cette expérience est présentée figure 82.

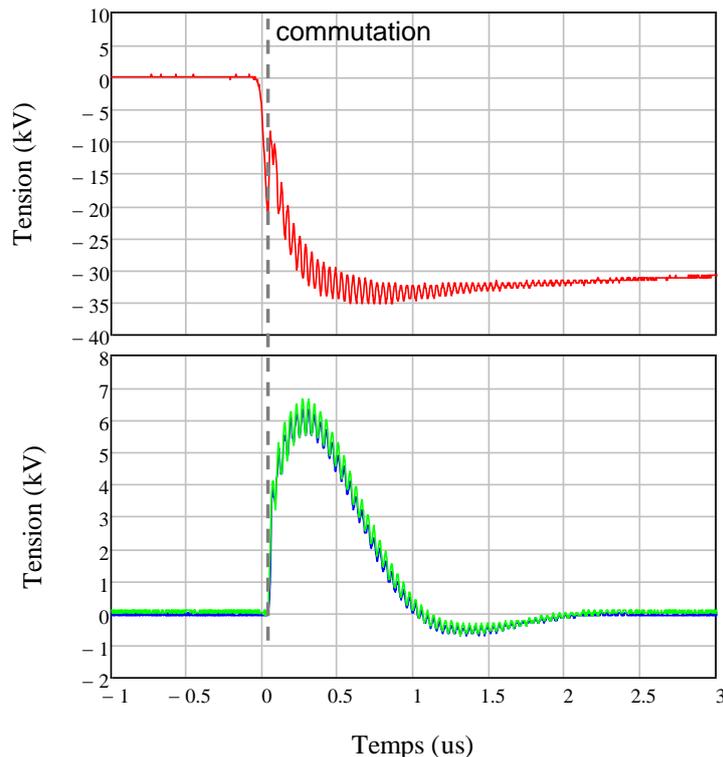


Figure 82 : Allure type de signaux obtenus lors de la synchronisation de deux éclateurs (impulsion de déclenchement en rouge et tension aux bornes des résistances de charge en vert et bleu)

L'impulsion de déclenchement (courbe rouge) est appliquée à l'instant $t=0$. Lorsqu'elle atteint -20kV , les éclateurs commutent. Comme on peut le voir ici en mesurant la tension aux bornes des résistances simulant le transformateur (courbes verte et bleue), la commutation des deux éclateurs est parfaitement synchrone. Sur une rafale de 32 tirs à 1Hz, le jitter de synchronisation maximum relevé est de 14ns et le jitter moyen est inférieur à 5ns. Ce résultat est très intéressant car le jitter de synchronisation est bien inférieur au jitter du déclenchement obtenu dans les mêmes conditions pour un seul éclateur. Cette amélioration est très certainement liée à l'émission UV, générée par le premier éclateur qui commute, et permet de photo-ioniser l'intervalle du second éclateur et ainsi fortement favoriser sa commutation.

Ce résultat montre que, dans ces conditions expérimentales, la synchronisation de deux éclateurs est possible en appliquant une même impulsion sur les électrodes de déclenchement. Il permet également de montrer qu'en appliquant une impulsion négative d'amplitude 40kV et avec un temps de descente de 100ns, la commutation des deux éclateurs est suffisamment synchrone pour obtenir un fonctionnement optimal du

transformateur. De plus, la réalisation d'un générateur de déclenchement permettant de générer des impulsions avec ces caractéristiques semble envisageable dans le volume imparti. C'est pourquoi, à ce stade, nous avons choisi de le concevoir afin de tester la synchronisation de quatre éclateurs avec celui-ci.

5- Générateur de déclenchement

Les résultats des études sur le déclenchement et la synchronisation des éclateurs ont permis de déterminer les caractéristiques de l'impulsion de déclenchement nécessaire pour obtenir les performances souhaitées (-40kV/100ns). Il faut donc maintenant concevoir un générateur capable de générer ces impulsions à partir des alimentations continues disponibles dans le prototype (+300V et +10kV). Ce générateur doit également être très compact en raison du volume restreint qui lui est alloué.

A l'aide d'un transformateur d'impulsions, il est possible d'amplifier la tension de 300V à quelques dizaines de kilovolts, mais le temps de montée de ces impulsions est généralement trop lent pour satisfaire aux exigences fixées. C'est pourquoi, nous avons fait le choix de réaliser un générateur de Marx chargé à +10kV.

5.1- Dimensionnement électrique

A condition que la capacité équivalente du Marx soit suffisante, il est possible d'atteindre -40kV avec seulement 4 étages chargés à 10kV chacun. L'impulsion de déclenchement doit être de polarité opposée à la tension de charge des condensateurs primaires. Le générateur est donc construit suivant la structure appelée « Maxwell » qui permet au générateur de Marx de délivrer des impulsions de polarité opposée à sa tension de charge. Le schéma de cette structure est présenté figure 83.

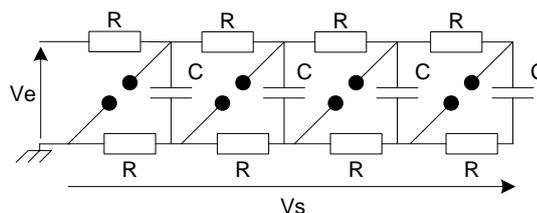


Figure 83 : Schéma électrique d'un générateur de Marx à 4 étages en structure Maxwell

Les condensateurs sont chargés en parallèle, à la tension V_e , puis lorsque les éclateurs commutent, ils se connectent en série pour générer une tension à vide V_s quatre fois supérieure à la tension V_e .

Les condensateurs C utilisés sont des condensateurs céramiques Murata de 2,2nF spécifiés pour une tension nominale de fonctionnement à 7,5kV. Des essais ont montré qu'il était possible de les charger à plus de 10kV sans les détruire. Les résistances R sont réalisées par l'assemblage parallèle de deux résistances carbone Arcol de 22k Ω pouvant dissiper chacune une puissance de 0,5W.

Les éclateurs sont composés de deux électrodes en acier inoxydable hémisphériques de diamètre 5mm séparées de 1mm. L'équation (12) [60] permet de calculer la valeur maximale du champ électrique E_{max} entre deux électrodes sphériques, soumises à une tension.

$$E_{max} = 0,9 \cdot \frac{V}{d} \cdot \frac{r + \frac{d}{2}}{r} \quad (12)$$

Avec : E_{max} : champ électrique maximal (kV/cm)

V : tension entre les électrodes (kV)

d : distance inter-électrodes (cm)

r : rayon des électrodes (cm)

Pour une tension de 10kV, le champ électrique est donc de 108kV/cm. Le champ disruptif de l'air étant voisin de 30kV/cm/bar, il est donc nécessaire de pressuriser les éclateurs avec 3,6bar d'air pour qu'ils commutent à 10kV. Cette pressurisation est réalisée dans l'ensemble du générateur pour assurer l'isolation électrique et ainsi le miniaturiser au maximum.

5.2- Conception mécanique

L'ensemble des composants du générateur est soudé sur une plaque époxy de 75mm \times 23mm. L'agencement des composants permet de garantir une isolation suffisante et une bonne compacité. Différentes vues de cette disposition sont présentées figure 84.

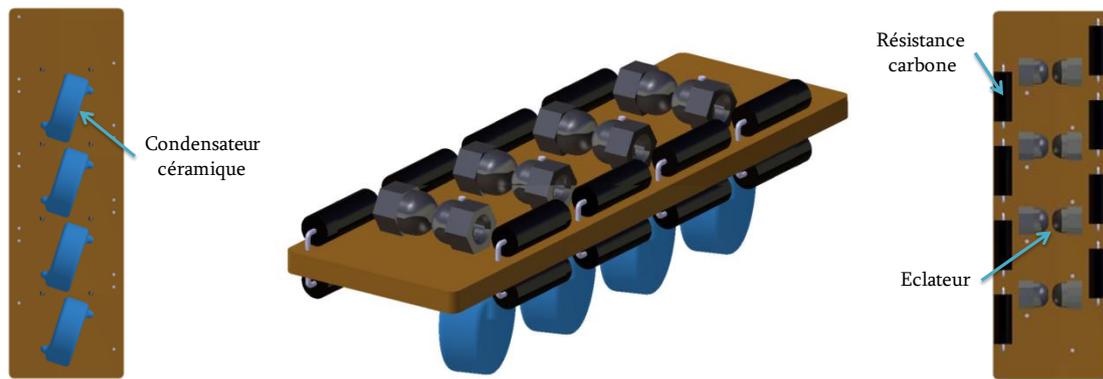


Figure 84 : Agencement des composants du générateur de déclenchement

Cet assemblage est ensuite entièrement pressurisé dans une enceinte en polychlorure de vinyle (PVC) dotée d'une entrée et d'une sortie haute-tension, ainsi que d'un connecteur pneumatique permettant la mise sous pression. Une vue du générateur complet est présentée figure 85.

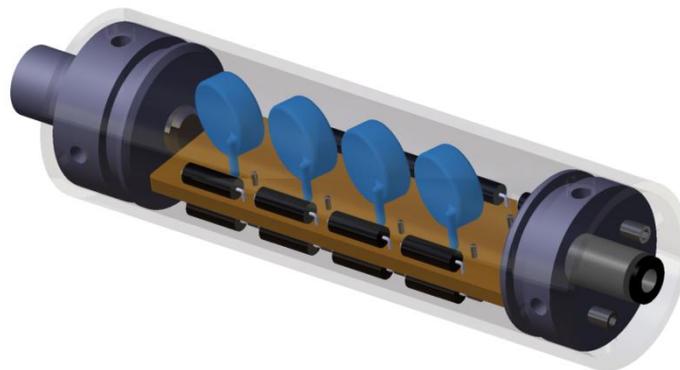


Figure 85 : Générateur de déclenchement dans son enceinte dédiée

Avec un diamètre de 3,2cm et une longueur de 12cm, le volume est inférieur à 100mL.

5.3- Résultats expérimentaux

Son fonctionnement a été validé sur une charge dont la valeur est voisine de 10pF (valeur des condensateurs qu'il devra charger lorsqu'il déclenchera les éclateurs). Les allures des impulsions générées par le générateur, alimenté par une alimentation continue positive, sont présentées figure 86 pour différentes valeurs de pression.

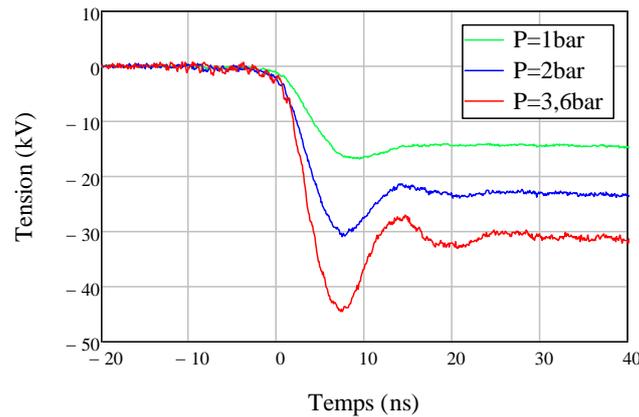


Figure 86 : Allure des impulsions en sortie du générateur de déclenchement pour 3 valeurs de pression

Lorsque l'enceinte est pressurisée à 3,6bar, les éclateurs commutent à 10kV de tension de charge. Dans ces conditions, l'impulsion négative générée en sortie a une amplitude de 45kV et un temps de descente de 5ns. Ce résultat probant est la conséquence de la miniaturisation du générateur qui limite les inductances parasites et permet ainsi d'obtenir un temps de descente très rapide. L'évolution de la tension de commutation en fonction de la pression et l'évolution de l'amplitude des impulsions de sortie en fonction de la tension de charge sont présentées figure 87.

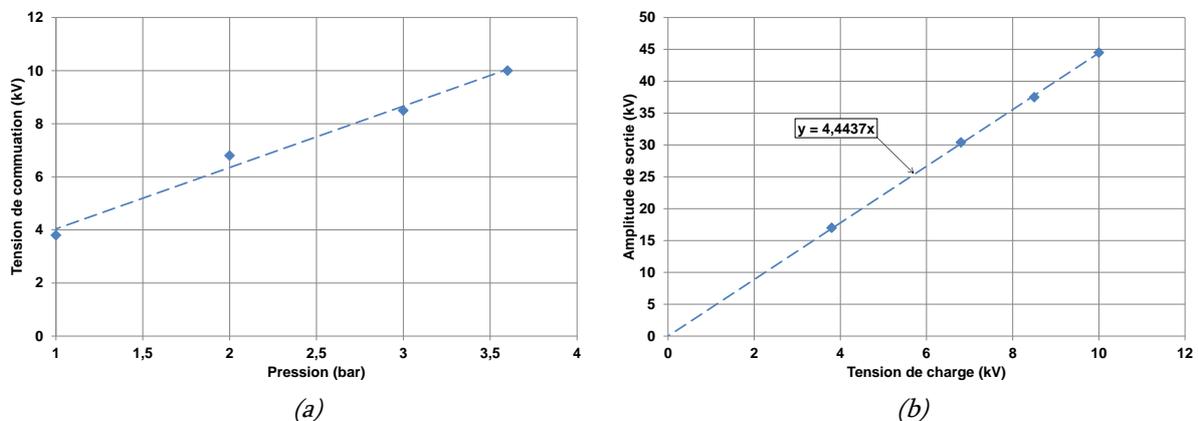


Figure 87 : (a) Evolution de la tension de commutation en fonction de la pression, (b) Evolution de l'amplitude des impulsions de sortie en fonction de la tension de charge

L'évolution de la tension de commutation en fonction de la pression est linéaire, conformément à la partie située à droite du minimum de la courbe de Paschen. Cependant, l'amplification de tension est supérieure à la théorie. Cela est, en fait, lié à l'inductance parasite série du générateur qui le fait résonner.

Le générateur a également été testé en fonctionnement récurrent jusqu'à une fréquence de 100Hz. La figure 88 présente un relevé de 100 impulsions à 100Hz.

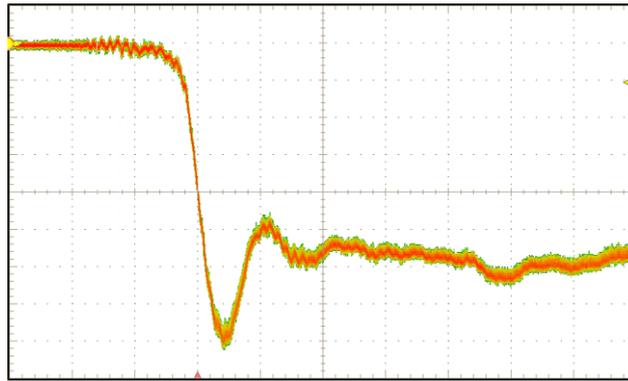


Figure 88 : Reproductibilité des impulsions à 100Hz (Echelle verticale : 6kV/div – Base de temps : 10ns/div)

La reproductibilité est excellente et il n'y a pas d'altération des performances tant au niveau de l'amplitude que du temps de descente par rapport au fonctionnement mono-coup. Ce générateur a été baptisé « Pitufo ».

6- Module de synchronisation de quatre éclateurs

En se basant sur les études précédentes, un module de 4 éclateurs, pouvant être utilisé pendant la phase de développement du transformateur et intégré dans le prototype pour son intégration finale, doit être conçu. Il doit permettre de synchroniser les quatre éclateurs avec un jitter faible (<50ns) pour une tension de charge des condensateurs primaires comprise entre 4kV et 10kV. Il est évident que sa compacité doit être optimisée.

6.1- Conception du module

Pour faire varier la tension de commutation d'un éclateur à gaz, deux solutions sont envisageables : soit modifier la distance inter-électrodes, soit modifier la pression du gaz. La première solution est contraignante car, une fois le module intégré dans le prototype, il serait nécessaire de le démonter pour effectuer les réglages. Comme la modification de la pression peut être réalisée à distance, par le biais d'un manomètre via un tuyau pneumatique accessible à l'extérieur du prototype, c'est cette solution qui a été retenue.

Chaque éclateur est composé de deux électrodes de diamètre 10mm et d'une électrode de déclenchement plane d'épaisseur 2mm. La tension minimale qu'il est nécessaire de commuter est de 4kV. A pression atmosphérique, il faut donc que la somme de d_1 et d_2 ($d_1+d_2=D$) soit supérieure à 1,33mm pour que les éclateurs supportent cette

tension sans amorcer. Pour garantir une précision d'usinage satisfaisante entre les 4 éclateurs, la distance D a été fixée à 2mm. Cette distance devrait tout de même permettre de faire commuter les quatre éclateurs à une tension de 4kV avec un jitter suffisamment faible.

D'après les formules (11), les distances inter-électrodes d_1 et d_2 doivent théoriquement être ajustées en fonction de la tension d'utilisation de l'éclateur. Cependant, cette modification mécanique n'est pas possible, et il faut donc définir des distances inter-électrodes pouvant convenir à l'ensemble de notre plage de fonctionnement. La tension à commuter étant faible devant l'amplitude de l'impulsion de déclenchement, des distances identiques ont été choisies (cf. équation (11)). Au final, la géométrie des électrodes des éclateurs est présentée figure 89.

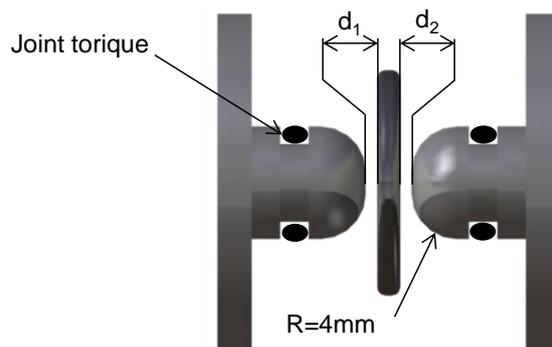


Figure 89 : Vue de côté de la géométrie des éclateurs

Pour limiter l'érosion engendrée par la commutation répétitive des forts courants, les électrodes sont réalisées en acier inoxydable.

Ces éclateurs sont maintenus par deux pièces en polyoxyméthylène (POM) et disposés pour minimiser les longueurs des connexions avec le transformateur, les condensateurs primaires et le générateur de déclenchement. L'isolation des électrodes de déclenchement est réalisée par la mise en série de deux condensateurs Murata de capacité 470pF pouvant supporter 15kV de tension continue. Comme le montre la figure 90, ces condensateurs sont directement intégrés à l'intérieur du module.

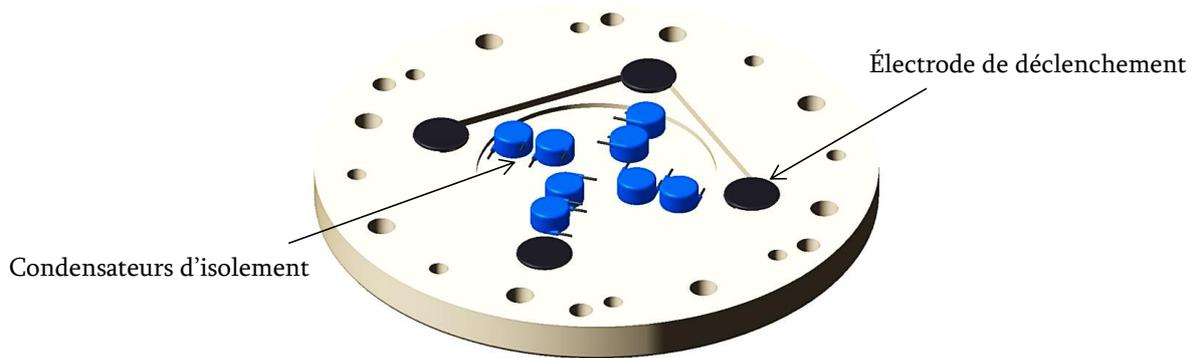


Figure 90 : Vue de l'intérieur du module de quatre éclateurs synchronisés

Enfin une photographie du module réalisé est présentée figure 91.

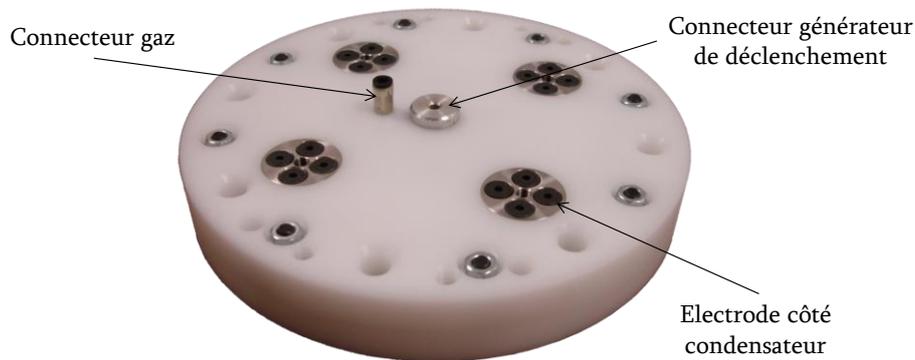


Figure 91 : Photographie du module de quatre éclateurs synchronisés

Avec un diamètre de 20cm et une longueur de 2cm, ce module occupe un volume de 630mL. Il doit maintenant être validé expérimentalement, afin de s'assurer que la synchronisation des quatre éclateurs est en adéquation avec notre application.

6.2- Validation expérimentale du module

Pour valider le fonctionnement de ce module, le transformateur est simulé expérimentalement par quatre résistances de $1,5\Omega$. L'impulsion de déclenchement est fournie par le générateur de déclenchement compact présenté dans le paragraphe IV-5- de ce chapitre. Le schéma électrique du montage expérimental est présenté figure 92.

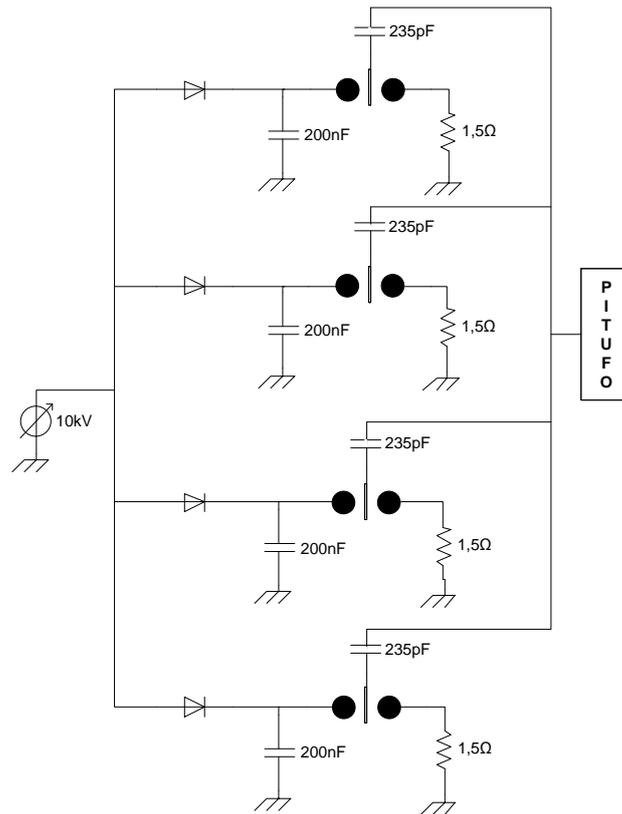


Figure 92 : Schéma électrique du montage expérimental de validation du module de quatre éclateurs synchronisés

Comme pour l'étude de la synchronisation de deux éclateurs, les condensateurs primaires sont chargés par l'intermédiaire de diodes afin de les charger avec la même alimentation DC mais éviter qu'ils ne soient en parallèle.

La figure 93 présente, sur la gauche, l'allure de la tension aux bornes des résistances simulant le transformateur pour une tension de charge des condensateurs primaires de 4, 6, 8 et 10kV. Sur la partie droite figure un zoom de chaque début du front ascendant qui permet de mieux apprécier la faible valeur du jitter de synchronisation. Pour chaque point, la pression dans les éclateurs est ajustée expérimentalement pour qu'ils ne commutent pas pendant la charge des condensateurs primaires. Pendant la totalité des essais, le générateur de déclenchement est réglé à son point de fonctionnement nominal (chargé à 10kV).

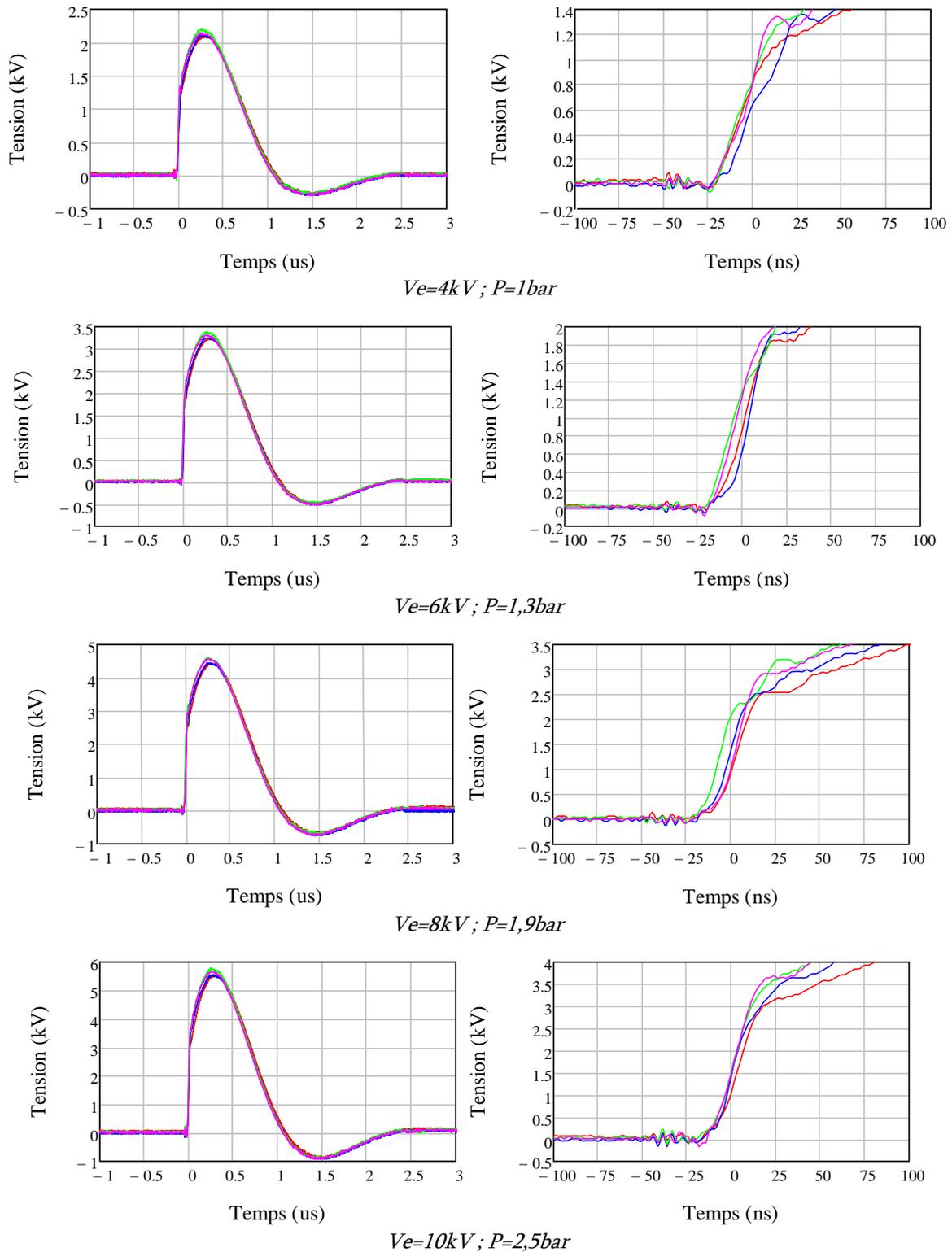


Figure 93 : Signaux de tension en sortie des éclateurs synchronisés pour deux échelles de temps différentes

Sur l'ensemble de la plage étudiée, pour l'application attendue, la synchronisation est très satisfaisante : le jitter moyen est proche de 10ns donc bien inférieur à la valeur souhaitée. Comme le montre la figure 94, il n'y a pas d'évolution significative du jitter moyen (mesure sur 10 coups) en fonction de la tension commutée.

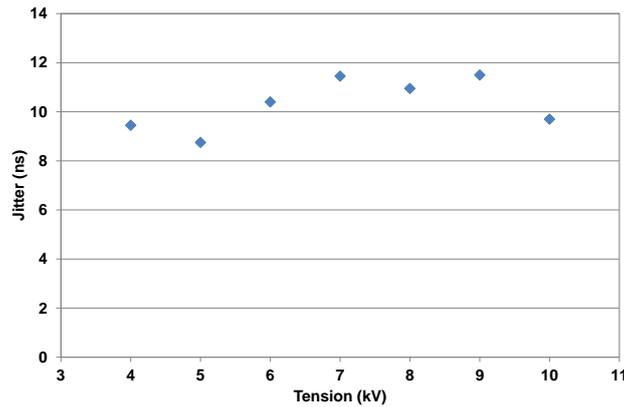


Figure 94 : Evolution du jitter moyen en fonction de la tension commutée par les éclateurs

Sur l'ensemble des essais, le jitter maximum mesuré est de 17,5ns, ce qui est largement suffisant pour un fonctionnement optimal du transformateur.

Ces essais ont également permis de déterminer les points de fonctionnement (tension-pression) du module pour les différentes valeurs de tension à commuter. Lors de la phase expérimentale d'essais du transformateur et du prototype, la pression dans les éclateurs pourra donc être réglée à partir de l'abaque figure 95.

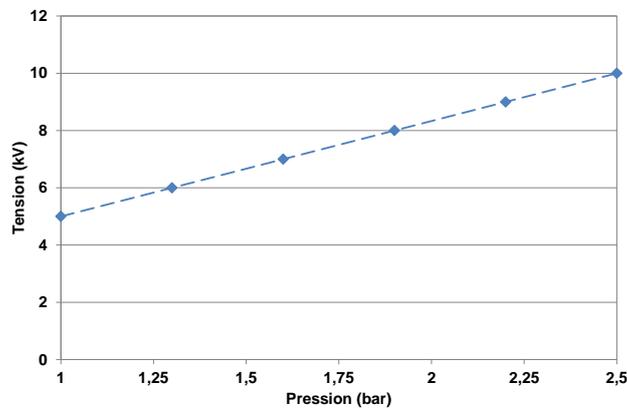


Figure 95 : Abaque du réglage de la pression dans le module de quatre éclateurs synchronisés

Conformément à la courbe de Paschen, l'évolution de la pression est linéaire en fonction de la tension.

Comme vous le verrez dans la suite du manuscrit, ce module a donné entière satisfaction, que ce soit pendant la phase expérimentale de test du transformateur ou une fois intégré au prototype MOUNA.

V- Éclateur de sortie

Le rôle de cet éclateur est de court-circuiter la ligne radiale, après son chargement par le transformateur, pour la faire osciller sur sa fréquence de résonance. Pour qu'il y ait oscillation, on a montré que le temps de fermeture de cet éclateur doit être faible devant la période de résonance de la ligne. Des simulations CST du prototype présentées dans le paragraphe III-2- du chapitre 1 permettent de quantifier l'influence de ce temps de fermeture sur l'amplitude du champ rayonné.

1- État de l'art

L'utilisation d'éclateur à diélectrique liquide en tant qu'étage de mise en forme rapide (temps de commutation inférieur à la nanoseconde) d'impulsion est peu courante. Les éclateurs à gaz pressurisés sont généralement préférés en raison de la bonne connaissance de leurs caractéristiques en commutation et de leur simplicité de mise en œuvre. Toutefois, pour les raisons évoquées au chapitre 1 dans le paragraphe relatif au dimensionnement, ce type d'éclateur ne peut pas être utilisé ici. Les éclateurs à diélectrique liquide nécessitent aussi une circulation du fluide qui complique leur utilisation. Néanmoins, bien qu'ils soient éloignés de notre utilisation, quelques travaux sur ce sujet ont été publiés.

Le Department of Electrical Engineering de l'University of Missouri a présenté de nombreux travaux sur le sujet [61–65], mais relativement éloignés de notre application puisqu'ils n'étudient pas ce type d'éclateur en tant que système de mise en forme, mais seulement dans l'optique de réaliser des commutateurs de forte énergie, avec un taux de répétition élevé. Le principal élément limitant le fonctionnement récurrent dans un éclateur à diélectrique liquide est le système de circulation permettant d'évacuer les bulles de gaz générées par les commutations. Cette limitation n'est pas technologiquement liée au système de circulation, mais plutôt aux phénomènes de cavitation qui apparaissent lorsque le débit devient trop important. C'est pourquoi, cette équipe américaine a fait le choix de pressuriser le diélectrique. En effet, cela a pour conséquence de repousser les phénomènes de cavitation à des vitesses de circulation plus importantes, de diminuer

fortement le diamètre des bulles et donc le débit nécessaire pour les évacuer, mais également d'améliorer légèrement le champ de claquage de l'huile [66].

Dans l'ensemble de ces travaux, le temps de fermeture des éclateurs n'est jamais étudié contrairement au champ de claquage et à la dispersion qui monopolisent particulièrement l'attention de cette équipe de chercheurs. Ils n'ont donc malheureusement que peu d'intérêt pour nous.

En 1991, l'U.S Army Missile Command a financé des travaux [67] visant à étudier les éclateurs utilisant de l'huile comme diélectrique. L'objectif principal est de faire fonctionner de tels éclateurs à une fréquence de répétition pouvant atteindre le kilo-Hertz. Après une première phase de tests, avec pour objectif de définir la géométrie optimale de l'éclateur d'un point de vue circulation, ses performances en commutation ont été étudiées. Le système de test utilisé se compose de trois éclateurs à huile. Comme on peut le voir sur le schéma figure 96, un premier est utilisé en tant que commutateur de transfert, les deux autres en tant qu'étage de mise en forme.

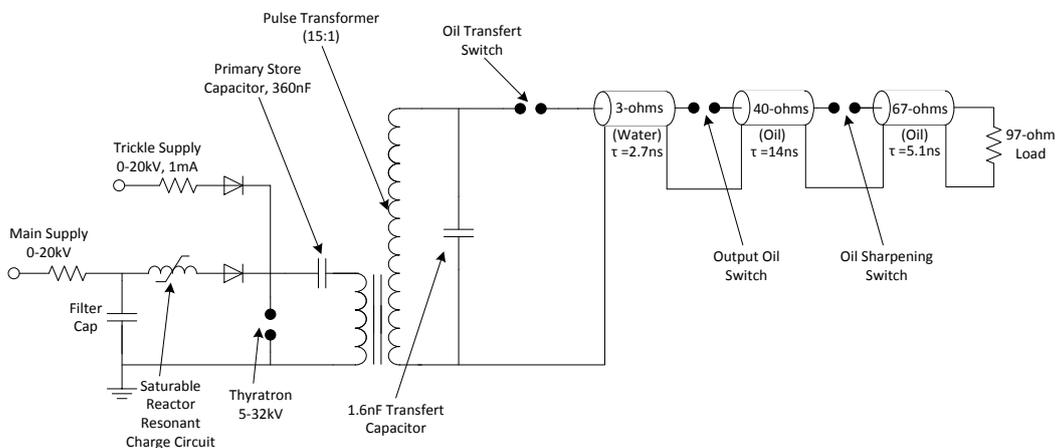


Figure 96 : Schéma électrique équivalent du banc d'essais de commutation liquide

Le condensateur de transfert est chargé en $1,2\mu\text{s}$ par le transformateur. Lorsque la tension est suffisante, l'éclateur de transfert commute et charge la ligne d'impédance 3Ω en 50ns . C'est ensuite au tour du premier éclateur de mise en forme (« Output oil switch ») de commuter. Celui-ci génère une impulsion avec un temps de montée compris entre 600ps et 800ps qui se propage à travers la ligne d'impédance 40Ω . Lorsque celle-ci arrive au niveau du dernier éclateur, il commute et génère à son tour une impulsion avec un

temps de montée de 280ps et une décroissance exponentielle de 60ns. Grâce aux systèmes de circulation mis en places sur ces éclateurs, l'ensemble peut fonctionner à une fréquence de répétition de 1,25kHz et générer des impulsions d'amplitude 140kV. Ce dispositif expérimental démontre que les éclateurs à huile peuvent être utilisés pour commuter une énergie importante avec un fort taux de répétition mais également pour mettre en forme une impulsion en réduisant son temps de montée à quelques centaines de picosecondes.

La partie suivante présente une étude visant à évaluer les performances en commutation d'un éclateur à huile.

2- Evaluation des performances en commutation

L'objectif de cette étude est d'évaluer les performances en commutation de l'huile sélectionnée. Ces données vont permettre de dimensionner la géométrie de l'éclateur de sortie en fixant la distance inter-électrodes, mais également d'estimer en simulation les performances de la source à partir du temps de fermeture.

2.1- Mise en œuvre

Pour obtenir des résultats exploitables pour notre application, cette étude doit être réalisée dans des conditions les plus proches possible de celles du prototype MOUNA. Les caractéristiques temporelles de la tension appliquée aux bornes de l'éclateur à huile doivent être identiques à celles de la tension que génère le transformateur du prototype. Pour cela nous avons utilisé le transformateur résonant impulsif du prototype (paragraphe IV- du chapitre 3) pour charger un condensateur de 80pF simulant l'antenne (paragraphe III- du chapitre 3). L'éclateur est ensuite connecté entre ce condensateur et une ligne coaxiale 50Ω sur laquelle est placée une sonde de tension pour mesurer les caractéristiques temporelles de l'impulsion commutée par l'éclateur. Le schéma électrique de ce montage expérimental est présenté figure 97.

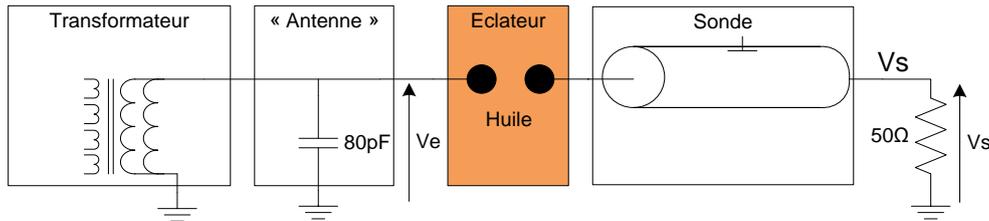


Figure 97 : Schéma du montage expérimental de mesure des performances en commutation de l'huile

L'huile sélectionnée comme diélectrique est la référence Mobilect 39 produite par la société Mobil. Il s'agit d'une huile minérale destinée principalement à l'isolation des transformateurs haute tension, des disjoncteurs et autres équipements électriques. Les principales caractéristiques intéressantes pour notre application sont présentées dans le tableau 10.

Densité à 20°C	0,833kg/dm ³
Viscosité cinématique à 40°C	9,5mm ² /s
Permittivité relative à 1MHz	2,25
Tension de claquage (norme IEC 60156)	>70kV

Tableau 10 : Caractéristiques essentielles de l'huile Mobilect 39

Un arc électrique dans de l'huile produit des particules de carbone et des bulles de gaz qui dégradent les propriétés initiales du fluide. C'est pourquoi, il faut évacuer ces particules et bulles entre chaque commutation. Pour cela une circulation d'huile a été mise en place. Le débit est fixé par la pompe de circulation à 2L/min et est suffisant pour un fonctionnement à fréquence de récurrence très faible (<0,1Hz).

Une vue en coupe de l'éclateur associé à la ligne coaxiale avec sa sonde de tension est présentée figure 98.

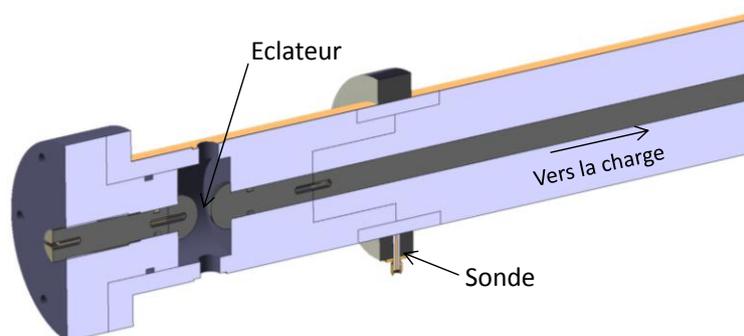


Figure 98 : Vue en coupe de l'éclateur associé à la ligne coaxiale et à sa sonde de tension

A partir de ce montage, les caractéristiques en commutation de l'huile vont être étudiées en fonction de la distance inter-électrodes de l'éclateur ($0,5\text{mm} < d < 2,5\text{mm}$). On s'intéressera notamment au temps et la tension de commutation, au champ de claquage et au gradient de tension généré en sortie de l'éclateur. Pour être dans les mêmes conditions d'utilisation que dans le prototype, l'amplitude de l'impulsion appliquée sur l'éclateur est ajustée pour que celui-ci commute entre 80% et 90% de la tension crête.

2.2- Résultats expérimentaux

L'impulsion de tension appliquée à l'éclateur est mesurée avec la sonde présentée dans le paragraphe II- du chapitre 3 et les caractéristiques temporelles de la commutation de l'éclateur sont mesurées avec une sonde capacitive coaxiale mesurant la dérivée de la tension (voir paragraphe IV- du chapitre 4). Cette dérivée est ensuite intégrée numériquement pour obtenir l'allure de la tension. Une mesure de ces deux signaux est présentée figure 99 pour une distance inter-électrodes de 2,5mm.

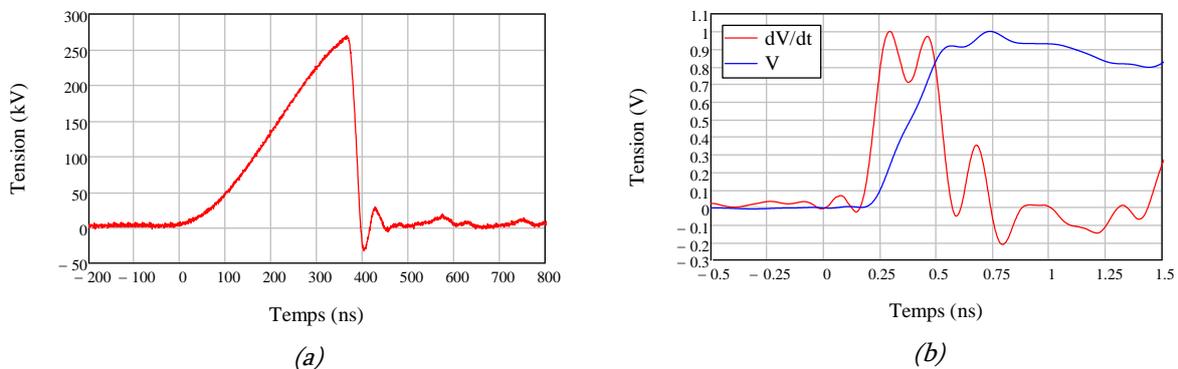


Figure 99 : Allures de : (a) l'impulsion de tension appliquée sur l'éclateur, (b) l'impulsion de tension vers la charge normalisée ($d=2,5\text{mm}$)

La tension et donc le champ électrique de claquage de l'huile sont déterminés à partir de la mesure visible figure 99(a) et le temps de commutation (de 10% à 90%) de l'éclateur est mesuré sur la figure 99(b). Pour chaque point de mesure, les résultats présentés ci-dessous résultent d'une moyenne effectuée sur quinze tirs.

Le graphe de la figure 100 présente l'évolution de la tension de commutation de l'éclateur en fonction de la distance inter-électrodes.

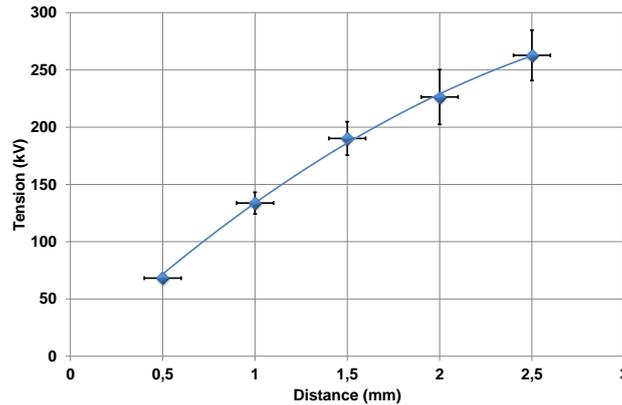


Figure 100 : Evolution de la tension de commutation de l'éclateur en fonction de la distance inter-électrodes (moyenne sur 15 tirs par distance)

Conformément aux attentes, la tension de commutation de l'éclateur augmente avec la distance inter-électrodes. Cependant, l'évolution n'est pas linéaire et peut résulter de la dégradation de l'homogénéité du champ électrique pour les distances les plus grandes. Néanmoins, nous relevons qu'une distance inter-électrodes supérieure à 2,5mm sera nécessaire pour commuter des tensions supérieures à 260kV. Ces essais n'ont pas pu être réalisés à des niveaux de tension plus importants en raison de la limitation de tenue en tension du commutateur utilisé.

Le graphe de la figure 101 présente l'évolution du champ de claquage de l'éclateur en fonction de la distance inter-électrodes. Ces points sont calculés à partir des mêmes données expérimentales que le graphe précédent.

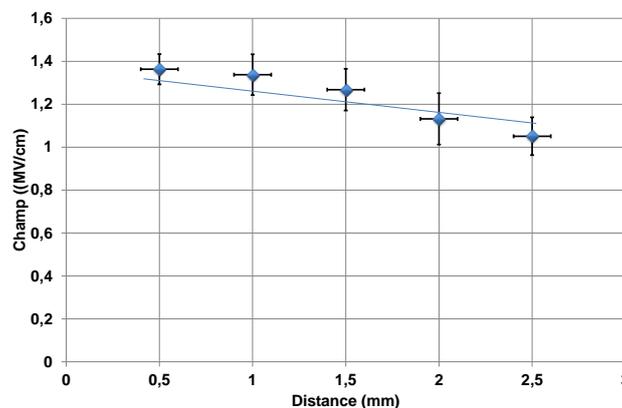


Figure 101 : Evolution du champ de commutation de l'éclateur en fonction de la distance inter-électrodes (moyenne sur 15 tirs par distance)

Pour les distances inter-électrodes inférieures au millimètre et pour des contraintes temporelles liées à notre application, le champ de claquage de l'huile est proche de 1,3MV/cm. Cependant, pour les distances les plus grandes, celui-ci décroît et tend vers 1MV/cm. Comme précédemment, cette dégradation est certainement liée à la dégradation de l'homogénéité du champ électrique pour les distances les plus grandes. La donnée importante résultant de cette étude est que, pour la plage de distances inter-électrodes étudiée, le champ de claquage demeure supérieur à 1MV/cm.

Le graphe de la figure 102 présente l'évolution du temps de commutation de l'éclateur en fonction de la distance inter-électrodes de l'éclateur.

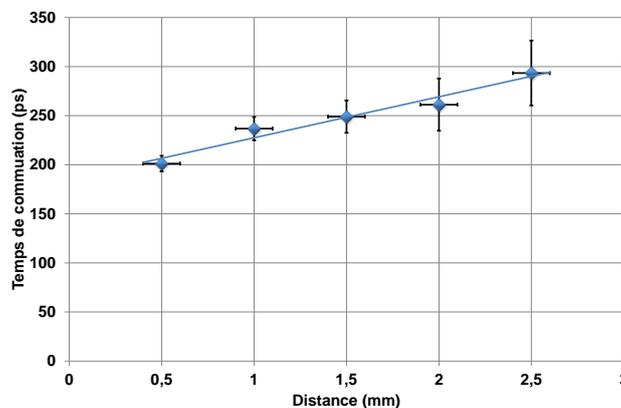


Figure 102 : Evolution du temps de commutation de l'éclateur en fonction de la distance inter-électrodes (moyenne sur 15 tirs par distance)

Pour la plage de distance inter-électrodes étudiée, le temps de commutation de l'éclateur est inférieur à 300ps et le temps de commutation se dégrade de 40ps/mm avec l'augmentation de la distance inter-électrodes. Néanmoins, les temps de commutation obtenus sont suffisamment faibles pour espérer lancer correctement les oscillations de la ligne oscillante du prototype.

Le graphe de la figure 103 présente l'évolution du gradient de tension (dV/dt) en fonction de la distance inter-électrodes.

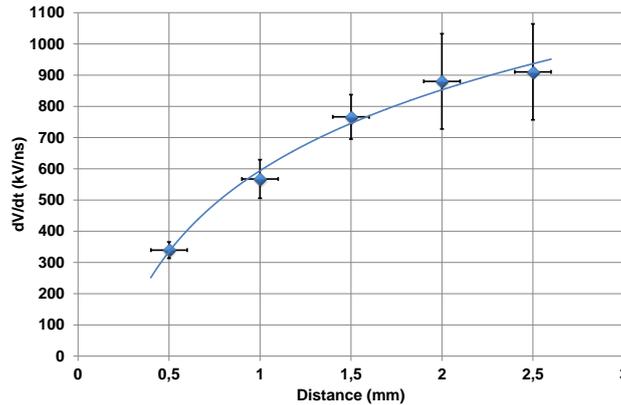


Figure 103 : Evolution du gradient de tension (dV/dt) en fonction de la distance inter-électrodes (moyenne sur 15 tirs par distance)

Le gradient de tension de l'impulsion de sortie est d'autant plus fort que la distance inter-électrodes est importante. Cette observation met en évidence que l'évolution du temps de commutation de l'éclateur est plus lente que l'évolution de la tension commutée. Ce résultat est donc encourageant dans la perspective de commuter rapidement des niveaux de tensions supérieurs.

L'ensemble de ces résultats expérimentaux montre que le temps de commutation d'un éclateur à huile peut être très rapide même s'il est alimenté par une impulsion « lente ». Cependant, comme ce temps de commutation dépend fortement de l'impédance de la ligne qu'il commute [64], les résultats que l'on obtiendra avec l'éclateur de sortie au centre de l'antenne ne seront pas nécessairement les mêmes que ceux de cette étude. De plus, la géométrie coaxiale favorise également l'obtention de temps de commutation rapides. L'impédance de la ligne radiale n'étant pas constante, l'évaluation du temps de commutation n'est pas possible. Au final, seule la réalisation du prototype permettra de déterminer cette grandeur.

3- Circulation de l'huile

Pour les raisons exposées précédemment, il est nécessaire de mettre en place une circulation de l'huile au niveau de l'intervalle inter-électrodes de l'éclateur de sortie du prototype MOUNA. Le fonctionnement répétitif du prototype impose de dimensionner la pompe de circulation en conséquence.

Comme le montre la figure 104, l'éclateur de sortie du prototype est composé d'une électrode cylindrique (HT) et d'une électrode circulaire (GND).

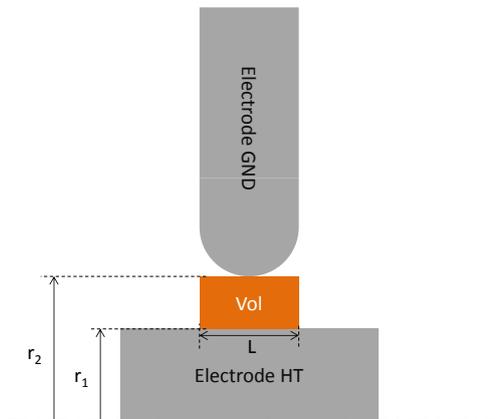


Figure 104 : Vue axisymétrique de l'éclateur de sortie du prototype avec mise en évidence du volume d'huile à évacuer entre chaque commutation

La commutation s'effectue dans le volume représenté en orange (anneau). Pour garantir qu'il n'y ait plus de particule de carbone ou de bulle dans cet intervalle, il faut donc évacuer au minimum l'ensemble de ce volume. Le cas le plus critique correspond à la distance inter-électrodes la plus importante (4mm envisagés). Le dimensionnement a donc été réalisé dans cette configuration. Le volume V à évacuer est calculé à partir de l'équation (13).

$$V = \pi L(r_2^2 - r_1^2) \quad (13)$$

Avec : V : volume à évacuer (m^3)

Pour $L=10\text{mm}$; $r_2=19\text{mm}$; $r_1=15\text{mm}$, le volume V est de 4,3mL.

Bien que le convertisseur limite la fréquence de répétition à 20Hz, les autres modules sont dimensionnés pour fonctionner à 100Hz, dans l'optique d'une utilisation avec des chargeurs externes. Le système de circulation est donc lui aussi dimensionné pour un fonctionnement à 100Hz. Pour cela, il faut évacuer le volume V en moins de 10ms. Le débit de la circulation doit donc être supérieur à 25,6L/min.

Pour dimensionner la puissance de la pompe de circulation et vérifier que le profil du champ de vitesse de l'huile dans l'intervalle inter-électrodes est homogène, il faut faire une analyse stationnaire. La structure complète dans laquelle doit circuler l'huile est

présentée figure 105. L'huile est représentée en orange, le port d'entrée par un trait vert et le port de sortie par un trait bleu.

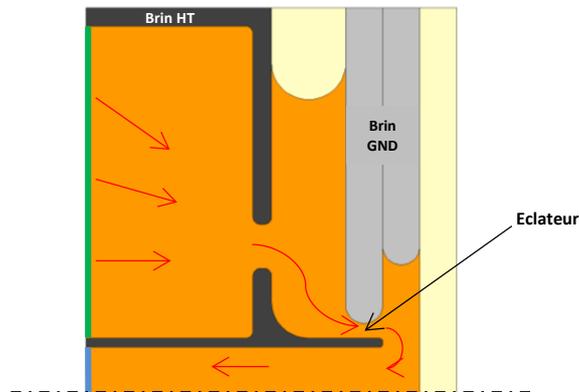


Figure 105 : Représentation 2D axisymétrique de la structure dans laquelle circule l'huile

En premier lieu, il faut définir quel est le type d'écoulement pour choisir le bon modèle de résolution. Pour cela, il faut calculer le nombre de Reynolds R_e en utilisant l'équation (14).

$$R_e = \frac{VL}{\nu} \quad (14)$$

Avec : V : vitesse du fluide (m/s)

L : longueur caractéristique (m)

ν : viscosité cinématique (m^2/s)

En fonction de la valeur du nombre de Reynolds, on distingue quatre régimes d'écoulements [68] :

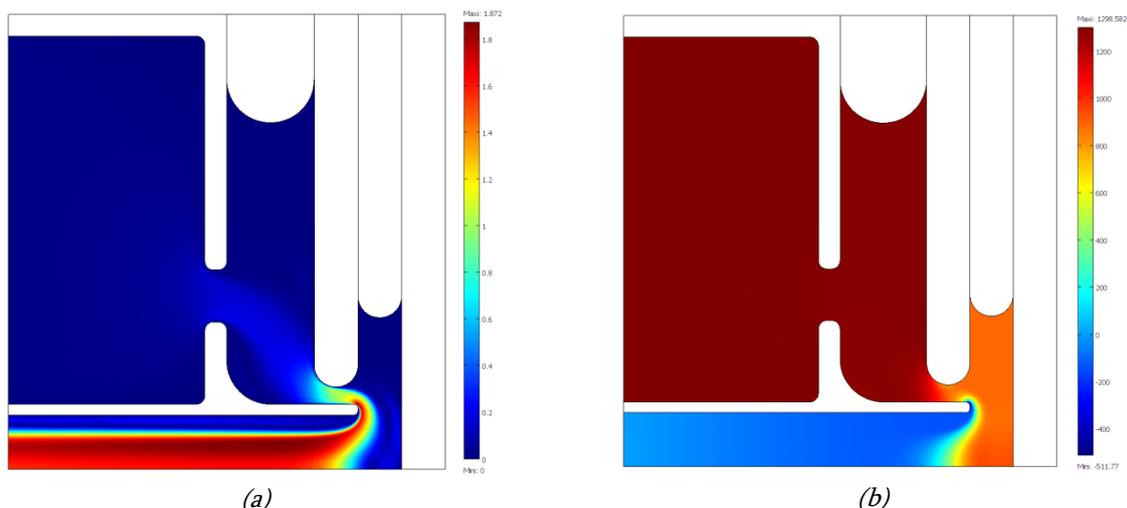
- Le régime de Stokes pour les très faibles valeurs de Reynolds ($R_e < 1$). Dans ce cas, les forces d'inertie liées aux vitesses sont négligeables : les forces visqueuses et les forces de pression s'équilibrent.
- Le régime laminaire pour les valeurs de Reynolds comprises entre 1 et 2300. Ici, les forces de viscosité sont prépondérantes. Les lignes de courants sont clairement identifiées.
- Le régime transitoire pour les valeurs de Reynolds comprises entre 2300 et 3000. Les forces d'inertie sont prépondérantes mais l'écoulement reste laminaire.

Cependant, il n'est plus réversible : si l'on stoppe les forces extérieures, le fluide continue parfaitement sur sa lancée.

- Le régime turbulent pour les valeurs de Reynolds supérieures à 3000. Les forces d'inertie sont si importantes que l'écoulement devient turbulent.

Compte tenu de la géométrie de la structure, c'est dans la conduite d'évacuation que le nombre de Reynolds est le plus élevé. Dans une conduite, la longueur caractéristique L est son diamètre. En appliquant la relation (14), le nombre de Reynolds dans la conduite d'évacuation vaut 1907. Cette valeur permet de conclure que l'écoulement est laminaire dans l'ensemble de la structure et la résolution doit donc se faire avec les équations de Navier-Stokes.

L'allure du champ de vitesse de l'huile, ainsi que la variation de pression entre la sortie et une position donnée sont présentées figure 106 pour un débit de 25,6L/min.



(a) (b)
Figure 106 : (a) Champ de vitesse (m/s), (b) Pression (Pa)

La différence de pression créée par la circulation de l'huile avec un débit de 25L/min est proche de 1300Pa. Pour maintenir ce débit, la pompe de circulation doit donc avoir une puissance hydraulique supérieure à 555mW. Cette faible puissance n'est donc pas un élément limitant au regard des pompes disponibles sur le marché.

Une donnée intéressante à contrôler avec cette simulation est le profil de vitesse au niveau de l'intervalle inter-électrodes (là où se crée l'arc électrique). Ce profil est présenté figure 107.

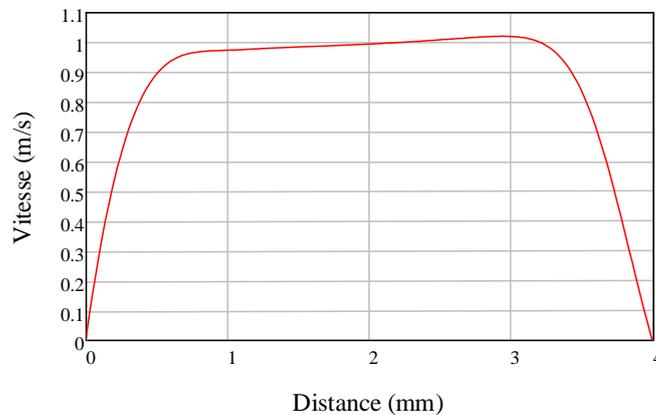


Figure 107 : Profil de vitesse dans l'intervalle inter-électrodes (le point de référence se situe au niveau de l'électrode HT)

Le profil de vitesse de l'huile est relativement homogène, ce qui est bien adapté pour évacuer les particules sur l'ensemble de l'intervalle. Malgré tout, la vitesse de circulation de l'huile chute au niveau des régions très proches des électrodes, mais ce phénomène est inévitable et il est impossible de s'en affranchir.

La pompe sélectionnée pour faire circuler l'huile est le modèle LMV-112 de la société ITT dont les principales caractéristiques sont présentées dans le tableau 11.

Alimentation	24V DC
Puissance électrique maximale	70W
Débit	32L/min
Dimensions	Ø38mm ; L=160mm

Tableau 11 : Caractéristiques de la pompe LMV-112

Dans le prototype MOUNA, cette pompe est alimentée par deux batteries au plomb de 12V/7Ah en série qui permettent un fonctionnement autonome continu pendant 2h30.

VI- Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons décrit l'ensemble des éléments qui « entourent » l'organe principal de MOUNA : le transformateur.

La batterie réalisée doit permettre de faire fonctionner le prototype de façon autonome, mais à une puissance dégradée en raison de la trop faible puissance qu'elle est capable de fournir.

Les performances du convertisseur développé permettent d'envisager un fonctionnement du prototype à une fréquence de répétition de 20Hz. Il est suffisamment compact pour être intégré dans le brin d'antenne dipôle contenant le générateur de puissance pulsée.

Le module de quatre éclateurs synchronisés permet de commuter les quatre condensateurs primaires avec une dispersion temporelle suffisante pour un fonctionnement correct du transformateur résonant.

Enfin, les essais expérimentaux réalisés sur la commutation dans l'huile montrent que le temps de fermeture d'un tel éclateur est compatible avec notre besoin. La détermination du champ de claquage de l'huile a permis de dimensionner la géométrie de l'éclateur de sortie dans le prototype ainsi que son système de circulation.

Chapitre 3

**Le transformateur résonant
impulsionnel :**

MOUNA lui doit tout !

I- Introduction du chapitre

Ce chapitre présente, dans une première partie, la conception et la réalisation d'une sonde de mesure haute tension initialement dédiée à la mesure des impulsions de sortie du transformateur mais aussi capable de réaliser une mesure dans un volume restreint. En effet, les impulsions générées par le transformateur, objet de la troisième partie de ce chapitre et cœur de la source MOUNA, ont une amplitude trop importante pour pouvoir être mesurée avec des sondes disponibles sur le marché dans le volume alloué. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la conception et la réalisation de la charge du transformateur, nécessaire durant la phase expérimentale de développement de ce dernier.

II- Conception et réalisation d'une sonde de mesure haute tension

Cette sonde doit être capable de mesurer les impulsions de tension générées par le transformateur, sans perturber son fonctionnement. Pour cela, elle doit répondre aux exigences suivantes :

- Sa bande passante doit être suffisamment large pour mesurer sans distorsion les impulsions en sortie du transformateur. Le temps de montée du transformateur étant voisin de 250ns, il est donc nécessaire que la fréquence de coupure haute soit supérieure à 15MHz.
- Son rapport de division doit être suffisamment important pour effectuer les mesures sur un oscilloscope sans le détériorer. La tension crête à crête des impulsions à mesurer pouvant atteindre 1MV, le rapport de division doit être au minimum de 1/10 000, soit -80dB.
- Elle doit être associée à un condensateur spécifique de sorte que la capacité équivalente de ces deux éléments associés en parallèle (condensateur et sonde) soit égale à la capacité de la ligne de sortie à diélectrique liquide. De cette manière, le

transformateur fonctionnera dans des conditions identiques à celles du prototype final.

- Ses dimensions doivent être compatibles avec le volume disponible dans le dispositif expérimental d'évaluation des performances du transformateur. Elle doit donc être capable de fonctionner correctement dans un volume de 20cm×20cm×25cm (l×L×h), soit un volume de 10 litres.
- Sa tenue en tension doit être supérieure à 600kV sans induire de claquages inopportuns.
- Son environnement étant de l'huile minérale, elle doit résister aux agressions chimiques.

1- Principe du diviseur capacitif

Cette sonde est conçue sur le principe d'un diviseur capacitif dont le schéma électrique équivalent est présenté figure 108. Pour plus de précisions sur le fonctionnement de ce type de diviseur, le lecteur pourra se reporter à la thèse de Baptiste Cadilhon [27].

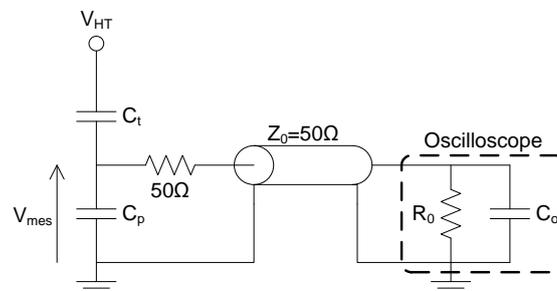


Figure 108 : Schéma électrique d'un diviseur capacitif

Tant que la bande passante de l'oscilloscope est compatible avec la mesure à effectuer, le rapport de division de ce type de sonde, dans sa bande passante, est égal à :

$$\frac{V_{HT}}{V_{mes}} = \frac{C_t + C_p}{C_t} \quad (15)$$

Pour que le diviseur ait un rapport de division conséquent, la valeur de la capacité de pied C_p doit donc être grande par rapport à celle de la capacité de tête C_t . La capacité interne de l'oscilloscope (C_0) est donc négligeable devant C_p . Ce type de diviseur capacitif

se comporte comme un filtre passe-bande du premier ordre [27] dont la fréquence de coupure basse est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_o (C_t + C_p)} \quad (16)$$

Avec l'approximation $C_t \ll C_p$, on obtient :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_o C_p} \quad (17)$$

On comprend aisément que l'obtention d'une fréquence de coupure basse faible nécessite une entrée d'oscilloscope en haute impédance ($R_o=1M\Omega$) [27]. Enfin, la résistance de 50Ω d'adaptation à l'entrée du câble coaxial permet d'absorber les signaux réfléchis par l'oscilloscope.

Pour les fréquences élevées, si l'on ne tient pas compte des éléments parasites (inductances de connexion et capacités entre conducteurs métalliques) et des longueurs de câble, la bande passante du diviseur capacitif est théoriquement infinie du côté des fréquences hautes. Pour prévoir la fréquence de coupure haute théorique de ce type de diviseur, il est courant de passer par une simulation électrostatique associée à une simulation de type circuit. D'une manière générale, plus les dimensions seront réduites, plus la fréquence de coupure haute sera élevée mais plus faible sera la tenue en tension.

2- Conception de la sonde

Comme présenté précédemment, la sonde doit répondre à un certain nombre d'exigences. La principale difficulté à surmonter est de satisfaire aux exigences de volume, de niveau de tension et de bande passante qui ne sont généralement pas compatibles. En effet, le faible volume disponible pour réaliser la mesure est pénalisant pour la tenue en tension, mais également sur la précision de la sonde qui peut être influencée par les éléments à proximité. Il est donc nécessaire de trouver une solution innovante [69] pour espérer satisfaire l'ensemble de ces exigences.

2.1- Partie haute tension

Le condensateur de tête de la sonde est réalisé à partir d'un empilement de disques métalliques séparés par des cales en PVC et maintenus avec une tige filetée en nylon. L'ensemble est ensuite immergé dans de l'huile minérale de permittivité relative 2,25 (Mobilect 39, identique à celle du transformateur). La sonde devant être compacte, nous n'avons pas intégré d'anneau de répartition du champ électrique le long de la structure. Cette géométrie particulière imaginée en premier lieu par R. Adler, de la société North Star High Voltage [70], permet de répartir le champ électrique dans le condensateur de tête. Pour concevoir et réaliser cette sonde, notre laboratoire a travaillé en collaboration avec R. Adler d'une part et avec le Professeur B. Novac de l'Université anglaise de Loughborough d'autre part. Les résultats obtenus ont donné lieu à une publication [69] et à deux conférences internationales [71], [72].

On peut également ajouter que le dimensionnement des valeurs de C_p et de C_t doit faire l'objet d'un compromis. En effet, comme déjà évoqué :

- pour obtenir un rapport de division suffisamment important, la valeur de la capacité du condensateur de pied C_p doit être élevée,
- pour limiter l'influence de l'environnement de la sonde (objets métalliques positionnés à proximité, source dont il faut mesurer les impulsions générées,...) sur ses caractéristiques, la valeur de la capacité du condensateur de tête C_t doit être grande devant les capacités parasites sonde-objets.

Prenant en compte ces deux exigences, la valeur du condensateur de tête est fixée à une valeur proche de 2pF. Ce condensateur est conçu en conséquence.

2.2- Partie basse tension

Le condensateur de pied C_p est réalisé à partir de condensateurs céramique 1nF/200V CMS de type NPO faiblement inductifs (inductance parasite inférieure à 1nH). Ils font partie des condensateurs céramique les plus stables commercialisés, avec une variation de capacité inférieure à $\pm 0,3\%$ entre -55°C et 125°C et une variation négligeable

de la valeur capacitive en fonction de la fréquence jusqu'à 10MHz. Le nombre de condensateurs (montés en parallèle) peut être ajusté pour obtenir le rapport de division souhaité. Lors de cette réalisation, nous avons associé 20 condensateurs de ce type en parallèle ce qui confère à la capacité de pied une valeur de 20nF. Ces condensateurs sont soudés en anneau sur un circuit imprimé pour limiter l'inductance globale. La résistance 50 Ω est soudée au plus près du connecteur de sortie BNC encore une fois pour limiter l'inductance parasite. L'oscilloscope de mesure est connecté à la sonde par un câble 50 Ω coaxial RG-58. Un blindage supplémentaire est ajouté sur ce câble afin d'éviter la circulation de courants sur la tresse qui pourraient induire des perturbations sur la mesure.

Une photographie de la réalisation du condensateur de pied est présentée figure 109.



Figure 109 : Photographie du condensateur de pied

2.3- Etude théorique de la sonde

L'association des parties haute tension et basse tension consiste en une mise en série et permet de réaliser la sonde. La figure 110 présente une vue en coupe et une photographie de la réalisation de la sonde nommée « Half MV probe ».

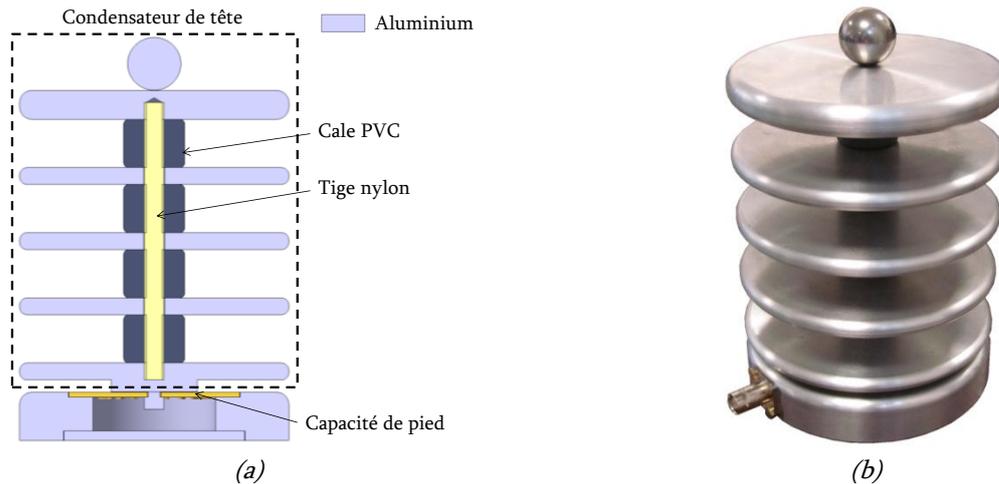


Figure 110 : (a) Vue en coupe de la sonde, (b) Photographie de la sonde

Son diamètre de 11cm et sa hauteur de 16,5cm (volume de 1,5 litre) sont parfaitement compatibles avec les contraintes de volume fixées par nos essais expérimentaux. Afin de minimiser les renforcements de champ localisés dans la partie supérieure de la sonde, la connexion au circuit est réalisée sous une sphère de 22mm de diamètre (figure 110).

Pour déterminer la tenue en tension de la sonde par simulation, il est nécessaire de connaître la répartition du champ électrique dans la structure. Dans la majorité des cas, une simple simulation électrostatique est suffisante. Ce n'est pas le cas pour cette sonde car le potentiel des disques intermédiaires n'est pas le même en statique et en dynamique du fait des diverses valeurs capacitives. Pour connaître la répartition des potentiels, il faut déterminer l'ensemble des capacités parasites de la structure, puis simuler le circuit électriquement sous LTspice afin de déterminer le potentiel de chaque disque. Enfin, une nouvelle simulation électrostatique avec les potentiels calculés sur LTspice permet de connaître la répartition du champ électrique au moment de l'application de l'impulsion haute tension sur la sonde.

Le diagramme figure 111 résume la procédure utilisée pour déterminer la répartition du champ électrique dans la sonde.

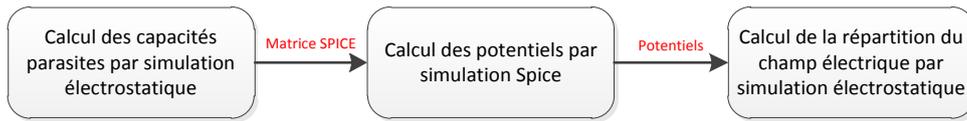


Figure 111 : Procédure de calcul de la répartition du champ électrique dans la sonde

Le calcul des capacités parasites de la structure permet également de déterminer précisément la valeur de la capacité équivalente de tête C_t , valeur indispensable pour connaître avec précision le rapport de division théorique de la sonde.

2.3.1- Calcul des capacités parasites

Pour calculer la valeur de chacune des capacités parasites, le logiciel de simulation électrostatique Ansys Maxwell SV est utilisé. Il permet de calculer la matrice SPICE [73] de la structure. Cette matrice représente les valeurs des capacités parasites entre les N différents éléments de la structure simulée ainsi que les valeurs des capacités parasites entre chaque élément et la masse (figure 112). Les termes diagonaux de la matrice (C_{ii} avec $i \in 1, \dots, N$) représentent les valeurs des capacités parasites entre l'élément i et la masse et les termes non diagonaux ($C_{ij}=C_{ji}$ avec $i \neq j$ et $i, j \in 1, \dots, N$) représentent les valeurs des capacités parasites entre l'élément i et l'élément j . La dimension de la matrice est donc $N \times N$ avec N le nombre d'éléments de la structure simulée.

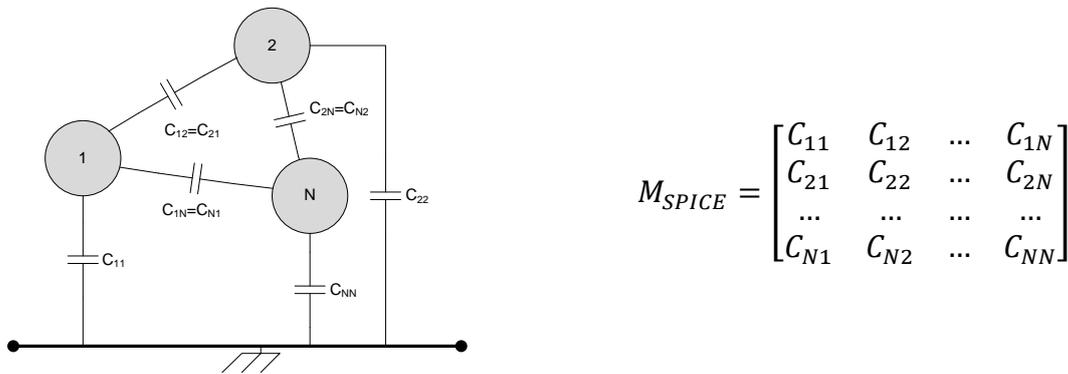


Figure 112 : Définition de la matrice SPICE

La symétrie cylindrique de la sonde permet de réaliser une analyse électrostatique 2D axisymétrique (figure 113(a)). La modélisation de la sonde ainsi que la matrice SPICE calculée sont présentées figure 113.

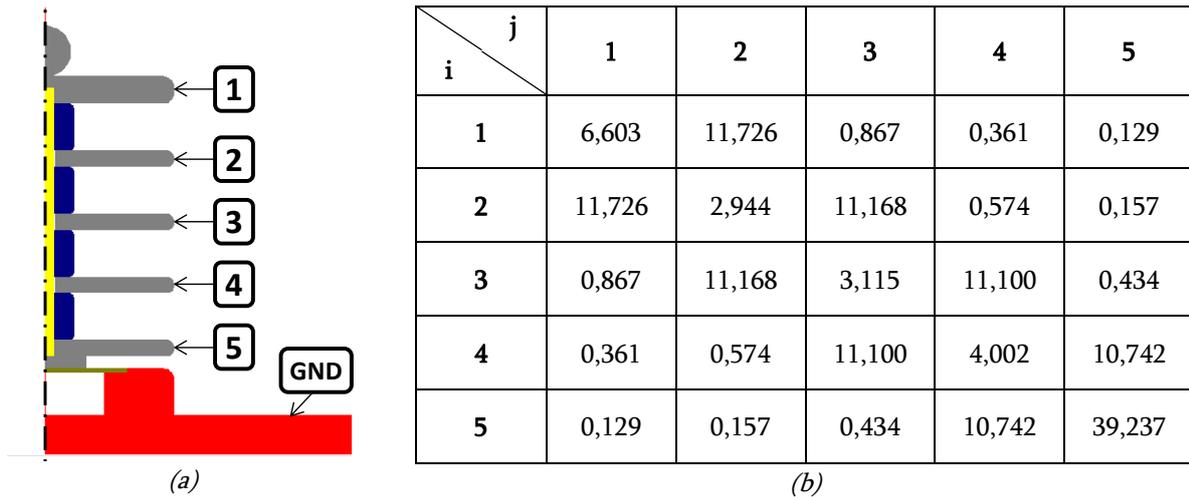


Figure 113 : (a) Sonde modélisée sous Maxwell SV, (b) Matrice SPICE de la sonde (valeurs en pF)

On peut remarquer que la capacité entre deux disques en regard est voisine de 11pF.

2.3.2- Simulation électrique

La simulation électrique de la sonde est réalisée avec le logiciel LTspice en utilisant les données de la figure 113(b). Les potentiels sur chaque disque sont ainsi obtenus en appliquant sur la sonde une impulsion d'amplitude 1V aux caractéristiques temporelles similaires aux impulsions à mesurer. Les figures 114 et 115 présentent le schéma de la simulation ainsi que la répartition des potentiels sur chaque disque.

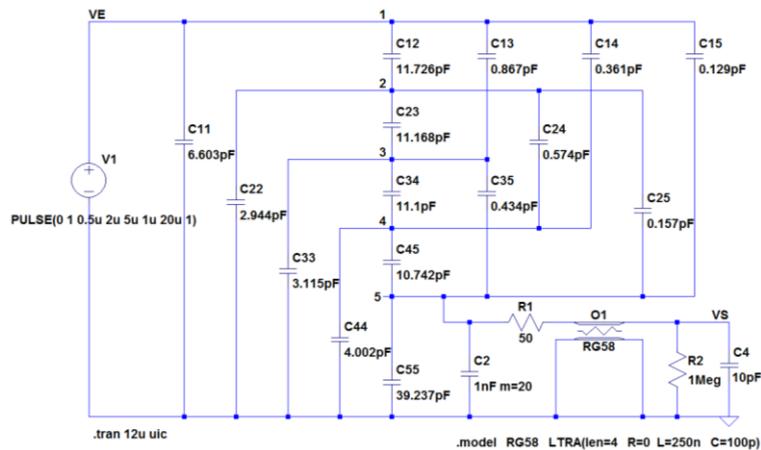


Figure 114 : Schéma de la simulation électrique de la répartition des potentiels dans la sonde

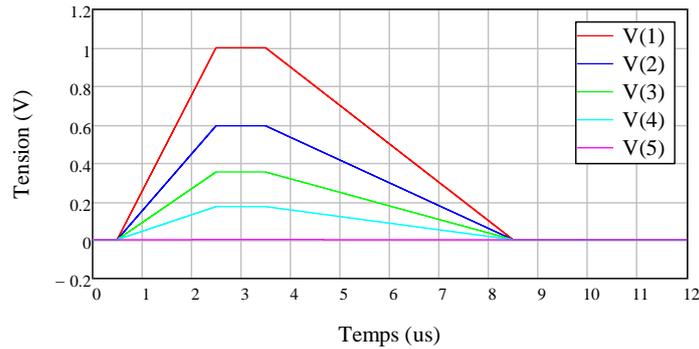


Figure 115 : Résultats de la simulation électrique de la répartition des potentiels dans la sonde

Pour une impulsion d'amplitude 1V, la tension sur chaque disque est : 1V, 593mV, 352mV, 172mV et 0,108μV. La tension entre les disques n'est donc pas identique :

- $V(1-2)=407\text{mV}$
- $V(2-3)=241\text{mV}$
- $V(3-4)=180\text{mV}$
- $V(4-5)=172\text{mV}$

Ceci est la conséquence de la présence des capacités parasites. L'analyse réalisée est donc bien nécessaire pour connaître la répartition du champ électrique dans la sonde.

2.3.3- Détermination de la tension maximale mesurable

Pour déterminer la tension maximale mesurable, une nouvelle simulation électrostatique est réalisée en utilisant les potentiels calculés dans le paragraphe II-2.3.2-. La répartition spatiale du champ électrique au niveau de la sonde lors de l'application d'un potentiel de 1V est présentée figure 116.

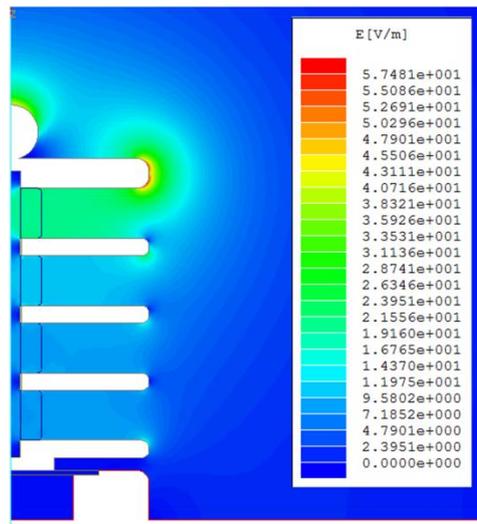


Figure 116 : Répartition spatiale du champ électrique au niveau de la sonde pour 1V appliqué

Conformément aux attentes :

- le champ électrique est plus élevé entre les disques les plus hauts,
- la zone où le champ électrique est maximal (zone la plus critique) est le contour du disque supérieur.

A partir de ces données, la tension maximale raisonnablement admissible par la sonde peut être calculée en utilisant une formule empirique. Cette formule (18), mise en œuvre par Charlie Martin [74] dans les années 50, permet de déterminer approximativement le champ critique d'une huile diélectrique pour une contrainte haute tension transitoire.

$$E_{b50} = 0,48 t^{\frac{1}{3}} A^{0,067} \quad (18)$$

Avec E_{b50} : champ électrique avec probabilité de claquage de 50% (MV/cm)

t : largeur d'impulsion à 60% (μ s)

A : surface équivalente de la zone où le champ est maximal (cm^2)

Pour notre sonde, la surface où le champ électrique est maximal est $A=43\text{cm}^2$, cela représente la surface de la tranche du disque 1. De plus, dans le cadre de notre application, la largeur (à 60%) de l'impulsion à mesurer est proche de $0,5\mu\text{s}$. Le champ critique pour lequel la probabilité de claquage est de 50% est donc $E_{b50}=470\text{kV/cm}$. Pour 1V appliqué sur

la sonde, le champ électrique généré sur la surface équivalente de 43cm² est proche de 50V/m. En définitive, la probabilité de claquage est de 50% pour une tension de 940kV.

La mesure de ce niveau de tension n'est pas envisageable, en raison de la probabilité de claquage bien trop importante. Cela ne nous permet pas de définir une plage de « sûreté » d'utilisation de la sonde. Il faut donc préciser cela. A partir des données précédentes, il est possible de calculer la probabilité de claquage de l'huile de transformateur [75] à partir de la formule (3) :

$$P = \frac{1}{2} \left(\frac{E_{max}}{E_{b50}} \right)^{\frac{1}{0,067}} \quad (19)$$

Avec P : probabilité (%)

E_{b50} : champ électrique avec probabilité de claquage de 50% (MV/cm)

E_{max} : champ électrique maximum (MV/cm)

La probabilité de claquage de la sonde en fonction de la tension à mesurer est présentée figure 117.

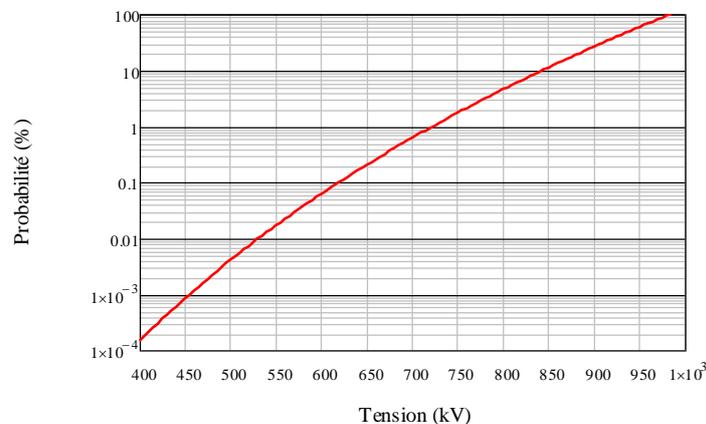


Figure 117 : Probabilité de claquage de la sonde en fonction de la tension à mesurer

On peut estimer que la sonde est « sûre » lorsque la probabilité de claquage est inférieure à 0,1%. En conséquence, la sonde doit pouvoir permettre de mesurer des impulsions d'amplitude 620kV avec une faible probabilité de claquage. Nos essais ne dépasseront jamais ce seuil.

2.3.4- Influence des objets à proximité

En pratique, la sonde est placée dans une cuve métallique remplie d'huile avec différents équipements électriques métalliques à proximité. Leur présence peut perturber la répartition du champ électrique interne de la sonde et, par conséquent, modifier son rapport de division. Il est donc important d'évaluer en simulation l'influence de tels objets, pour déterminer in fine la distance à laquelle on peut considérer que la sonde n'est plus perturbée.

Pour cela, on effectue les mêmes étapes de calculs que dans les paragraphes II-2.3.1- et II-2.3.2- en plaçant un cylindre connecté à la masse autour de la sonde (figure 118(a)). Le nouveau rapport de division est ainsi calculé pour différentes distances entre le cylindre et la sonde. L'erreur due à la présence de ce cylindre métallique sur le rapport de division de la sonde est présentée en fonction de la distance 'd' entre la sonde et le cylindre (figure 118(b)).

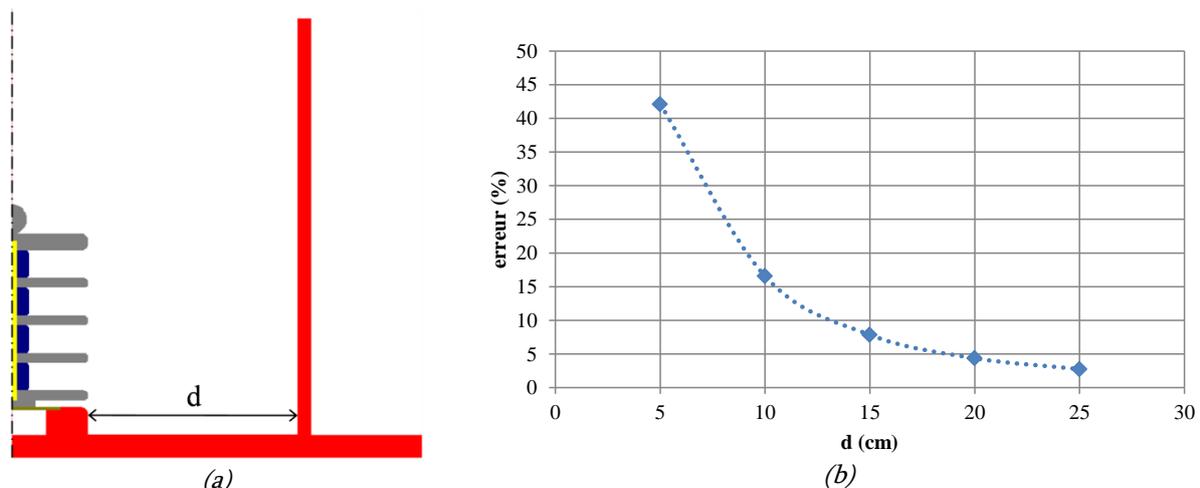


Figure 118 : Influence d'un cylindre métallique connecté à la masse sur le rapport de division de la sonde :

(a) Schéma indiquant la distance 'd' entre la sonde et le cylindre

(b) Estimation de l'erreur introduite par le cylindre sur le rapport de division de la sonde

Les résultats de ces simulations montrent que la sonde est relativement sensible à la proximité du cylindre. Par exemple, pour une distance entre le cylindre et la sonde de 20cm, le rapport de division est modifié de 4,4%. Dans le domaine de la mesure des très hautes tensions transitoires, cette erreur reste acceptable. En effet, les sondes commercialisées pour mesurer de tels niveaux de tension sont bien plus volumineuses et sont généralement spécifiées avec une précision comprise entre 3% et 10% [70], [76]. Il

faut également noter que, dans les conditions simulées, les capacités parasites sont maximales en raison de la présence du cylindre sur tout le pourtour de la sonde. Dans nos conditions expérimentales, ces capacités parasites sont minimisées. L'erreur de mesure le sera donc également. On considèrera qu'au-dessus de 20cm entre la sonde et les éléments externes, les mesures données par la sonde seront fiables.

2.3.5- Calcul de la capacité équivalente

La capacité équivalente de la sonde est aussi un paramètre important à prendre en compte. En effet, il ne faut pas que son insertion dans le circuit dans lequel elle est utilisée entraîne une modification du fonctionnement de ce dernier. Pour déterminer cette capacité, il faut réaliser une simulation LTspice du comportement de la sonde en insérant entre la source de tension harmonique et le schéma équivalent de la sonde (figure 115(a)) une bobine d'inductance L . A partir de la fréquence de résonance du circuit, la capacité équivalente du circuit et, de fait, de la sonde peut être déterminée.

Pour une inductance $L=10\mu\text{H}$, la fréquence de résonance du circuit est $f_r=14,3\text{MHz}$. La capacité équivalente de la sonde vaut donc :

$$C_{eq} = \frac{1}{L(2\pi F_r)^2} = 12,4\text{pF} \quad (20)$$

Cette valeur est suffisamment faible pour permettre une utilisation de la sonde dans la plupart des applications hautes tensions transitoires.

2.4- Analyse fréquentielle

La réponse fréquentielle de la sonde ne peut pas être obtenue à l'aide d'analyseurs de réseaux à cause de leur impédance (50 ou 75Ω) qui n'est pas adaptée à l'impédance d'utilisation de la sonde. C'est pourquoi nous avons utilisé une méthode alternative assez simple à mettre en œuvre (à condition de disposer des outils expérimentaux adéquats). Cette méthode nécessite un générateur d'impulsion rapide et une sonde commerciale étalonnée ayant une bande passante au moins cinq fois supérieure à la bande passante de la sonde haute tension à caractériser. Les deux sondes (sondes de référence et sonde à caractériser) sont ensuite montées en parallèle et les réponses à une impulsion rapide sont

enregistrées. La réponse fréquentielle de la sonde haute tension est obtenue en comparant les transformées de Fourier de l'impulsion de référence (mesurée avec la sonde commerciale) et de l'impulsion mesurée avec la sonde haute tension.

2.4.1- Générateur d'impulsion rapide

Pour visualiser correctement un signal mesuré avec la sonde à l'oscilloscope, il faut que son amplitude soit suffisamment importante (au moins quelques mV). En utilisant un générateur d'impulsion standard (5V), l'amplitude de l'impulsion mesurée avec la sonde ne serait que de $500\mu\text{V}$. Il est donc nécessaire d'utiliser un générateur d'impulsion de quelques kilovolts d'amplitude. Le schéma électrique de ce générateur est présenté figure 119.

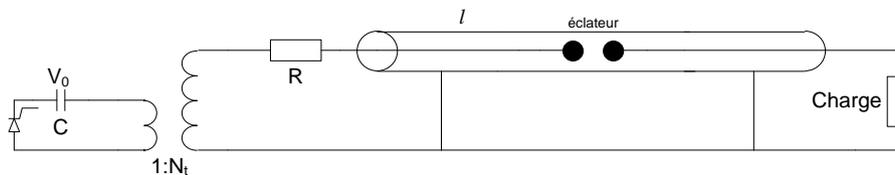


Figure 119 : Schéma électrique du générateur d'impulsion

Ce générateur est composé d'un transformateur d'impulsion et d'une ligne de mise en forme avec un éclateur à deux électrodes dans l'air à pression atmosphérique. Un condensateur C de 470nF chargé à 300V commuté par un thyristor se décharge dans le circuit primaire du transformateur. L'impulsion générée charge la ligne de mise en forme d'impédance 50Ω . Cette dernière a une longueur l de 55cm . Lors de la commutation de l'éclateur, une impulsion rapide est ainsi délivrée à la charge. La géométrie coaxiale de la structure nécessite une transition coaxiale/bi-plaque pour appliquer l'impulsion sur la sonde.

2.4.2- Dispositif expérimental et résultats

La sonde de référence utilisée pour la calibration de la sonde haute tension possède une bande passante de 250MHz et peut mesurer des impulsions de 4kV d'amplitude (sonde Agilent 10076B).

Une photographie du dispositif expérimental est présentée figure 120.

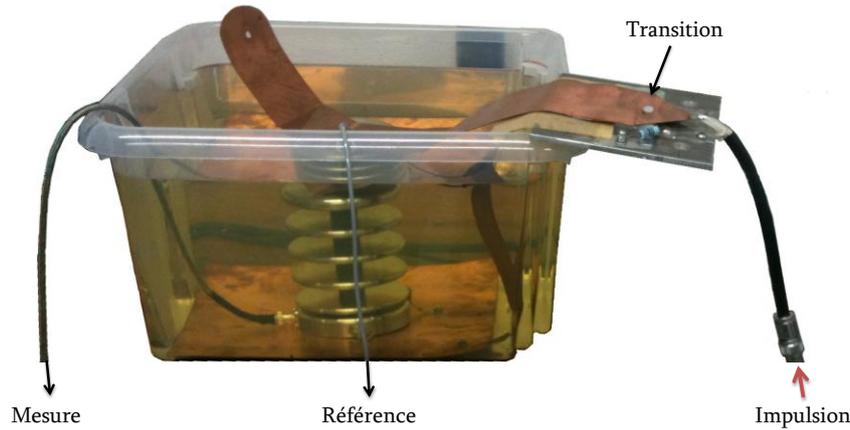


Figure 120 : Photographie du dispositif expérimental de mesure de la réponse fréquentielle

L'allure des signaux obtenus est présentée figure 121.

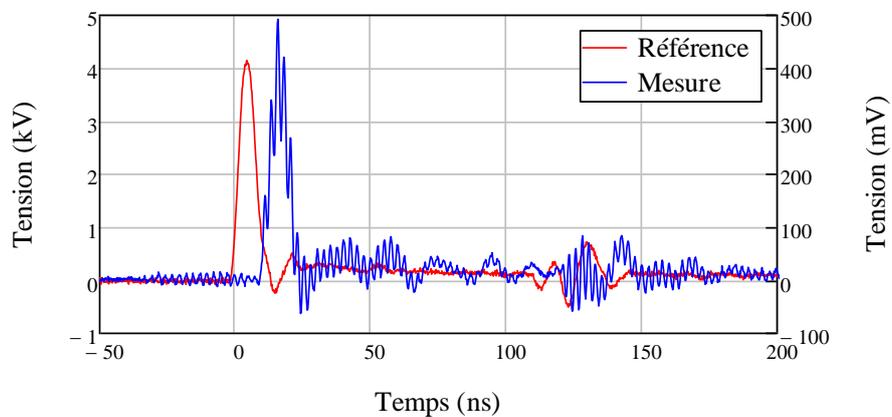


Figure 121 : Allure des signaux enregistrés pour la calibration de la sonde

L'impulsion de référence a une amplitude voisine de 4kV et une largeur à mi-hauteur de 7ns. Son contenu spectral est riche (supérieur à -20dB) jusqu'à 85MHz. Le décalage temporel de 10ns entre les deux impulsions est lié à la différence de longueur de câble des deux sondes (2m). Sur l'impulsion mesurée par la sonde haute tension, il apparaît une résonance de période 2ns excitée par le temps de montée rapide de l'impulsion. La réponse en fréquence, calculée par le rapport des transformées de Fourier de l'impulsion de référence et de l'impulsion mesurées, est présentée figure 122(b). Sur cette figure, le résultat expérimental est comparé au résultat issu d'une simulation LTspice prenant en compte la totalité des éléments parasites énoncés précédemment. La représentation schématique du modèle SPICE de la sonde haute tension est présentée en figure 122(a).

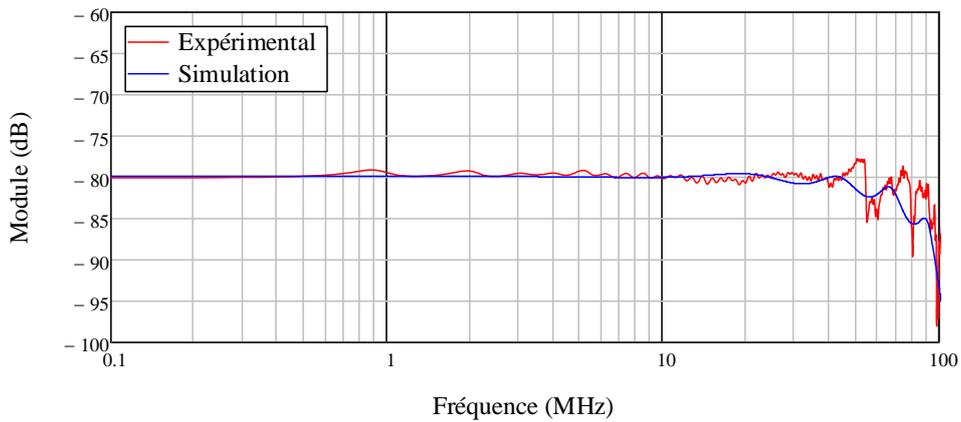
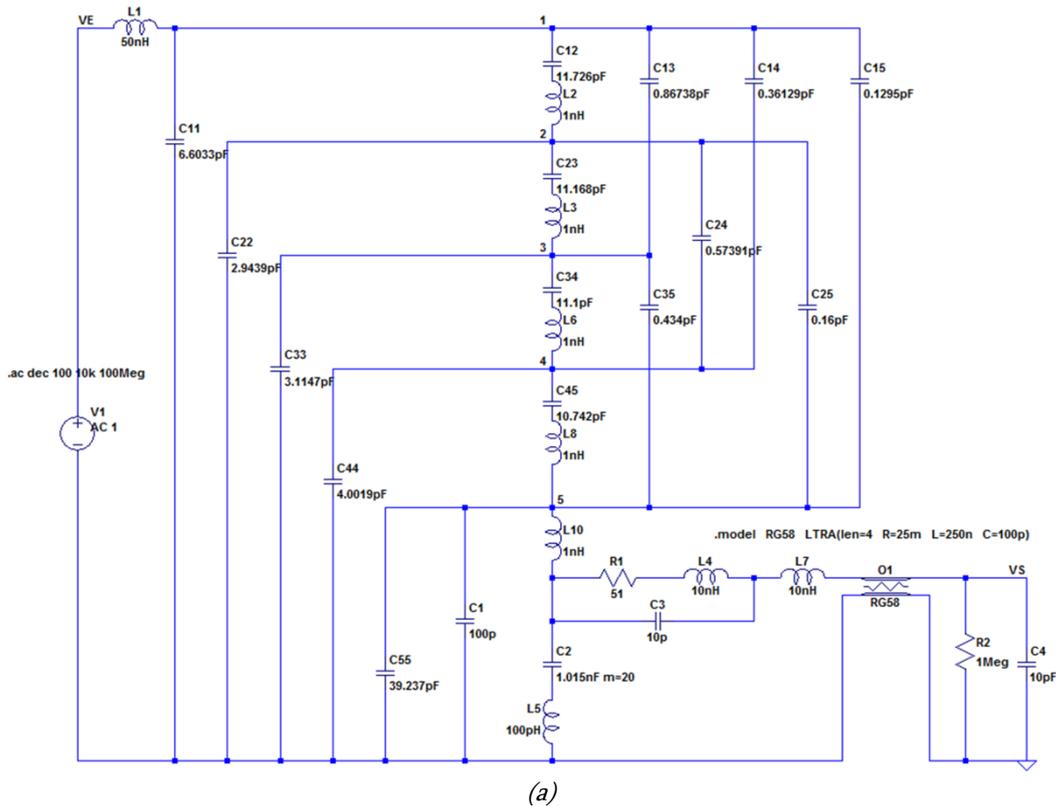


Figure 122 : (a) Modèle SPICE de la sonde, (b) Réponse fréquentielle expérimentale et simulée de la sonde

La fréquence de coupure haute à -3dB de la sonde est de 55MHz. La fréquence basse n'a pas été déterminée expérimentalement, mais peut être calculée simplement, car elle correspond à la décharge de la capacité de pied à travers la résistance 50Ω en série avec la résistance interne de l'oscilloscope (1MΩ). Elle est donc proche de 8Hz (valeur confirmée en simulation).

Pour obtenir ce résultat, un paramètre important concerne le blindage de la partie basse tension de la sonde. En effet, une étude préliminaire de la sonde, réalisée à l'aide

d'un analyseur de réseau, mettait en évidence des résonances inappropriées liées à un mauvais blindage. Comme le montre la figure 123, l'absence de blindage, ainsi que la qualité de ce dernier influent fortement sur la bande passante. Sans blindage (a), la bande passante est de 25MHz. Un blindage simple (b) de la partie basse tension permet de totalement supprimer la résonance à 35MHz et d'étendre, ainsi, la bande passante de 25MHz à 52MHz. Enfin, en améliorant la qualité des contacts électriques avec le blindage (c), la bande passante atteint la valeur maximale de 55MHz.

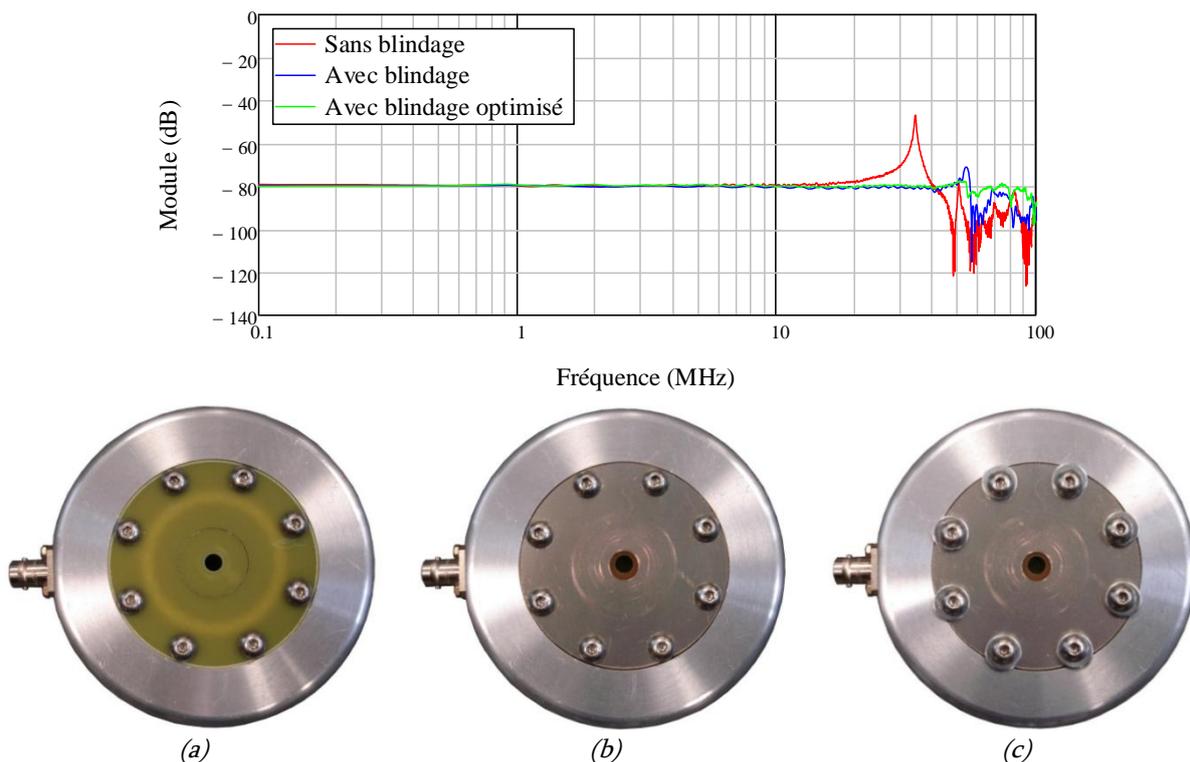


Figure 123 : Influence du blindage de la partie basse tension sur la réponse fréquentielle de la sonde
(a) Sans blindage, (b) Avec blindage, (c) Avec blindage optimisé

3- Bilan

Une sonde haute tension, nommée « Half MV probe » a été conçue, simulée et réalisée. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Tension maximale : 620kV
- Bande passante à -3dB : 8Hz-55MHz
- Volume : 1,5 litre
- Erreur : <4%
- Capacité équivalente : 12,4pF

L'ensemble des mesures de la tension en sortie du transformateur résonant impulsionnel, présenté dans le paragraphe IV-4- de ce chapitre, a été réalisé avec cette sonde. Celle-ci sera associée à une charge capacitive pour faciliter le développement expérimental du transformateur avant son intégration dans le prototype. Le paragraphe suivant décrit la conception et la réalisation de cette charge.

III- Conception et réalisation d'une charge pour modélisation expérimentale du fonctionnement du transformateur

Au niveau du prototype MOUNA, la charge vue par le transformateur correspond à la capacité équivalente de l'antenne dipôle. Le dimensionnement présenté dans le chapitre 1 garantit un fonctionnement optimal pour une charge de 80pF de valeur capacitive. Pour tester le transformateur dans des conditions similaires à celles du prototype, il faut donc modéliser expérimentalement cette charge capacitive de 80pF pour pouvoir réaliser un développement expérimental du transformateur jusqu'à 600kV.

Actuellement, les condensateurs commercialisés ne sont pas compatibles avec les caractéristiques « niveau de tension/volume disponible » relatifs à notre application. Il a donc fallu concevoir cette charge spécifique. Ce condensateur a été développé parallèlement à la conception de la sonde de mesure. Initialement, les objectifs fixés visaient à obtenir des valeurs capacitives pour le condensateur et la sonde respectivement proche 77pF et 3pF. Au final, il s'avère que la valeur de la capacité équivalente présentée par la sonde est bien supérieure (12,4pF). Cet écart est pris en compte dans l'ensemble des simulations réalisées sous LTspice et présentées dans les paragraphes IV-3- et IV-5- de ce chapitre.

1- Géométrie de la charge capacitive

La valeur capacitive du condensateur à réaliser est relativement importante et le volume disponible est limité. La solution la plus simple consisterait à réaliser un

condensateur plan-plan avec un diélectrique possédant une forte permittivité relative et une bonne rigidité diélectrique. Avec une permittivité relative de 80 et une excellente rigidité diélectrique, l'eau semble la candidate idéale. En utilisant deux disques de diamètre 6,5cm séparés par 3cm d'eau, la capacité équivalente de la structure est proche de 80pF et le champ entre les deux disques est inférieur au champ de claquage de l'eau pour des impulsions de 500ns de largeur [77]. Cependant, du fait de la conductivité non négligeable de l'eau, la charge ne serait pas purement capacitive. En utilisant de l'eau de conduite (200 μ S/cm) ou de l'eau déminéralisée (20 μ S/cm), la résistance intrinsèque serait respectivement proche de 450 Ω ou de 4,5k Ω . Le courant consommé par cette résistance serait bien trop important et modifierait le fonctionnement du transformateur. Cette solution n'est donc pas envisageable.

Ne disposant pas de diélectrique correspondant à nos exigences, la géométrie du condensateur a donc fait l'objet d'une étude particulière. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, la solution retenue consiste à utiliser le même diélectrique que le transformateur et la sonde précédemment décrite (à savoir de l'huile minérale). Le condensateur est réalisé en superposant cinq condensateurs plan-plan et en les assemblant en parallèle. Une vue de l'architecture du condensateur est présentée figure 124.

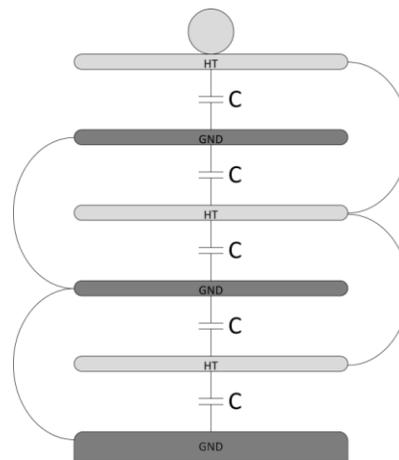


Figure 124 : Architecture du condensateur

La capacité équivalente théorique de la structure est donc égale à 5 fois la valeur de C.

2- Dimensionnement de la charge capacitive

La capacité équivalente théorique de cette structure peut être calculée simplement à partir de la formule suivante :

$$C_{eq} = 5C = 5 \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \pi d^2}{4e} \quad (21)$$

Avec d : diamètre des disques (m)

e : épaisseur de diélectrique entre les disques (m)

ϵ_0 : permittivité du vide (F/m)

ϵ_r : permittivité relative du matériau diélectrique

Toutefois, cette formule n'est valable que lorsque le diamètre des disques est très grand devant l'épaisseur de diélectrique. Dans le cas contraire, les renforcements de champ créés au niveau des arêtes modifient la capacité équivalente. De plus, des pièces de PVC sont insérées entre les disques pour assurer le maintien mécanique de l'ensemble. Leur présence modifie également la valeur de la capacité équivalente. Pour prendre en compte ces effets, une simulation électrostatique est indispensable. Son but est de déterminer la valeur de la capacité équivalente de la structure. Cette simulation 2D axisymétrique est réalisée à l'aide du logiciel COMSOL Multiphysics. La distance entre les disques est fixée à 2cm et le diamètre est ajusté pour obtenir la valeur capacitive souhaitée.

La capacité équivalente de la structure est calculée à partir de l'énergie volumique de la structure.

$$C_{eq} = \frac{2E}{V^2} \quad (22)$$

Avec E : énergie (J)

V : tension appliquée (V)

En faisant varier le diamètre des disques en simulation, on trouve que pour obtenir une capacité équivalente voisine de 80pF, il faut que le diamètre des disques soit égal à 12cm. La répartition spatiale du champ électrique du condensateur est présentée figure 58.

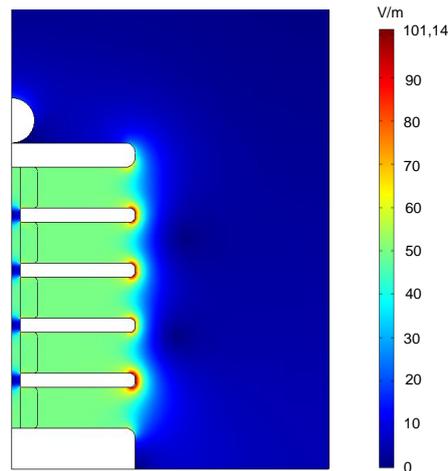


Figure 125 : Simulation électrostatique du condensateur (pour une tension de 1V)

Pour une tension appliquée de 1V, le champ électrique entre les disques est de 50V/m et le renforcement de champ le plus important se situe au niveau de la tranche du disque inférieur (85V/m). De la même manière que dans le paragraphe II-2.3.3- de ce chapitre, la tenue en tension du condensateur peut être évaluée en utilisant les formules empiriques (18) et (19)(3). Dans ce cas, il apparaît que le condensateur est susceptible de supporter une tension proche de 600kV mais avec une probabilité de claquage un peu plus importante que la sonde. Comme le volume disponible est restreint et que peu d'essais expérimentaux devraient être réalisés à ce niveau de tension, une augmentation de ces dimensions n'est pas envisageable. On peut aussi ajouter qu'un claquage au niveau de cet élément n'entraînerait aucune dégradation matérielle. Enfin, la probabilité de claquage est faible pour une tension inférieure à 500kV. En définitive, c'est donc cette version qui a été réalisée et qui servira durant la phase expérimentale de développement du transformateur en espérant pouvoir faire une mesure au niveau de tension maximal souhaité.

3- Bilan

Une photographie de la réalisation du condensateur est présentée figure 126.



Figure 126 : Photographie de la réalisation du condensateur

Une mesure réalisée avec un RLC mètre à 2kHz [78] a montré que le condensateur réalisé a une valeur de 77pF. Cette mesure valide le dimensionnement réalisé en simulation sur COMSOL Multiphysics. Sans tenir compte des câbles de connexion des plateaux, ce condensateur occupe un volume de 1,8 litre. Le condensateur a ensuite été utilisé comme charge du transformateur pour son développement expérimental. Ce condensateur a donné pleine satisfaction pour des impulsions de tension dont l'amplitude était inférieure à 600kV. Pour une tension appliquée de 600kV, un claquage s'est produit à travers une pièce de PVC. Pour améliorer la tenue en tension du condensateur, il faudrait réaliser ces pièces dans un matériau avec une meilleure rigidité diélectrique comme du polyéthylène ou du polypropylène [79] ou alors augmenter la distance inter-plan. Toutefois, cette modification impliquerait également d'augmenter le diamètre des disques et nécessiterait donc une nouvelle étude complète.

IV- Transformateur résonant impulsif

Le transformateur résonant impulsif est l'organe principal de notre source. L'utilisation de cette technologie innovante d'amplification de la puissance dans une source de rayonnement a donc nécessité une étude spécifique poussée pour atteindre les performances électriques souhaitées dans un volume réduit. Ce dimensionnement est présenté dans cette partie. Des résultats expérimentaux obtenus avec la sonde et la charge présentés au début de ce chapitre complètent ce paragraphe.

1- Transfert résonant

Le fonctionnement d'un transformateur résonant impulsif est comparable à celui développé par Nikola Tesla (1856-1943). Un condensateur dit primaire (C_{primaire}) chargé initialement est commuté sur le primaire d'un transformateur élévateur de tension lui-même connecté à un condensateur dit secondaire ($C_{\text{secondaire}}$). La présence d'un noyau magnétique améliorant le couplage caractérise le modèle développé dans notre application : la résonance est atteinte sur la première alternance. Nikola Tesla utilisait un transformateur à air : la résonance est atteinte au mieux sur la deuxième alternance.

Le transformateur résonant impulsif est l'organe d'amplification principal de la tension. La figure 127 présente le schéma électrique équivalent d'un transformateur résonant impulsif. Le modèle du transformateur est simplifié, seulement caractérisé par son inductance de fuite vue du primaire suivie d'un transformateur idéal. Le condensateur C_{primaire} est initialement chargé à V_{Cp} et à $t = 0$, on ferme le commutateur.

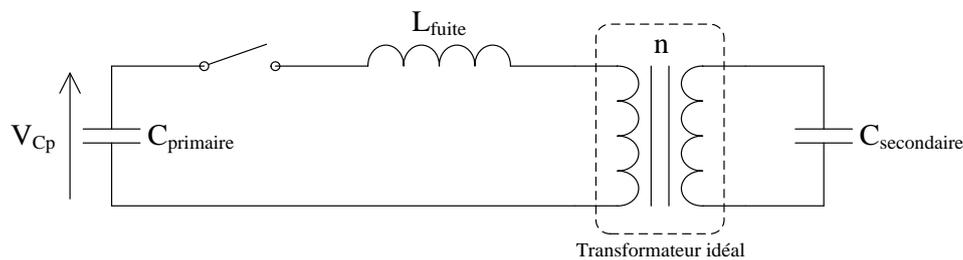


Figure 127 : Schéma électrique équivalent d'un transformateur résonant impulsif

Le transfert d'énergie entre le condensateur C_{primaire} et le condensateur $C_{\text{secondaire}}$ se fait par transfert résonant à travers l'inductance de fuite du transformateur (L_{fuite}). Le rapport de transformation, noté n , correspond au rapport du nombre de spires de l'enroulement secondaire sur celui de l'enroulement primaire.

Pour étudier le transfert d'énergie du montage, le schéma précédent peut être simplifié en ramenant le condensateur $C_{\text{secondaire}}$ au primaire (figure 128).

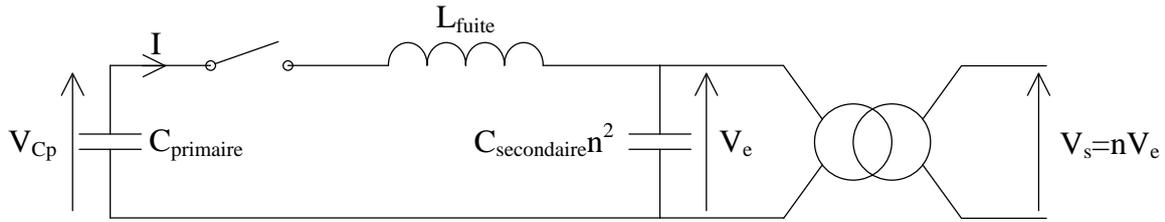


Figure 128 : Schéma électrique simplifié d'un transformateur résonant impulsif

Dans le domaine de Laplace, l'expression de la tension V_s est la suivante :

$$V_s(p) = \frac{nV_{Cp}}{p \left(\frac{C_{primaire} + n^2 C_{secondaire}}{C_{primaire}} + L_{fuite} n^2 C_{secondaire} p^2 \right)} \quad (23)$$

La transformée inverse de l'équation (23) permet de connaître l'évolution de la tension V_s au cours du temps :

$$V_s(t) = nV_{Cp} \frac{C_{primaire}}{C_{primaire} + n^2 C_{secondaire}} [1 - \cos(\omega_0 t)] \quad (24)$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{fuite} C}} \quad \text{et} \quad C = \frac{C_{primaire} n^2 C_{secondaire}}{C_{primaire} + n^2 C_{secondaire}}$$

Pour que le transfert d'énergie soit optimal, correspondant à un rendement de 100%, il faut que :

$$C_{primaire} = n^2 C_{secondaire} \quad (25)$$

Dans ces conditions, la tension maximale en sortie du transformateur est égale à :

$$V_s = nV_{Cp} \quad (26)$$

Dimensionner le transformateur, c'est donc chercher à optimiser le transfert d'énergie vers la ligne à huile en déterminant, a priori, les éléments parasites dont certaines valeurs ne seront confirmées qu'après la réalisation (ce qui est décrit dans le paragraphe suivant).

2- Dimensionnement du transformateur

Dans un transformateur, nombre de paramètres influent les uns sur les autres. Toutefois, dimensionner un transformateur de puissance fonctionnant en régime harmonique est une procédure complexe mais relativement courante [80]. Le

transformateur concerné par notre application doit produire un signal impulsif de plusieurs centaines de kilovolts avec un temps de montée que nous espérons bien inférieur à la microseconde. Ces contraintes rendent son dimensionnement tout aussi complexe mais bien moins documenté.

2.1- Performances visées

Le dimensionnement repose à la fois sur des performances attendues (tension de sortie, temps de transfert) mais également sur des contraintes mécaniques (diamètre externe, volume réduit, ...). Il a donc été élaboré de façon itérative jusqu'au dimensionnement final.

Les simulations CST (paragraphe III-2- du chapitre 1) ont montré que la valeur optimale de la capacité équivalente de la ligne à huile associée à l'antenne devait se situer autour de 80pF. Cette donnée est une des contraintes du dimensionnement. Ces mêmes simulations montrent que la rapidité du temps de fermeture du commutateur de sortie influe grandement sur la qualité des oscillations et donc sur le rayonnement de l'antenne. Ce temps est d'autant plus réduit que le temps de transfert du transformateur est court [45]. Le rendre le plus faible possible sera également un objectif. Enfin, tout comme le temps de transfert, l'amplitude de la tension de sortie du transformateur agit sur le rayonnement de l'antenne. En résumé, générer sur une charge capacitive de 80pF une impulsion de 600kV avec un temps de transfert le plus faible possible est la base des critères de performances électriques qui vont conduire au dimensionnement du transformateur ; tout en tenant compte de critères mécaniques imposés par les dimensions volumiques très réduites.

La tension de charge du condensateur primaire (C_{primaire}) est fixée à 10kV. Un rapport de nombres de spires de 60 est donc indispensable. Une inductance de fuite (L_{fuite}) minimale permettra de compenser à la fois les inductances parasites présentes sur le circuit côté primaire mais également les capacités parasites du transformateur et donc d'atteindre un temps de transfert minimal (cf. équation (27)).

2.2- Géométrie du transformateur

L'inductance de fuite d'un transformateur à circuit magnétique est directement liée au volume compris entre les bobinages primaires et secondaires. C'est, en effet, principalement dans ce volume que se referment les lignes de champ qui ne sont pas communes aux deux circuits et qui participent donc aux fuites. La géométrie du transformateur est donc la première étape du dimensionnement.

Les enroulements des transformateurs sont généralement bobinés de façon cylindrique (figure 129) avec une épaisseur de diélectrique suffisamment importante pour isoler électriquement l'enroulement primaire du secondaire. Cependant, avec cette géométrie, le champ électrique entre les enroulements primaire et secondaire évolue linéairement suivant l'axe z . Un volume important de diélectrique est donc présent. Mais, ce dernier n'est pas nécessaire d'un point de vue de l'isolation électrique. Pour diminuer au maximum les fuites et donc améliorer le coefficient de couplage, l'enroulement secondaire peut donc être bobiné de façon conique autour de l'enroulement primaire (figure 129). Avec cette nouvelle géométrie, le champ électrique entre les enroulements primaire et secondaire est constant suivant l'axe z . Il n'y a donc plus de volume inutilement perdu entre les deux enroulements, celui-ci peut être optimisé et les fuites réduites au minimum.

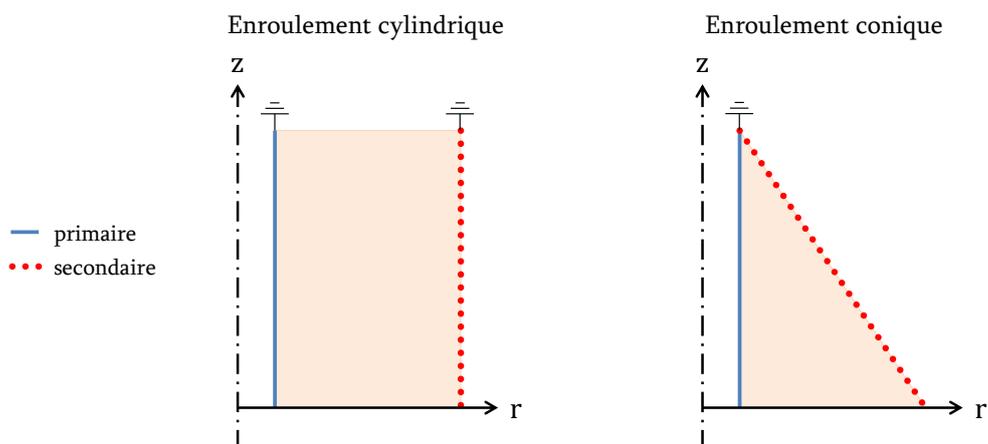


Figure 129 : Représentation d'enroulements cylindrique et conique d'un transformateur

Pour satisfaire aux exigences du projet MOUNA, le transformateur doit s'insérer dans un cylindre de 20cm de diamètre. Le circuit magnétique est donc réalisé sur mesure,

pour s'inscrire dans ce volume réduit. Il est composé de deux circuits distincts en forme de D (figure 130). Pour des besoins mécaniques, chaque circuit est coupé en deux parties, permettant ainsi d'insérer les enroulements et le bi-cône d'isolation électrique. Les surfaces en contact sont rectifiées pour supprimer les entrefers. L'ensemble est comprimé par un collier conducteur. Comme le montre la figure 130, le secondaire se compose de deux secondaires coniques, montés en parallèle permettant de diviser l'inductance de fuite par 2. Bien que ce choix entraîne également une augmentation des capacités parasites, on montrera par la suite qu'il permet de mieux répondre aux exigences sur le temps de transfert.

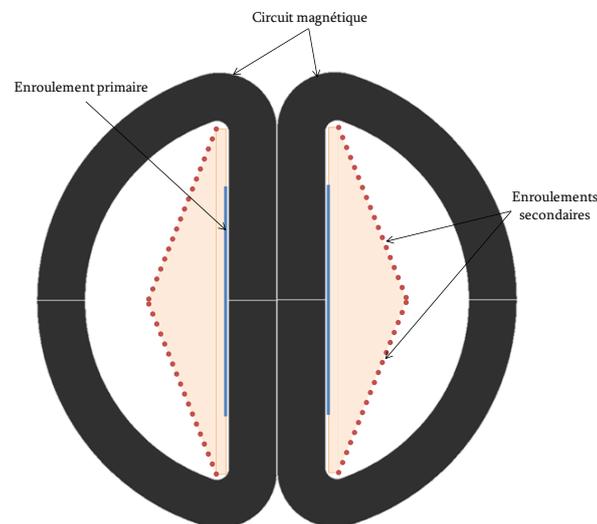


Figure 130 : Vue en coupe de la géométrie du transformateur

2.3- Estimation du temps de montée

Le temps de montée est un paramètre important, car de lui dépend le dimensionnement du circuit magnétique. De plus, d'un point de vue contrainte diélectrique, comme le montre la formule de J.C Martin [74], en régime impulsif, le champ de claquage d'un liquide dépend de la durée de l'impulsion (cf. équation (18)).

Pour diminuer cette contrainte, il est donc intéressant que le temps de montée du transformateur soit le plus faible possible. Le temps de montée dépend de l'inductance du circuit primaire et des capacités primaire et secondaire.

L'inductance du circuit primaire est composée des inductances :

- du condensateur primaire (environ 50nH),
- de fuite du transformateur (environ 50nH),
- des connexions (environ 70nH),
- du commutateur (environ 5nH).

Cette inductance globale peut être estimée, en première approximation, à 175nH. Comme nous le verrons par la suite, ces valeurs proviennent soit de documentations (condensateurs), soit de connaissances acquises (éclateurs, connexions), soit de calculs (transformateur).

La valeur de la capacité de charge en sortie du transformateur (C_{charge}) étant de 80pF, la capacité du condensateur primaire doit donc être égale à :

$$C_{primaire} = n^2 C_{charge} = 288nF$$

Le temps de transfert (0-100%) et le temps de montée (10%-90%) théoriques du transformateur peuvent donc être calculés à l'aide des formules suivantes :

$$t_{transfert} = \pi \sqrt{L_{primaire} \frac{C_{primaire} n^2 C_{secondaire}}{C_{primaire} + n^2 C_{secondaire}}} = 499ns \quad (27)$$

$$t_{montée} = 0,295 \times 2\pi \sqrt{L_{primaire} \frac{C_{primaire} n^2 C_{secondaire}}{C_{primaire} + n^2 C_{secondaire}}} = 294ns \quad (28)$$

Ces estimations a minima, bien que compatibles avec nos exigences, seront majorées dès que les diverses capacités parasites seront prises en compte.

2.4- Dimensionnement du circuit magnétique

2.4.1- Choix du matériau

Le circuit magnétique est en Metglas 2605SA1. Ce matériau magnétique est réalisé par projection de métal fondu. La vitesse de trempe doit être suffisamment élevée pour qu'il ne puisse y avoir de réorganisation structurale pendant la phase de solidification [81]. Les avantages de ce type de matériau sont ses faibles pertes, son bon comportement en

hautes fréquences et son induction à saturation importante ($B_{sat}=1,56T$). Ce matériau est très utilisé pour réaliser des transformateurs de puissance ou des inductances fonctionnant à haute fréquence. Les caractéristiques visibles en figure 131 confirment ces propriétés.

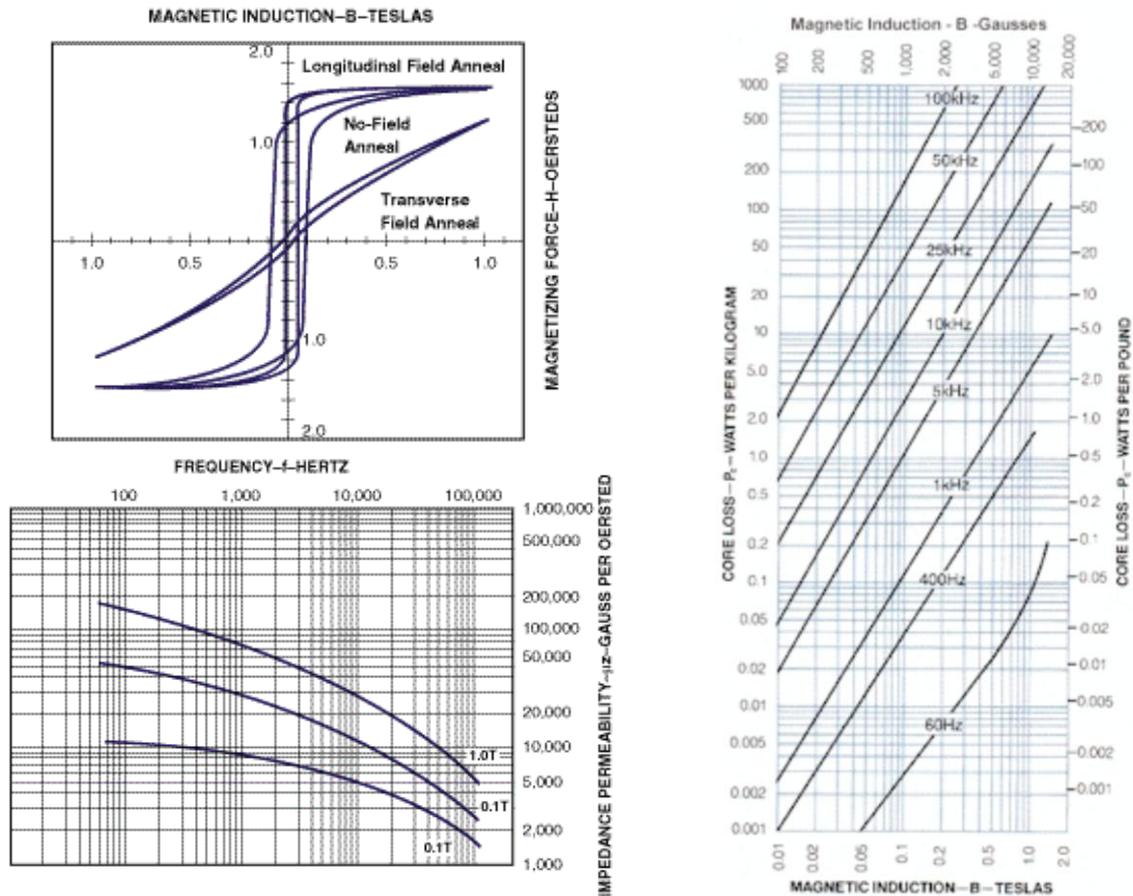


Figure 131 : Caractéristiques du Metglas 2605SA1

2.4.2- Calcul de la section

Le circuit magnétique doit être capable de transférer l'énergie de l'enroulement primaire vers l'enroulement secondaire. Sa section doit donc être suffisamment importante pour que l'induction magnétique ne sature pas pendant le transfert d'énergie.

L'excursion de l'induction magnétique est liée à l'intégrale de la tension secondaire par l'équation suivante :

$$\int_0^{\frac{T}{2}} V_{\text{secondaire}}(t) dt = N_{\text{secondaire}} \cdot \Delta B \cdot S \quad (29)$$

Avec $V_{\text{secondaire}}$: tension en sortie du transformateur (V)

$N_{\text{secondaire}}$: nombre de spires de l'enroulement secondaire

ΔB : excursion de l'induction magnétique (T)

S : section du circuit magnétique (m^2)

Le circuit magnétique n'étant pas magnétisé à $-B_r$ (B_r étant l'induction rémanente) avant chaque transfert d'énergie, l'excursion de l'induction magnétique ΔB est donc égale à B_{sat} .

Connaissant l'expression théorique de la tension en sortie du transformateur, la section (S) du circuit magnétique peut être calculée :

$$\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_{\text{max}}}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T} t\right) \right] dt = \frac{V_{\text{max}} T}{4} \quad (30)$$

$$S = \frac{V_{\text{max}} T}{4 N_{\text{secondaire}} \Delta B} = 1598 \text{mm}^2 \quad (31)$$

Avec V_{max} : amplitude de la tension en sortie du transformateur (V)

T : période de la tension en sortie du transformateur (s)

La réalisation industrielle fera que le circuit aura une section carrée de côté c :

$$c = \sqrt{S} = 40 \text{mm}$$

Avec c : côté de la section du circuit magnétique (m)

Comme présenté sur la figure 130, le circuit magnétique se compose de deux circuits en forme de D. La longueur moyenne (L_c) ainsi que la masse (M_c) de ces circuits peuvent maintenant être calculées à partir des équations (32) et (33).

$$L_c = 2 \left(R_{ext_circuit} - \frac{c}{4} \right) \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{\left(R_{ext_circuit} - \frac{c}{4} \right)^2 - \left(\frac{c}{4} \right)^2}}{L/4} \right) \quad (32)$$

$$+ 2 \sqrt{\left(R_{ext_circuit} - \frac{c}{4} \right)^2 - \left(\frac{c}{4} \right)^2} \approx 44,2 \text{ cm}$$

Avec L_c : longueur moyenne d'un circuit magnétique (m)

$R_{ext_circuit}$: rayon extérieur du circuit magnétique (m)

$$M_c = L_c \cdot S \cdot \rho \approx 5,1 \text{ kg} \quad (33)$$

Avec ρ : densité du matériau magnétique (g/m^3)

La fréquence de résonance du transformateur est proche de 1MHz. Or pour cette fréquence, les pertes du Metglas 2605SA1 ne sont pas indiquées par le fabricant. L'équation empirique formulée par C. P. Steinmetz [82] montre que les pertes d'un matériau magnétique évoluent en fonction de la fréquence et de l'induction magnétique sous cette forme :

$$P_w = k f^\alpha \hat{B}^\beta \quad (34)$$

Avec P_w : pertes (W/kg)

f : fréquence (Hz)

\hat{B} : valeur maximale de l'induction magnétique (T)

k, α, β : coefficients empiriques

Les coefficients k, α et β sont généralement fournis par les fabricants de matériaux magnétiques. Dans le cas contraire, ils peuvent être déterminés à partir de l'abaque des pertes en fonction de la fréquence et de l'induction magnétique (figure 131). Pour le Metglas 2605SA1, on peut considérer que $k=2 \cdot 10^{-4}$, $\alpha=1,5$ et $\beta=1,8$.

La densité de puissance (P_w) perdue dans le circuit magnétique est donc :

$$P_w = 445 \text{ kW/kg} \quad (35)$$

Avec $f = 1 \text{ MHz}$ et $\hat{B} = 1,56 \text{ T}$

L'énergie (E_j) par impulsion perdue dans le circuit magnétique est donc :

$$E_j = P_w t_{\text{transfert}} M_c \approx 1J \quad (36)$$

Avec $t_{\text{transfert}} = 500\text{ns}$ et $M_c = 5,1\text{kg}$

Cela signifie qu'environ 1J va être perdu pendant le transfert d'énergie, soit 2,5% de l'énergie transférée.

2.5- Dimensionnement de l'enroulement primaire

L'enroulement primaire est bobiné de façon cylindrique au plus près du circuit magnétique. Le diamètre intérieur minimum ($D_{\text{int_primaire}}$) de l'enroulement primaire peut donc être calculé à partir de la relation suivante :

$$D_{\text{int_primaire}} = 2 \left(\sqrt{2 \left(\frac{c}{2} \right)^2 + e} \right) \quad (37)$$

Avec e : épaisseur de diélectrique entre le circuit magnétique et l'enroulement primaire (m).

Le diélectrique utilisé pour maintenir mécaniquement cet enroulement et assurer l'isolation avec le circuit magnétique est du POM. Sa rigidité diélectrique étant supérieure à 20kV/mm en continu, une épaisseur e de 1mm est suffisante. Cependant, pour assurer la solidité de la pièce de maintien de l'enroulement primaire, il est préférable de surdimensionner cette épaisseur à 2mm.

L'application numérique du calcul pour le diamètre de l'enroulement primaire donne :

$$D_{\text{int_primaire}} \approx 60,5\text{mm}$$

Cet enroulement est réalisé à partir d'une feuille de cuivre d'épaisseur 0,5mm, son diamètre extérieur est donc de 62mm environ.

2.6- Dimensionnement de l'enroulement secondaire

L'enroulement secondaire est bobiné sur une pièce mécanique permettant de réaliser la forme conique de celui-ci. En considérant que la rigidité diélectrique de l'huile est proche de celle du matériau du bi-cône et que le champ électrique est homogène, il faut que la dernière spire de l'enroulement secondaire soit équidistante du circuit magnétique et de l'enroulement primaire pour que l'isolation soit optimale.

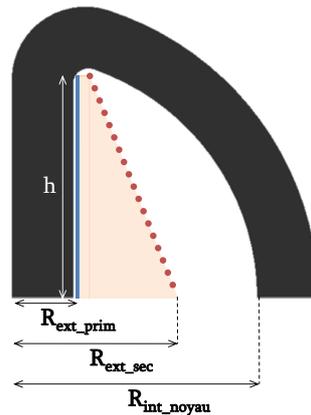


Figure 132 : Schéma de définition des dimensions du transformateur

Pour respecter cette condition, il faut donc que :

$$R_{ext_sec} = \frac{R_{int_noyau} + R_{ext_prim}}{2} \approx 55,5mm \quad (38)$$

Avec $R_{int_noyau} = 80mm$

$R_{ext_prim} = 31mm$

La longueur (h) disponible pour réaliser les enroulements primaire et secondaire peut être déterminée à partir de l'équation suivante :

$$h = \sqrt{R_{int_noyau}^2 - R_{ext_prim}^2} \approx 73,75mm \quad (39)$$

Connaissant les dimensions du cône, pour réaliser les 60 spires de l'enroulement secondaire, il faut que le diamètre du fil (\varnothing_{fil}) soit inférieur à :

$$\varnothing_{fil} = \frac{\sqrt{h^2 + (R_{ext_sec} - R_{ext_prim})^2}}{n} \approx 1,3mm \quad (40)$$

Le fil choisi est un monobrin en cuivre avec une gaine isolante en téflon. Son diamètre extérieur est de 1,25mm et le diamètre de son conducteur de 0,65mm. Les

avantages de la gaine en téflon sont ses très bonnes propriétés diélectriques et sa bonne résistance à l'huile minérale.

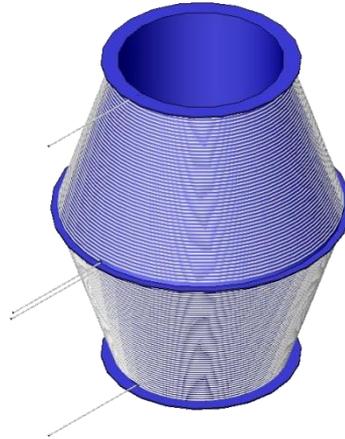


Figure 133 : Vue 3D des enroulements secondaires

La résistance d'un enroulement ($R_{\text{secondaire}}$) en Ω peut donc être calculée simplement avec la formule suivante :

$$R_{\text{secondaire}} = \rho \frac{L}{S} \quad (41)$$

Avec ρ : résistivité du cuivre ($1,7 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$)

S : section du conducteur (m^2)

L : longueur du bobinage (m)

L'application numérique donne une résistance de $0,85 \Omega$.

Cette résistance est suffisamment faible pour ne pas altérer, d'un point de vue électrique, le fonctionnement du transformateur. De plus, elle sera divisée par deux par la mise en parallèle des deux secondaires.

2.7- Calcul de l'inductance de fuite

Il est primordial de connaître avec précision la valeur de l'inductance de fuite donc également les paramètres qui permettent de la réduire au minimum. Elle conditionne le temps de transfert (27).

La détermination de l'inductance de fuite avec un calcul analytique est délicate mais donne, dans la plupart des cas, une valeur approximative suffisante pour le dimensionnement des transformateurs. Les fuites correspondent aux lignes de champ magnétique qui passent à travers l'enroulement primaire mais ne passent pas à travers tout

l'enroulement secondaire. Ces lignes de champ se referment dans le volume compris entre ces deux enroulements, donc majoritairement dans l'air d'un point de vue magnétique.

La densité volumique d'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance de fuite est :

$$\frac{W}{Vol} = \frac{|B|^2}{2\mu_0} \quad (42)$$

Avec W : énergie emmagasinée dans l'inductance de fuite (J)

Vol : volume entre l'enroulement primaire et secondaire (m^3)

B : induction magnétique créée par le bobinage primaire (T)

μ_0 : perméabilité magnétique du vide (H/m)

L'induction magnétique B créée à l'intérieur d'un solénoïde sans noyau constitué de N_p spires et de longueur h parcouru par un courant I_p vaut :

$$B = \mu_0 \frac{N_p I_p}{h} \quad (43)$$

On peut donc aussi écrire que l'énergie stockée dans l'inductance de fuite est égale à :

$$W = \frac{1}{2} L_{fuite} I_p^2 \quad (44)$$

A partir des équations (43) et (44), on peut donc en déduire l'expression de l'inductance de fuite :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L_{fuite} I_p^2 &= \frac{\left(\mu_0 \frac{N_p I_p}{h}\right)^2}{2\mu_0} Vol \\ L_{fuite} &= \frac{\mu_0 N_p^2}{h^2} Vol \end{aligned} \quad (45)$$

Le volume Vol vaut :

$$Vol = \frac{\pi h}{3} \left(R_{ext_sec}^2 - 2R_{ext_prim}^2 + \sqrt{R_{ext_sec}^2 R_{ext_prim}^2} \right) \quad (46)$$

Avec les dimensions géométriques, calculées précédemment, l'application numérique de l'inductance de fuite donne :

$$L_{fuite} = 51,4nH$$

Cette valeur L_{fuite} correspond à la valeur de l'inductance de fuite d'un enroulement secondaire. Le transformateur étant composé de 2 secondaires en parallèle, l'inductance de fuite est divisée par 2.

Finalement, l'inductance de fuite du transformateur est proche de 25nH. Elle est inférieure de moitié à l'approximation faite en premier lieu. Au final, l'inductance globale du circuit primaire est estimée à 150nH.

2.8- Calcul des capacités parasites

Dans les transformateurs, les capacités parasites pouvant être pénalisantes sont présentes entre chaque spire, entre chaque enroulement (primaire et secondaire) et entre le circuit magnétique et les enroulements. Dans notre cas, l'enroulement secondaire est disposé au plus près de l'enroulement primaire pour limiter l'inductance de fuite, la capacité parasite la plus importante se situe donc entre le primaire et le secondaire. Celle entre secondaire et noyau est légèrement plus faible au vu des moindres surfaces en regard. Il faut toutefois en tenir compte dans le dimensionnement du transformateur. Enfin, celle entre spires est négligeable par rapport aux précédentes.

2.8.1- Capacité primaire-secondaire

La valeur de la capacité parasite C_{ps} entre les enroulements primaire et secondaire peut être déterminée avec un calcul analytique, moyennant quelques simplifications, à l'aide de l'expression suivante relative à l'énergie stockée dans cette capacité parasite :

$$\frac{1}{2} C_{ps} n^2 V_e^2 = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \int_{Vol} \vec{E}^2 dv \tag{47}$$

Avec C_{ps} : capacité parasite entre les enroulements primaire et secondaire (F)

n : nombre de spires de l'enroulement secondaire

V_e : tension d'entrée (V)

ϵ_0 : permittivité du vide (F/m)

ϵ_r : permittivité relative du matériau entre les enroulements

Vol : volume entre l'enroulement primaire et secondaire (m³)

E : champ électrique entre les enroulements (V/m)

Pour cela, on considère que le champ électrique entre les enroulements primaire et secondaire est homogène. Le potentiel électrique de l'enroulement primaire est très faible devant le potentiel de l'enroulement secondaire, il peut donc être considéré comme nul vis-à-vis de ce dernier. La première spire de l'enroulement secondaire est bobinée au plus près de l'enroulement primaire, on peut donc considérer que $R_{ext_primaire} = R_{int_secondaire}$.

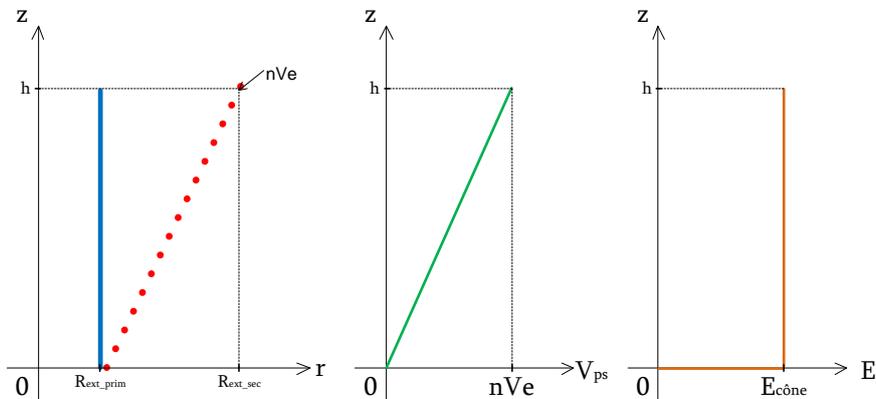


Figure 134 : Représentation de l'évolution de la tension et du champ électrique entre les enroulements primaire et secondaire

Le potentiel V_{ps} et la distance D entre les deux enroulements évoluent linéairement selon l'axe z :

$$V_{ps}(z) = \frac{n}{h} V_e z \tag{48}$$

$$D_{ps}(z) = \frac{R_{ext_sec} - R_{ext_prim}}{h} z \tag{49}$$

Le champ électrique entre les deux enroulements est donc constant suivant l'axe z :

$$E_{ps}(z) = \frac{nV_e}{R_{ext_sec} - R_{ext_prim}} \tag{50}$$

La résolution de l'équation (47) permet de déterminer la valeur de C_{ps} :

$$\frac{1}{2} n^2 V_e^2 C_{ps} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \int_{R_{ext_prim}}^{R_{ext_sec}} r dr \int_0^{2\pi} d\theta \int_0^h E_{ps}^2(z) dz \tag{51}$$

$$C_{ps} = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r h (R_{ext_sec} + R_{ext_prim})}{R_{ext_sec} - R_{ext_prim}} = 27,5 pF \tag{52}$$

La capacité parasite entre un enroulement secondaire et l'enroulement primaire en regard, est donc proche de 30pF. Comme le transformateur est composé de deux secondaires en parallèle, la capacité parasite entre les enroulements primaire et secondaire est donc doublée.

2.8.2- Capacité secondaire-noyau

De la même manière, la capacité parasite entre le secondaire et le circuit magnétique (C_{sn}) peut également être estimée. Pour cela, on considère que la surface où le secondaire est en regard avec la partie intérieure du circuit magnétique correspond à environ $\alpha=90^\circ$.

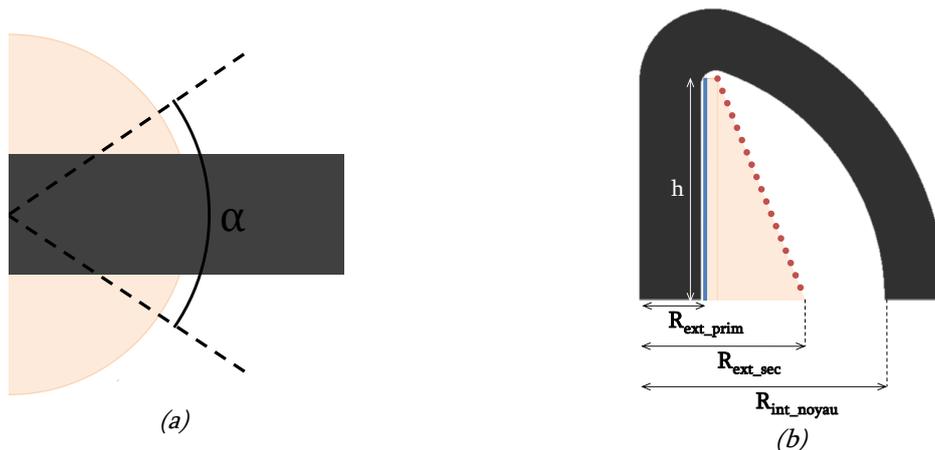


Figure 135 : (a) Vue de dessus d'un demi transformateur, (b) vue en coupe d'un quart de transformateur

La distance et la tension entre l'enroulement secondaire et le circuit magnétique suivant l'axe z sont :

$$D_{sn}(z) = \sqrt{R_{int_noyau}^2 - (z - h)^2} - \frac{R_{ext_sec} - R_{ext_prim}}{h} z - R_{ext_prim} \quad (53)$$

$$V_{sn}(z) = \frac{n}{h} V_e z \quad (54)$$

A partir de ces deux équations, il est alors aisé de déterminer l'évolution du champ électrique suivant l'axe z :

$$E_{sn}(z) = \frac{\frac{n}{h} V_e z}{\sqrt{R_{int_noyau}^2 - (z - h)^2} - \frac{R_{ext_sec} - R_{ext_prim}}{h} z - R_{ext_prim}} \quad (55)$$

Comme pour le calcul de la capacité parasite entre les enroulements primaire et secondaire, la résolution de l'équation (47) permet de déterminer la valeur de C_{sn} . Cette résolution analytique étant complexe, la résolution de l'équation est réalisée numériquement.

$$C_{sn} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \int_{R_{ext_prim}}^{R_{ext_sec}} r dr \int_0^\pi d\theta \int_0^h E_{sn}^2(z) dz}{n^2 V_e^2} \approx 6pF \quad (56)$$

La capacité parasite entre l'enroulement secondaire et le circuit magnétique est donc voisine de 6pF. Là aussi, la présence de deux enroulements secondaires implique que cette capacité parasite est doublée.

2.8.3- Bilan

Le transformateur étant composé de deux secondaires en parallèle, les capacités parasites entre primaire et secondaire et entre secondaire et circuit magnétique sont doublées.

Ces calculs permettent de se rendre compte que les capacités parasites sont importantes et vont nuire au rendement du transformateur. Bien que les deux calculs précédents permettent d'estimer la valeur de certaines de ces capacités, d'autres ne peuvent pas être calculées. On peut notamment citer les capacités parasites :

- entre l'enroulement secondaire et la structure dans laquelle le transformateur est utilisé (brin de l'antenne),
- entre l'enroulement secondaire et les éclateurs de l'enroulement primaire,

- entre l'enroulement secondaire et l'éclateur de sortie,
- entre les deux enroulements secondaires.

Au vu des calculs précédents, il semble raisonnable d'évaluer l'ensemble de ces capacités parasites à 50pF.

La charge en sortie du transformateur est finalement :

$$C_{secondaire} = C_{charge} + 2C_{ps} + 2C_{sn} + 50pF \approx 200pF$$

En définitive, ces calculs montrent que les capacités parasites entraînent une augmentation importante de la charge vue par le transformateur. Il est donc nécessaire d'en tenir compte dans le dimensionnement pour obtenir le rapport de transformation souhaité.

2.9- Temps de transfert du transformateur

2.9.1- Influence des capacités parasites

Les calculs précédents ont montré que la valeur de la capacité parasite totale est importante. Pour que le transfert d'énergie soit optimal, il faut donc redimensionner la capacité du condensateur primaire selon les équations (25), (27) et (28) :

$$C_{primaire} = n^2 C_{secondaire} \approx 710nF$$

La modification de cette grandeur entraîne une augmentation des temps de transfert et de montée théoriques du transformateur.

$$t_{transfert} = \pi \sqrt{L_{primaire} \frac{C_{primaire} n^2 C_{secondaire}}{C_{primaire} + n^2 C_{secondaire}}} = \pi \sqrt{L_{primaire} \frac{C_{primaire}}{2}} = 725ns$$

$$t_{montée} = 0,295 \times 2\pi \sqrt{L_{primaire} \frac{C_{primaire}}{2}} = 428ns$$

Le temps de transfert est maintenant supérieur aux 500ns souhaités pour le dimensionnement du matériau magnétique. Ce dernier va donc saturer avant la fin du transfert d'énergie. Pour éviter cela, deux solutions sont envisageables :

- augmenter la section du circuit magnétique.
- diminuer l'inductance du circuit primaire pour que le temps de transfert soit inférieur à 500ns.

L'augmentation du circuit magnétique va entraîner une augmentation de la masse du transformateur et une diminution du volume disponible pour les enroulements primaire et secondaire. Les contraintes d'isolation et les capacités parasites vont donc augmenter, ce qui ne va pas dans le bon sens. Cette solution n'est donc pas envisageable.

2.9.2- Multi-primaires : la solution à la diminution du temps de transfert

La solution retenue consiste à diminuer le temps de transfert en utilisant plusieurs primaires. En effet, la mise en parallèle de plusieurs circuits primaires permet de diviser d'autant les inductances de câblage, de connexion, des commutateurs et des condensateurs primaires. Cette solution a également l'avantage de diminuer le courant commuté par les éclateurs primaires, permettant ainsi d'envisager un fonctionnement récurrent plus élevé, en imposant toutefois une contrainte de synchronisation.

Les évolutions des temps de transfert et de montée théoriques en fonction du nombre de primaires peuvent être calculées à partir des équations suivantes :

$$t_{\text{transfert}}(X) = \pi \sqrt{\left(\frac{L_{\text{circuit}}}{X} + L_{\text{fuite}}\right) \cdot \frac{C_{\text{primaire}} n^2 C_{\text{secondaire}}}{C_{\text{primaire}} + n^2 C_{\text{secondaire}}}} \quad (57)$$

$$t_{\text{montée}}(X) = 0,295 \times 2\pi \sqrt{\left(\frac{L_{\text{circuit}}}{X} + L_{\text{fuite}}\right) \cdot \frac{C_{\text{primaire}} n^2 C_{\text{secondaire}}}{C_{\text{primaire}} + n^2 C_{\text{secondaire}}}} \quad (58)$$

Avec X : nombre de primaires.

La figure 136 présente l'évolution de ces 2 paramètres en fonction du nombre de primaires.

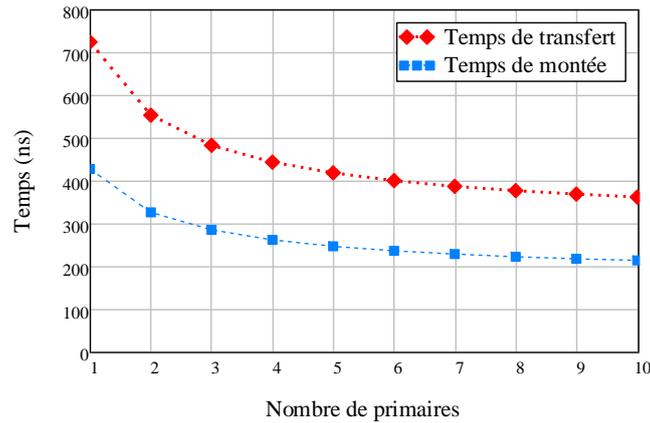


Figure 136 : Evolutions des temps de transfert et de montée théoriques en fonction du nombre de primaires

L'utilisation de trois primaires permet d'obtenir un temps de transfert théorique inférieur aux 500ns souhaitées pour le dimensionnement du circuit magnétique. De plus, un nombre supérieur de primaires permet également de limiter le courant commuté par éclateur primaire, et donc d'améliorer le fonctionnement récurrent de l'ensemble, tout en limitant l'érosion des électrodes.

Le courant total à commuter dans le circuit primaire peut être déterminé à l'aide de la formule suivante :

$$I_{max}(X) = \sqrt{\frac{C_{primaire} n^2 C_{secondaire}}{C_{primaire} + n^2 C_{secondaire}} \frac{V_{Cp}}{\left(\frac{L_{circuit}}{X} + L_{fuite}\right)}} \quad (59)$$

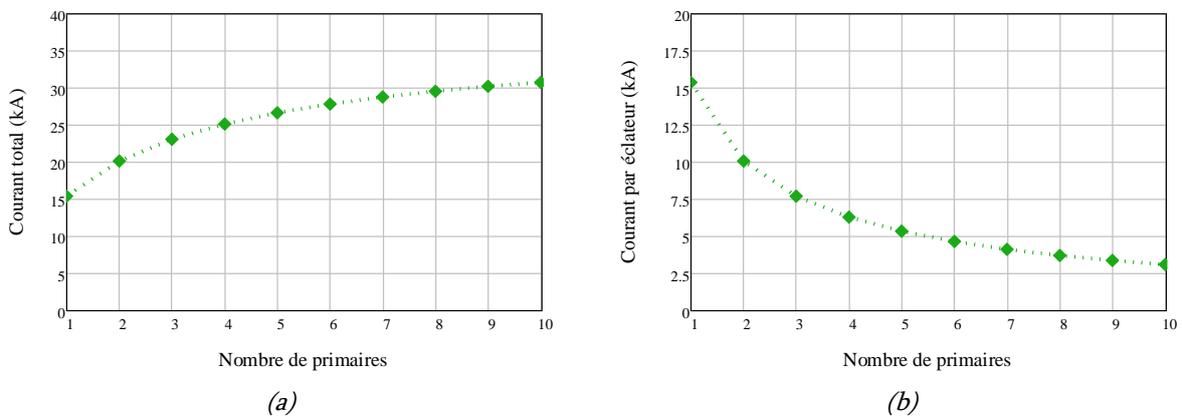


Figure 137 : Evolution du courant primaire total (a) et par éclateur (b) en fonction du nombre de primaires

Un compromis entre difficulté de réalisation mécanique, courant commuté par éclateur et temps de montée du transformateur a dû être trouvé. Le nombre de primaires a été fixé à quatre. Ce choix technologique aura une conséquence sur le choix définitif des condensateurs primaires, comme nous le verrons dans le paragraphe IV-2.9.3- de ce chapitre.

Dans ces conditions, l'inductance équivalente du circuit primaire est proche de 62nH. Le transformateur devrait donc avoir un temps de montée de 262ns et un temps de transfert de 444ns. Chaque éclateur devra commuter un courant de 6,3kA.

Les enroulements primaires sont réalisés à partir de feuilles de cuivre d'épaisseur 0,5mm et de largeur 20mm (figure 138(a)). Le maintien mécanique et l'isolation avec le circuit magnétique sont assurés par une pièce en POM, tandis que l'isolation entre les enroulements primaires est réalisée avec du papier transformateur (figure 138(b)).

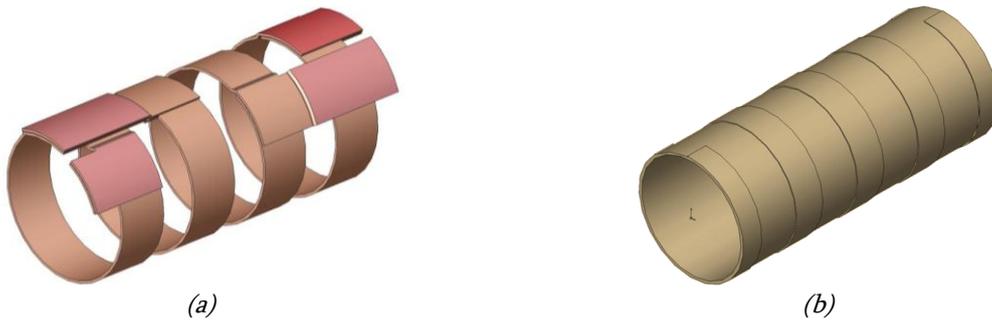


Figure 138 : Vue 3D des enroulements primaires (a) et de leur support (b)

2.9.3- Condensateurs primaires et temps de transfert définitif

Pour des raisons techniques et de disponibilité des composants, nous avons dû utiliser des condensateurs de 200nF ayant une inductance parasite de 64nH. Ces condensateurs ont une tension nominale de fonctionnement de 10kV et peuvent délivrer un courant de 10kA. Cette contrainte aura pour conséquence un légèrement moins bon transfert énergétique mais permettra d'obtenir des tensions de sortie supérieures à celles attendues.

Dans ces conditions, les temps de transfert et de montée sont donc modifiés et peuvent de nouveau être calculés à partir des équations (57) et (58) :

$$t_{\text{transfert}} = 459\text{ns}$$

$$t_{\text{montée}} = 271\text{ns}$$

De même pour le courant primaire :

$$I_{\text{max}} = 26\text{kA}$$

Bien que ce « choix », dicté par la disponibilité des condensateurs, augmente le temps de transfert, celui-ci reste inférieur à la valeur de 500ns utilisée dans le dimensionnement du circuit magnétique. Il ne devrait donc pas y avoir de saturation avant la fin du transfert résonant.

2.10- Bilan du dimensionnement du transformateur

Finalement, les caractéristiques électriques théoriques du transformateur sont les suivantes :

- 4 enroulements primaires d'une spire
- 2 enroulements secondaires en parallèle de 60 spires
- $C_{\text{primaire}} = 800\text{nF}$
- $C_{\text{secondaire}} = 200\text{pF}$
- Temps de montée = 271ns
- Temps de transfert = 459ns
- Courant primaire = 26kA
- Courant secondaire = 433A

La géométrie complète du transformateur est présentée figure 139.

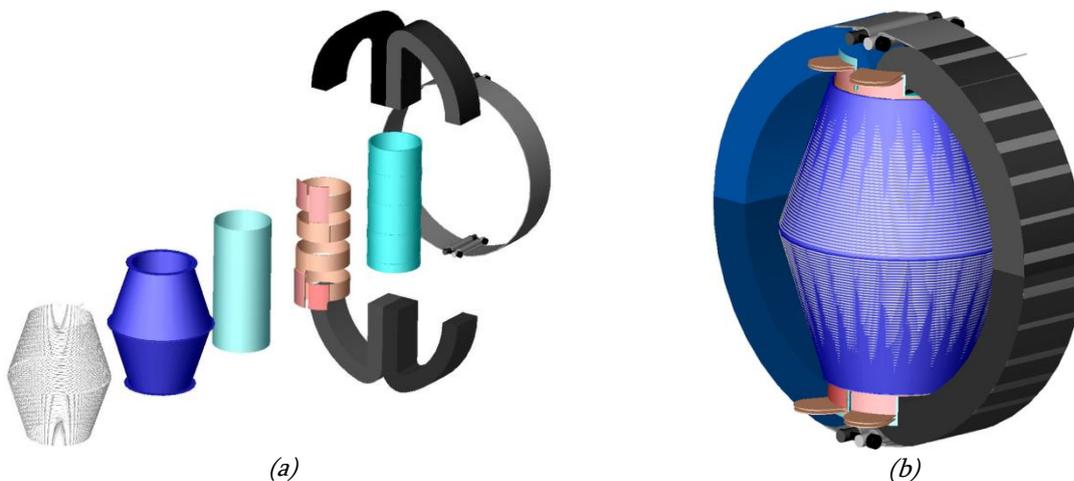


Figure 139 : Vues éclatée (a) et assemblée (b) du transformateur

Une photographie de la réalisation du transformateur est présentée figure 140.



Figure 140 : Photographie du transformateur résonant impulsif

Le dimensionnement théorique du transformateur permet donc d'envisager la génération d'impulsion d'amplitude 600kV avec un temps de montée proche de 270ns dans un volume inférieur à quatre litres. Pour valider ce dimensionnement une simulation électrique du transformateur est réalisée en tenant compte de la saturation du circuit magnétique, puis des essais expérimentaux seront réalisés dans le but de valider le modèle ainsi que les calculs qui ont conduit à ce dimensionnement.

3- Simulation électrique du transformateur

La simulation électrique du transformateur est réalisée sur le logiciel LTspice. Le modèle proposé est celui d'un transformateur parfait auquel on associe une inductance saturable et une inductance de fuite simulant le matériau magnétique.

En 1991, J. Chan [83] a présenté une nouvelle méthode de modélisation électrique de la saturation des matériaux magnétiques sous Spice. Cette méthode consiste à définir le cycle d'hystérésis du matériau avec seulement trois paramètres, H_c , B_r et B_{sat} qui représentent respectivement le champ coercitif, l'induction rémanente et l'induction à saturation.

Les équations (60), (61) et (62) modélisent respectivement la partie supérieure du cycle, la partie inférieure du cycle et la courbe de première aimantation du matériau.

$$B_{sup}(H) = B_{sat} \frac{H + H_c}{|H + H_c| + H_c \left(\frac{B_{sat}}{B_r} - 1 \right)} + \mu_0 H \quad (60)$$

$$B_{inf}(H) = B_{sat} \frac{H - H_c}{|H - H_c| + H_c \left(\frac{B_{sat}}{B_r} - 1 \right)} + \mu_0 H \quad (61)$$

$$B_{mag}(H) = \frac{1}{2} (B_{sup}(H) + B_{inf}(H)) \quad (62)$$

Avec H_c : champ coercitif (A/m)

B_r : induction rémanente (T)

B_{sat} : induction à saturation (T)

Pour le Metglas 2605SA1 ($H_c=0,05Oe=4A/m$; $B_r=1,2T$; $B_{sat}=1,56T$), la modélisation du cycle d'hystérésis avec la méthode de J. Chan donne un résultat relativement proche de l'allure donnée par le fabricant (figure 141).

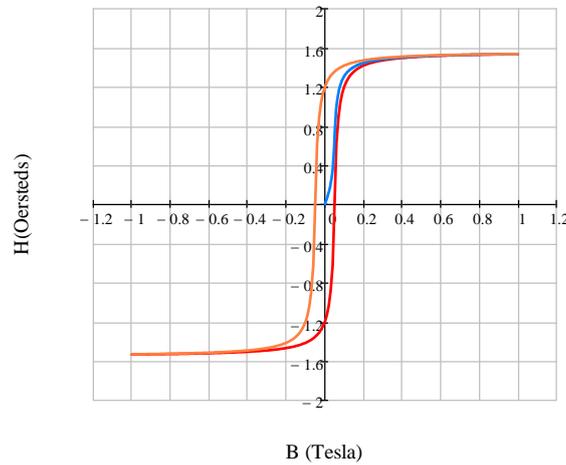


Figure 141 : Cycle d'hystérésis du Metglas 2605SA1 modélisé sous LTspice

Le schéma électrique de la simulation est présenté figure 142.

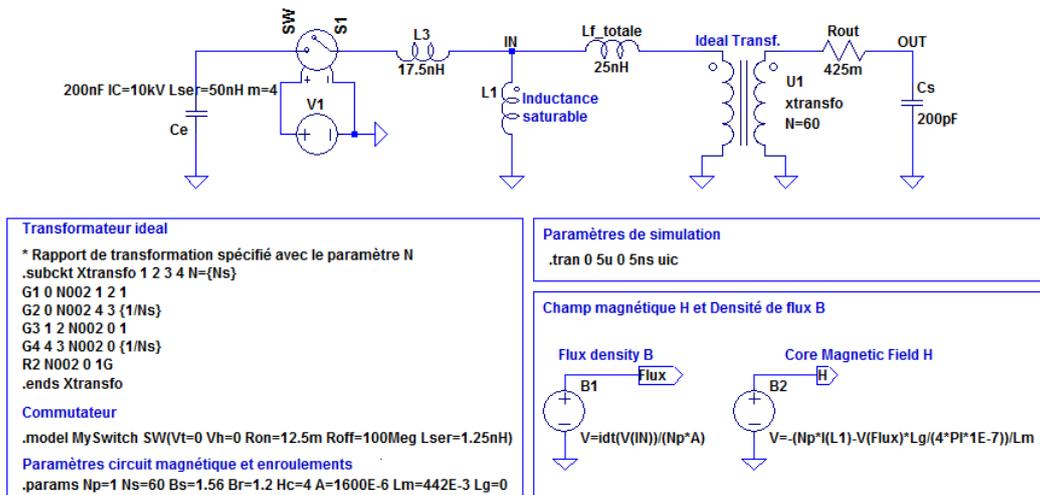


Figure 142 : Simulation électrique du transformateur sous LTspice

Cette simulation représente le montage expérimental qui sera utilisé pour tester le transformateur. La saturation du circuit magnétique est modélisée par une inductance saturable utilisant le modèle de Chan présenté précédemment et la synchronisation des éclateurs est considérée suffisamment bonne pour s'affranchir de simuler les quatre circuits primaires. Les grandeurs utilisées dans cette simulation sont issues des calculs effectués lors du dimensionnement du transformateur dans la partie IV-2-. Finalement, l'impulsion de tension en sortie du transformateur ainsi que le flux dans le circuit magnétique sont présentés figure 143.

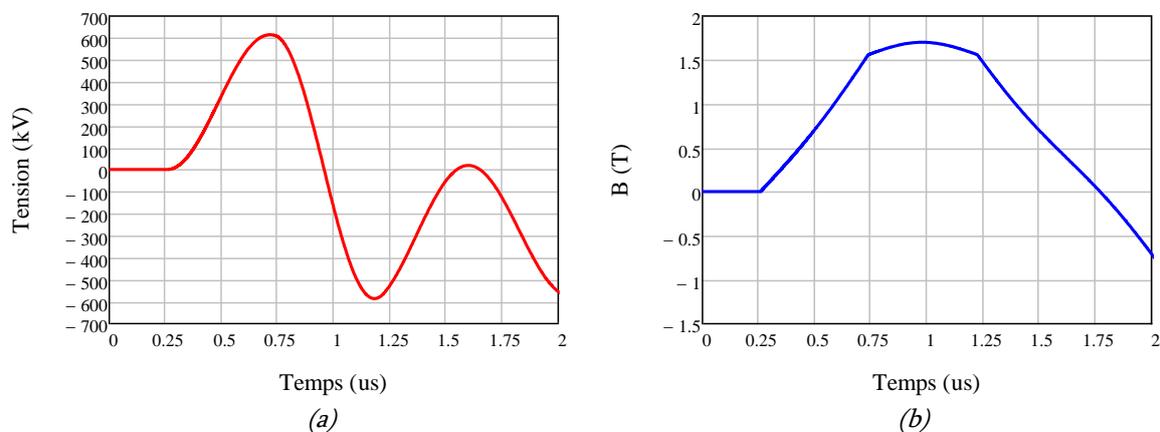


Figure 143 : Résultat de la simulation du transformateur : (a) Tension de sortie, (b) Flux dans le circuit magnétique

Conformément aux données calculées lors du dimensionnement, la tension en sortie du transformateur est supérieure à 600kV et le temps de montée de l'impulsion est de 270ns. Le flux dans le circuit magnétique atteint l'induction à saturation au bout de 455ns, soit 5ns avant la fin du transfert résonant. Cela n'a donc que très peu d'influence sur l'amplitude de la tension de sortie. Fort de ces résultats de simulation satisfaisants, le transformateur peut maintenant être réalisé et testé pour valider ce modèle ainsi que le dimensionnement.

4- Mise en œuvre et performances du transformateur

4.1- Configuration expérimentale de test

Malgré des signaux de courtes durées, les tensions mises en jeu dans un volume restreint nécessitent de drastiques conditions d'isolation électrique. C'est pourquoi la

caractérisation du transformateur est réalisée dans une cuve en acier remplie d'huile (elle sera dégazée sous vide). L'huile utilisée est la référence Mobilect 39, produite par la société Mobil. L'antenne est simulée expérimentalement par une charge capacitive de 80pF et la mesure de la tension de sortie est réalisée avec la sonde "Half MV probe" [69], présentée dans le paragraphe II- de ce chapitre. Le montage expérimental de test est visible figure 144.

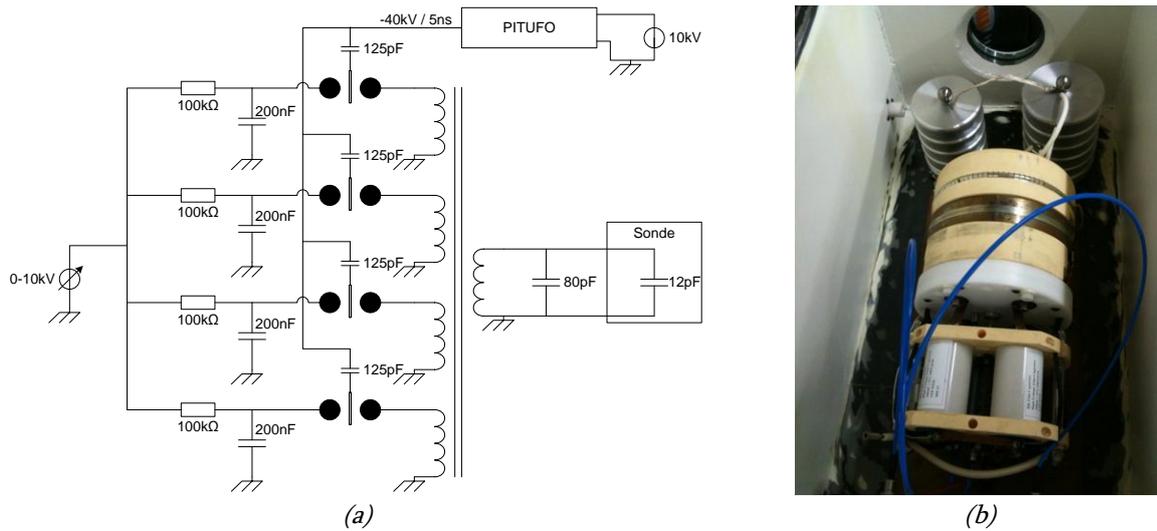


Figure 144 : Schéma électrique (a) et photographie (b) du montage expérimental

Les quatre condensateurs primaires sont chargés avec une alimentation haute tension continue variable de 0 à 10kV. Les quatre éclateurs sont ensuite déclenchés par le générateur de Marx Pitoufo présenté dans le paragraphe IV-5- du chapitre 2. Suite à la commutation des éclateurs, le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire du transformateur s'effectue. Comme on peut le voir sur la photographie de la figure 144(b), le volume est restreint dans l'enceinte, la sonde de mesure (en haut à gauche) est relativement proche des parois de la cuve. Les simulations du paragraphe II-2.3.4- du chapitre 3 ont montré que cela peut modifier le rapport de division de la sonde. Ne disposant pas de moyen de calcul électrostatique 3D, cette modification du rapport de division ne peut être quantifiée. L'évaluation du rapport de division de la sonde dans cette configuration est donc réalisée expérimentalement en plaçant une sonde PVM5, de la société North Star High Voltage [70] en parallèle avec la Half MV Probe [69]. Le rapport de division de la sonde dans cette configuration expérimentale spécifique est 1/10700 (en concordance avec l'étude du paragraphe II-2.3.4- du chapitre 3).

4.2- Résultats expérimentaux du transformateur

Un des challenges du projet MOUNA réside dans la génération de signaux de courte durée (500ns) mais de très haute tension (600kV) dans un volume des plus restreints (moins de 4 litres). Cette contrainte nous a imposé d'envisager également les conditions d'isolation du transformateur. Notons toutefois que ces essais se déroulent sans éclateur de sortie, les durées des signaux critiques approchent les 5 μ s avec de multiples inversions de tension, ces conditions expérimentales sont donc bien plus contraignantes que celles que le transformateur rencontrera en fonctionnement dans MOUNA.

La procédure de test des différentes isolations est assez simple. Pour des tensions primaires croissantes entre 2kV et 10kV, on relève la tension de sortie du transformateur chargé sur 80pF jusqu'au claquage éventuel des secondaires. Des conclusions sont tirées des résultats obtenus. Des essais en mono-coup puis en mode récurrent sont ensuite réalisés sur la version la plus fiable.

4.2.1- Version sans dégazage

Dans un premier temps, le transformateur a été testé avec une isolation réalisée par simple immersion dans un bain d'huile. Pour une tension d'entrée de 4kV, la tension en sortie du transformateur est de 300kV. Le fonctionnement est correct jusqu'à des amplitudes de tension de 300kV en sortie. Au-delà, les secondaires du transformateur sont court-circuités par un claquage. La figure 145 présente l'allure de la tension en sortie du transformateur dans ces conditions.

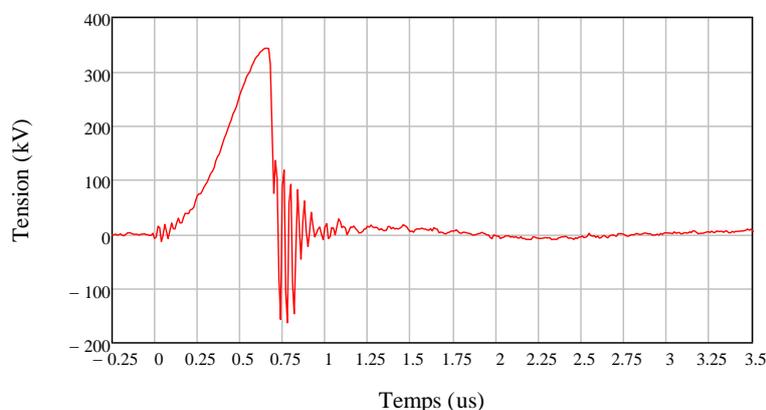


Figure 145 : Allure de la tension en sortie du transformateur sans dégazage ($V_e=5kV$)

Le claquage du secondaire du transformateur, à ce niveau de tension, n'est pas normal étant donnée la rigidité diélectrique de l'huile utilisée. L'hypothèse principale de ce défaut d'isolation est la présence de bulles d'air restées emprisonnées entre les enroulements des secondaires du transformateur. Le renforcement local du champ au niveau de ces bulles d'air serait rédhibitoire pour le transformateur.

4.2.2- Version résinée sous vide

Pour améliorer les performances, des essais d'isolation du secondaire par imprégnation de résine sous vide ont été réalisés. La résine utilisée est une résine époxy, référence STYCAST® 3050 du fabricant Emerson & Cuming. Pour réaliser l'imprégnation, le secondaire est déposé dans un moule rempli de résine. L'ensemble est dégazé dans une enceinte pour évacuer toutes les bulles d'air, puis on laisse sécher la résine à température ambiante et à pression atmosphérique pendant 24 heures. Le surplus de résine est ensuite usiné. Une photographie du secondaire ainsi réalisé est présentée figure 146.



Figure 146 : Photographie du secondaire résiné

Cette technique a l'avantage de ne pas nécessiter de dégazage de l'ensemble du transformateur facilitant donc la mise en œuvre du dispositif expérimental.

La figure 147 présente l'allure de la tension en sortie du transformateur pour une tension de charge des condensateurs primaires de 3kV. Dans ces conditions, le secondaire du transformateur a claqué à 150kV.

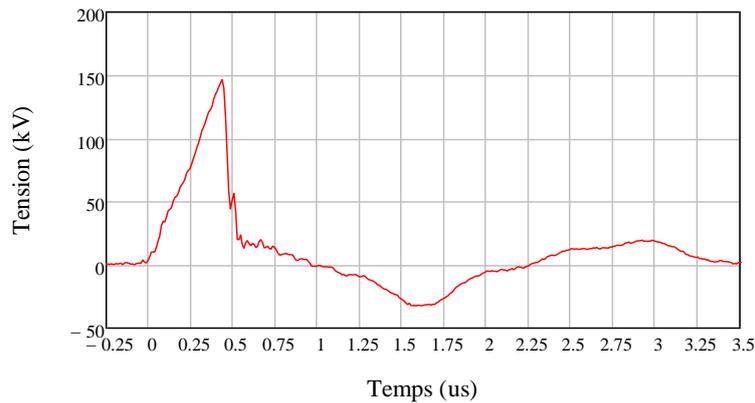


Figure 147 : Allure de la tension en sortie du transformateur résiné ($V_e=3kV$)

Après expertise de l'enroulement secondaire, il semblerait que, malgré le dégazage, des poches d'air se créent pendant la phase de séchage de la résine, pénalisant fortement la tenue en tension du transformateur. Cette technique d'isolation a donc été abandonnée.

4.2.3- Version avec dégazage

Pour pallier à ces problèmes, la solution consiste à dégazer directement l'ensemble du transformateur dans l'huile. En effet, il subsiste des bulles d'air emprisonnées entre les différents éléments du transformateur qui pénalisent fortement sa tenue en tension. A pression atmosphérique, la rigidité diélectrique de l'air est bien plus faible que celle de l'huile. Pendant la phase de fonctionnement du transformateur, ces cavités sont complètement ionisées et entraînent un phénomène d'avalanche pouvant conduire au claquage du transformateur. Cela est d'autant plus vrai que la permittivité de l'huile est 2,25 fois plus grande que celle de l'air, le champ électrique dans les bulles peut être bien plus élevé que dans l'huile. Cette élévation du champ électrique dans une bulle d'air au sein d'un milieu diélectrique de permittivité ϵ_d peut être évaluée à partir de l'expression suivante [84] :

$$E_{bulle} = \frac{3\epsilon_d}{2\epsilon_d + 1} E_{dielectrique} \quad (63)$$

Avec $E_{dielectrique}$: champ électrique du milieu (V/m)

Dans notre cas, l'élévation du champ électrique dans une bulle présente dans l'huile peut donc être de 23%.

Pour éliminer tous ces problèmes, le transformateur doit être dégazé. Pour cela, le transformateur est immergé dans une cuve étanche en acier pouvant résister aux contraintes mécaniques créées par la mise sous vide. Ainsi, les bulles, présentes dans l'huile et emprisonnées dans le transformateur, vont être évacuées de l'enceinte. Un hublot en verre permet de contrôler la qualité du dégazage. Cette opération peut prendre plusieurs dizaines d'heures pour obtenir un dégazage sécurisant pour le transformateur.

Ce mode de conditionnement a été validé comme le montrent les essais en mono-coup et en mode récurrent décrits dans les paragraphes suivants.

4.2.3.a) Fonctionnement mono-coup

L'allure de la tension en sortie du transformateur, pour une tension de charge des condensateurs primaires de 4,5kV, est présentée figure 148.

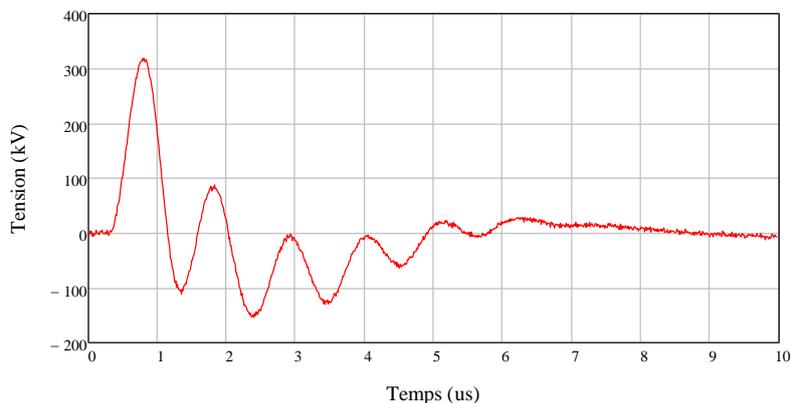


Figure 148 : Allure de la tension en sortie du transformateur ($V_e=4,5kV$, $V_s=320kV$, $t_r=300ns$)

Le transformateur résonne à une fréquence de 0,92MHz. Le temps de transfert est donc de 545ns. Dans ces conditions expérimentales, le transformateur ne sature pas pendant le transfert résonant. Le rapport de transformation est même supérieur à 60, conséquence du choix des valeurs des condensateurs primaires. Les oscillations sont rapidement amorties principalement à cause des pertes dans le circuit magnétique à cette fréquence et à ces niveaux d'induction.

La figure 149 présente l'allure de la tension en sortie du transformateur pour différentes tensions de charge des condensateurs primaires.

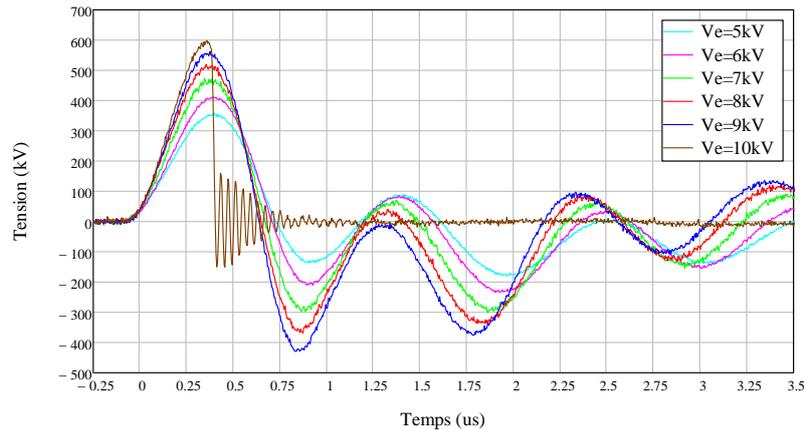


Figure 149 : Allure de la tension en sortie du transformateur ($5kV < V_e < 10kV$)

Le transfert résonant s'opère correctement et la fréquence de résonance du transformateur reste constante. Pour les tensions de charge supérieures à 5kV, on voit apparaître un début de saturation après le maximum de l'impulsion. Pour une tension de charge de 10kV (figure 149, courbe marron), on constate un claquage à la crête de l'impulsion. Ce claquage s'opère sur la charge (condensateur de 80pF présenté dans le paragraphe III- de ce chapitre), mais n'est pas destructif pour le transformateur. Malheureusement, aucun essai sans claquage à ce niveau de tension de sortie n'a pas pu être effectué.

Comme le montre la figure 150, la tension de sortie évolue linéairement en fonction de la tension d'entrée jusqu'à 500kV. Pour des tensions supérieures, le transformateur commence à saturer avant la fin du transfert d'énergie.

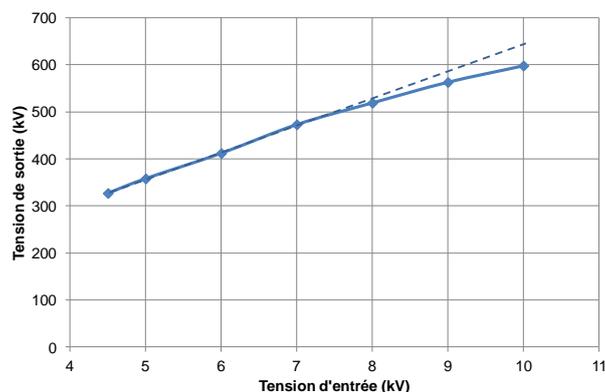


Figure 150 : Evolution de la tension en sortie du transformateur en fonction de la tension de charge des condensateurs primaires

Il est, a priori, possible de s'affranchir de cette saturation en magnétisant le circuit magnétique avec une tension continue de polarité opposée à la tension d'entrée. En effet,

cela permettrait de parcourir toute l'amplitude du cycle d'hystérésis du matériau magnétique. A ce jour, cette solution n'a pas été testée car, dans notre cas, elle ne permettrait au mieux d'augmenter le niveau de tension maximal que de quelques pourcents pour une complexité de fonctionnement bien supérieure.

4.2.3.b) Fonctionnement en régime récurrent

Les contraintes diélectriques devenant bien plus critiques avec la fréquence de récurrence, le transformateur a également été testé dans ces conditions. Pour limiter en durée les contraintes diélectriques et donc placer le transformateur dans des conditions d'utilisation proches de celles du prototype, un éclateur à gaz pressurisé vient commuter l'impulsion, sur une résistance 50Ω , lorsqu'elle atteint une valeur proche de sa crête. Les oscillations et notamment l'inversion de polarité sont donc supprimées.

Ces essais sont réalisés avec des chargeurs de laboratoire. Un chargeur Maxwell $40\text{kV}-2\text{kJ/s}$ (chargeur 1) charge les quatre condensateurs primaires, ensuite un chargeur Technix $40\text{kV}-750\text{J/s}$ (chargeur 2) charge le générateur de déclenchement Pitufu. Ces chargeurs sont pilotés pour interrompre la charge après chaque tir afin de laisser le temps aux éclateurs de retrouver leurs propriétés diélectriques initiales pour la charge suivante. La cadence est réglée par une horloge. La figure 151 présente les chronogrammes d'un cycle de commande des chargeurs.

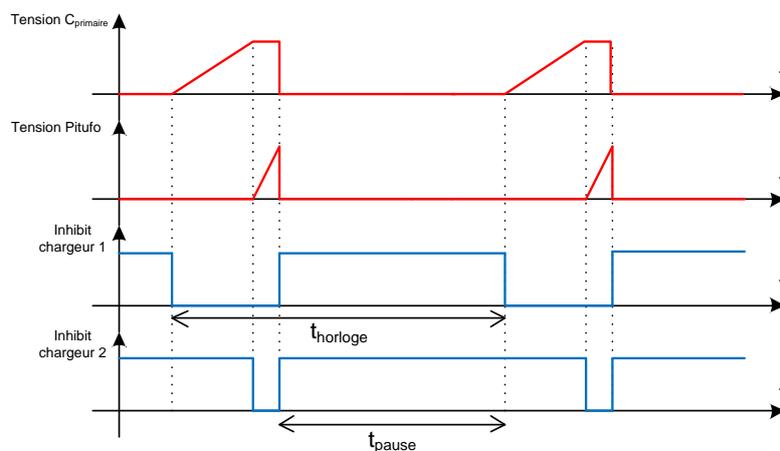


Figure 151 : Chronogramme de pilotage des chargeurs pour un fonctionnement récurrent (les chargeurs sont actifs lorsque l'inhibit est à l'état bas)

Un enregistrement d'une rafale de 100 impulsions à 20Hz est présenté figure 152. Après la commutation de l'éclateur, la mesure de la tension est faussée car les oscillations sont en dehors de la bande passante de la « Half MV probe ».

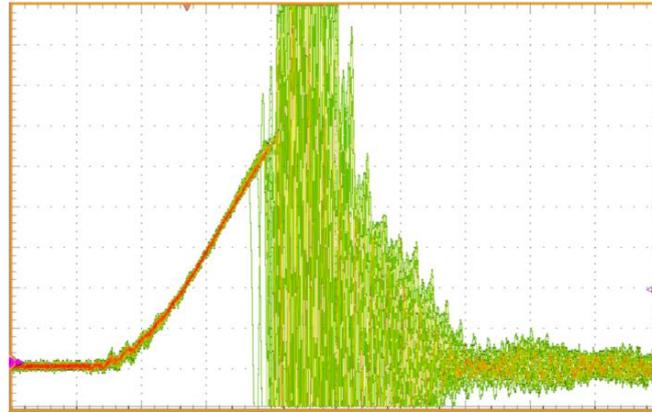


Figure 152 : Enregistrement de 100 impulsions à 20Hz
Echelle verticale : 50kV/div - Base de temps : 160ns/div

La reproductibilité des impulsions en sortie du transformateur est très bonne. Il n'y a donc pas de saturation du circuit magnétique. Pour l'heure, la fréquence de récurrence est limitée par la puissance des chargeurs.

Ces essais nous ont permis de conclure quant à la fiabilité du dégazage lors de la mise en œuvre du transformateur. Ce dégazage sera nécessaire à chaque opération de maintenance du prototype.

5- Confrontation du modèle et des résultats expérimentaux

En vue de vérifier la validité du modèle LTspice présenté dans la partie IV-3- et de valider les grandeurs calculées lors du dimensionnement du transformateur, il est intéressant de confronter le résultat de simulation et le résultat expérimental.

Pour cela, l'allure de la tension en sortie du transformateur déterminée à partir de la simulation et le résultat expérimental sont comparés sur la figure 153.

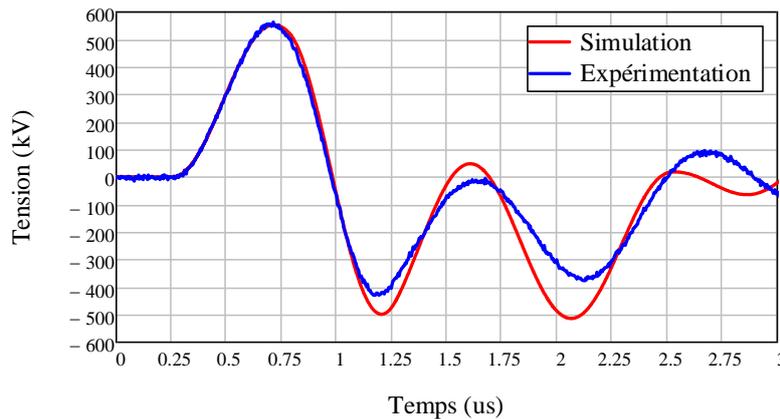


Figure 153 : Confrontation des résultats de la simulation électrique et expérimentaux de la tension en sortie du transformateur ($V_{cp}=9kV$)

La simulation, qui s'appuie sur les données calculées dans la partie dimensionnement, est proche du résultat expérimental, notamment pendant la première microseconde. Au-delà, l'amplitude n'est plus similaire au résultat expérimental. Cette divergence est due aux pertes dans le circuit magnétique qui ne sont pas prises en compte dans ce modèle. Pour un fonctionnement harmonique, elles peuvent être modélisées par une simple résistance en parallèle avec l'inductance saturable dimensionnée à partir des calculs du paragraphe IV-2.4.2-. Cependant, dans notre cas, la modélisation de ces pertes est complexe car ces dernières dépendent de la fréquence ainsi que du niveau de l'induction magnétique. Les résultats obtenus sans la prise en compte des pertes montrent que cette approximation est valide pendant la première période de l'impulsion de sortie. L'impulsion de tension est commutée par l'éclateur à huile à sa crête, il n'est donc pas nécessaire pour notre application de pousser plus loin cette simulation.

V- Conclusion du chapitre

Nous avons présenté, dans ce chapitre, l'étude, la réalisation et la caractérisation d'un transformateur résonant impulsif. Pour son fonctionnement, une sonde de tension et une charge capacitive étaient nécessaires et ont également fait l'objet d'une étude poussée.

Le transformateur, qui occupe un volume hors tout inférieur à 3,5L, permet de générer sur une charge de 90pF (charge de 77pF + sonde de 12,4pF) des impulsions de

600kV d'amplitude avec un temps de montée de 265ns. La prise en compte des éléments parasites dans le dimensionnement a permis de réaliser un modèle du transformateur sur LTspice en mesure de présager du résultat expérimental, au moins pendant la première demi-période de la tension de sortie.

La caractérisation de celui-ci, a été possible grâce au développement d'une sonde de tension compacte, capable de mesurer des tensions impulsionnelles de 620kV. Bien que pour notre application, une fréquence de coupure haute de 15MHz soit suffisante, la sonde développée possède une réponse en fréquence plane jusqu'à 55MHz, ce qui lui permet théoriquement de mesurer des impulsions avec un temps de montée de 6,3ns, et donc d'envisager son utilisation dans un grand nombre d'applications haute tension transitoires. L'ensemble des modules du générateur de puissance pulsé ayant été décrit de façon détaillée, le chapitre IV va maintenant présenter leur intégration dans l'antenne ainsi que les résultats obtenus avec ce prototype.

Chapitre 4

Rayonnement :

qui, comment et après... ?

I- Introduction du chapitre

Le dimensionnement de la source MOUNA ainsi que les études concernant chacune des briques la constituant ont conduit à une architecture mécanique finale où tous les éléments sont intégrés. Ce chapitre est ainsi consacré à une présentation particulièrement détaillée du prototype MOUNA complet :

- Les performances électromagnétiques de cette nouvelle structure sont analysées par simulation.
- En raison de sa topologie particulière, des moyens de diagnostic des impulsions de tension générées ont été insérés in situ. Leur principe de fonctionnement est décrit et leur calibration explicitée.
- Des essais expérimentaux sont entrepris afin de valider le fonctionnement du dispositif d'un point de vue électrique (mesure de tension en sortie après commutation de l'éclateur liquide) et électromagnétique (mesure du champ électrique rayonné par la source).

Pour terminer ce chapitre, nous faisons état de quelques pistes qui pourraient orienter nos futures recherches. Ces pistes sont en cours d'analyse ou pourront être explorées et il nous paraît opportun de citer, ici, les travaux entrepris sur deux d'entre elles.

II- Antenne dipôle

Pour émettre un rayonnement électromagnétique à partir d'une source de puissance électrique, il faut utiliser un dispositif de conversion : une antenne d'émission. Les antennes ont un fonctionnement réversible car elles peuvent également convertir une énergie électromagnétique en énergie électrique, c'est le cas des antennes de réception. Il existe un grand nombre d'antennes devenues des standards avec des caractéristiques différentes permettant de satisfaire aux exigences d'une multitude d'applications. La nôtre utilise une antenne de type dipôle. En effet, comme cela a déjà été présenté dans la partie

relatant du dimensionnement de la source, l'utilisation de ce type d'antenne permet d'intégrer son dispositif d'alimentation à l'intérieur des brins et donc d'optimiser la compacité globale de la source.

1- Simulation électromagnétique

De même que lors du dimensionnement du prototype présenté dans le paragraphe III- du chapitre 1, l'antenne et la ligne oscillante dans leur configuration finale ont été simulées sur le logiciel CST Microwave Studio. L'objectif de ces simulations est de déterminer in fine l'influence du temps de fermeture de l'éclateur à huile sur le champ rayonné par l'antenne dipôle. Elles permettent également de vérifier que le diagramme de rayonnement de l'antenne est en adéquation avec notre application.

La structure de l'antenne simulée est présentée figure 154. Ses dimensions sont strictement les mêmes que celles du prototype réalisé mécaniquement ultérieurement. En réalité, les deux brins de l'antenne contiennent les différents modules constituant le générateur haute tension pulsée mais pour limiter le nombre de mailles à calculer ils sont simulés « pleins ». Les parties conductrices de l'antenne (les brins) sont simulées par un conducteur parfait (PEC acronyme de Perfect Electric Conductor) et la pièce de maintien des brins est réalisée en POM.

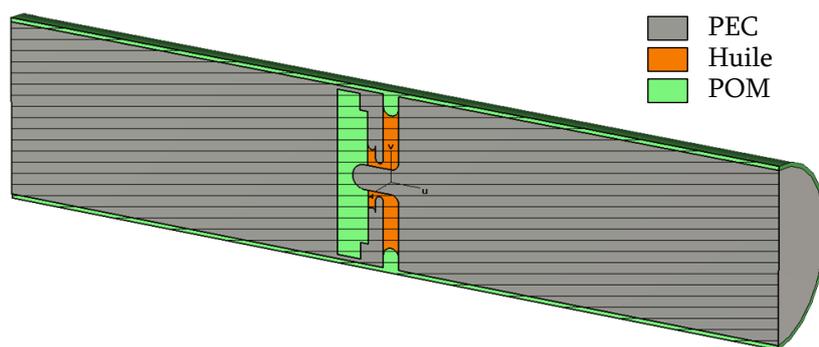


Figure 154 : Vue 3D en coupe de la structure de l'antenne et de la ligne oscillante (version définitive)

La montée en potentiel du transformateur ainsi que la commutation de l'éclateur à huile sont simulées en appliquant un port discret entre les deux brins de l'antenne, au niveau de l'éclateur de sortie. Pour minimiser le temps de simulation, la montée en

potentiel du transformateur a été réduite à 25ns. Toutefois, cette diminution n'a aucun impact sur les résultats de simulation.

L'allure de la tension inter-brins et du champ rayonné, pour une tension de 1V commutée en 750ps, est présentée sur la figure 155.

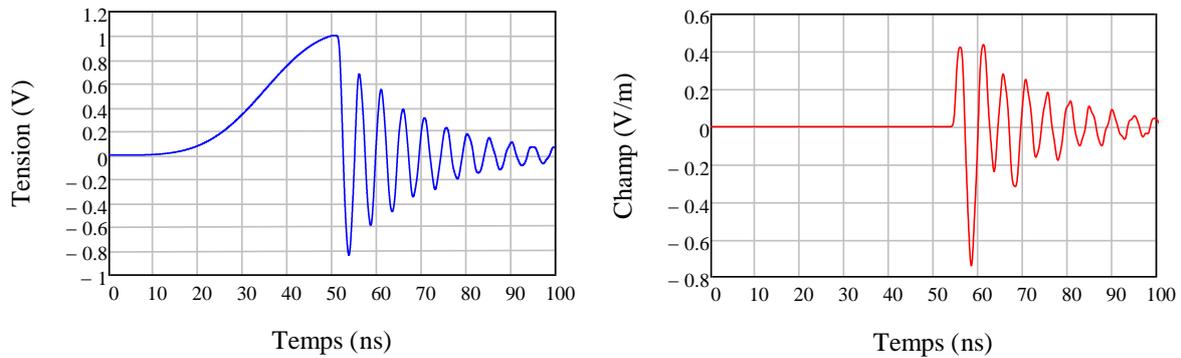


Figure 155 : (a) Allure de la tension entre les deux brins, (b) Allure du champ rayonné à 1m ($t=750ps$)

Dans ces conditions, l'amplitude du champ rayonné à 1m est de 0,7V/m et sa fréquence d'oscillation est de 220MHz.

On peut aussi ajouter que le rayonnement de l'antenne, à cette fréquence, est plus directif qu'une antenne dipôle accordée en $\lambda/4$ (figure 156), donc oscillant à 150MHz. Son gain est de fait supérieur et atteint 2,9dBi. D'un point de vue rayonnement, cela va dans le bon sens pour notre application, mais imposera à l'éclateur de sortie de commuter plus rapidement.

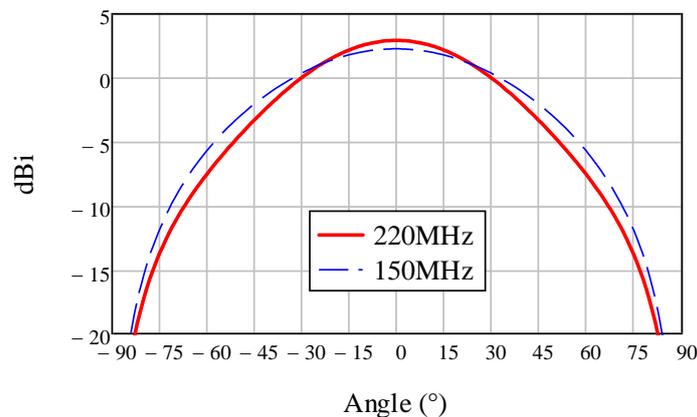


Figure 156 : Diagramme de rayonnement de l'antenne à 150MHz et 220MHz

Une donnée importante pour une source de puissance est le niveau de champ maximum rayonné. Comme il a été montré dans le paragraphe III-2- du chapitre 1, celui-

ci est fortement dépendant du temps de fermeture de l'éclateur à huile. Ces simulations ont permis de quantifier cette influence. Les résultats sont synthétisés sur la figure 157 qui présente l'évolution du champ maximal rayonné à un mètre de l'antenne, en fonction du temps de fermeture de l'éclateur, pour 1V commuté.

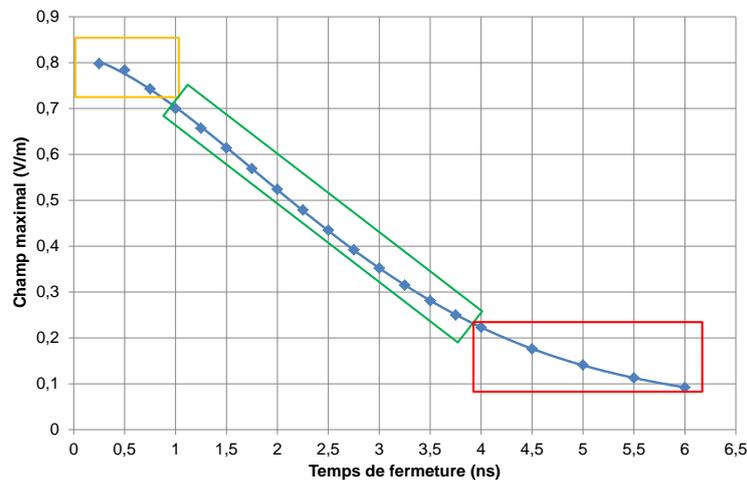


Figure 157 : Evolution de la valeur maximale du champ rayonné à 1m en fonction du temps de fermeture de l'éclateur pour 1V commuté

Le champ maximal rayonné tend vers 0,8V/m lorsque le temps de fermeture de l'éclateur est proche de 250ps alors qu'il est deux fois plus faible lorsque l'éclateur commute en 2,75ns. Cette courbe peut être décomposée en 3 parties :

- Zone orange : le temps de fermeture de l'éclateur est suffisamment rapide pour lancer correctement les oscillations (dépassement proche de 100%, figure 155(a)). La limitation de l'amplitude du champ rayonné est donc simplement du fait des caractéristiques de l'antenne dipôle.
- Zone verte : les oscillations de la ligne sont d'autant mieux lancées que le temps de fermeture de l'éclateur est court. L'amplitude de la tension appliquée à l'antenne dépend de ce temps de fermeture, ce qui influe donc sur la valeur du champ rayonné.
- Zone rouge : le temps de fermeture de l'éclateur est trop long pour lancer les oscillations de la ligne (dépassement proche de 0%). Seul le dV/dt généré par la fermeture de l'éclateur est rayonné par l'antenne.

On peut considérer que, pour lancer correctement les oscillations, il faut que le signal d'excitation ait une variation plus rapide que le quart d'une période de ces oscillations.

2- Tenue diélectrique de l'antenne

Lors de la conception d'antennes de puissance et contrairement aux antennes standards, il est nécessaire de tenir compte de la tension d'alimentation généralement très élevée. En effet, cette tension d'alimentation induit des champs électriques qui peuvent être supérieurs à la rigidité diélectrique des matériaux les constituant, et donc entraîner des claquages destructeurs. Pour anticiper ces problèmes, il est courant de faire une simulation électrostatique dont le but est d'identifier les renforcements de champ dans les zones critiques et éventuellement de modifier la géométrie de l'antenne afin de les minimiser. Parfois, cela n'est pas suffisant, c'est ce que nous allons montrer dans les lignes qui suivent.

2.1- La ligne oscillante

Dans le cas de l'antenne dipôle du projet MOUNA, celle-ci doit pouvoir supporter des tensions de plus de 500kV pendant 300ns. La simulation électrostatique de la ligne oscillante de l'antenne pour une tension de 1V est présentée figure 158.

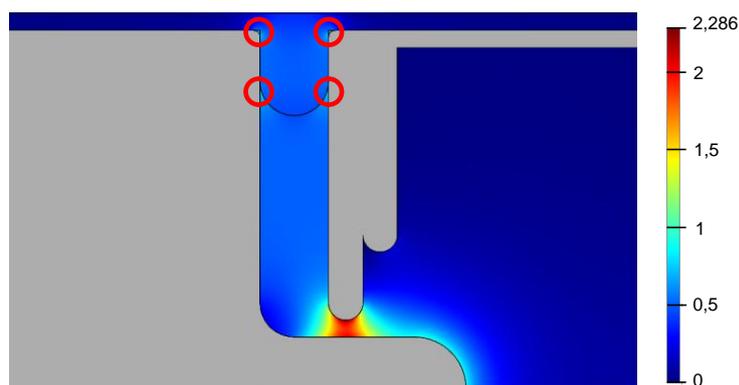


Figure 158 : Répartition spatiale du champ électrique (V/cm) dans la ligne oscillante pour 1V appliqué ($d_{\text{éclateur}}=5\text{mm}$)

En dehors de l'espace inter-électrodes de l'éclateur où le champ électrique est maximal, cette simulation permet d'identifier quatre zones de renforcements de champ (entourés en rouge), au niveau de l'interface POM/huile. Ces renforcements de champ,

appelés « points triples » se localisent à la jonction entre deux matériaux diélectriques de permittivité relative différente et un conducteur [85]. Pour une tension de 1V entre les deux brins de l'antenne, le champ électrique au niveau de ces points triples atteint 1,4V/cm alors qu'il n'est seulement que de 0,5V/cm entre les deux brins de l'antenne. Cependant ce ne sont pas les plus fortes valeurs atteintes, le champ électrique est, en effet, nettement plus important entre les électrodes de l'éclateur (2,28V/cm), ce qui laisse présager que la commutation se produira bien à ce niveau. Toutefois, seule l'expérience peut confirmer ces calculs.

Lors des premiers essais expérimentaux du prototype, des décharges électriques sont apparues dans l'air à l'extérieur de l'antenne, en surface du diélectrique d'isolation et de maintien des brins lorsque la tension commutée était supérieure à 120kV. Pour comprendre l'origine de ce phénomène, une simulation électrostatique de l'antenne complète, et donc également de sa face externe, a été réalisée et est présentée figure 159.

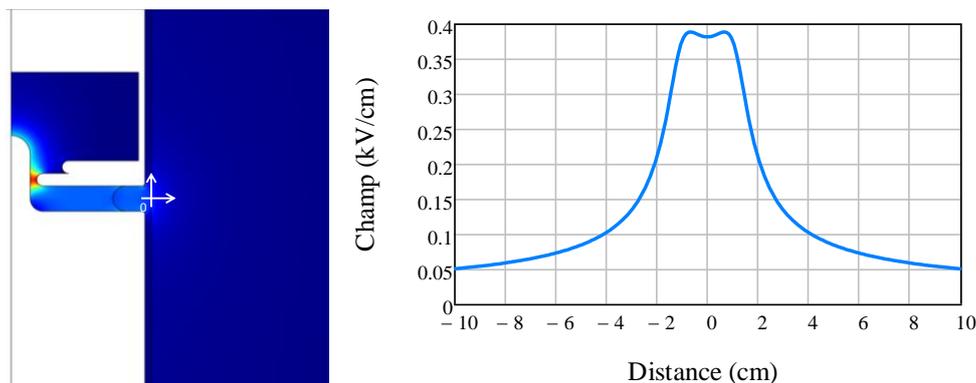


Figure 159 : (a) Répartition du champ électrique dans l'antenne pour 1V appliqué, (b) Profil du champ électrique en surface de l'antenne pour 1V appliqué

Cette simulation montre que le champ électrique en surface de l'antenne, dans l'axe de la ligne, est important. En effet, pour une tension inter-brins de 120kV, le champ électrique dans l'air atteint 46,6kV/cm, ce qui est nettement supérieur à la rigidité diélectrique de l'air en continu (30kV/cm). Ces résultats ont entraîné une modification de la conception de la surface externe de MOUNA, validée également par simulation et efficace au-delà de 500kV. Pour cela, il a fallu déterminer au préalable quelle était la rigidité diélectrique de l'air dans les conditions impulsionnelles imposées par le transformateur.

2.2- Champ de claquage impulsionnel de l'air à pression atmosphérique

Une expérimentation a été réalisée pour déterminer le champ de claquage impulsionnel de l'air à pression atmosphérique. Le schéma électrique du montage expérimental de ce test est présenté figure 160.

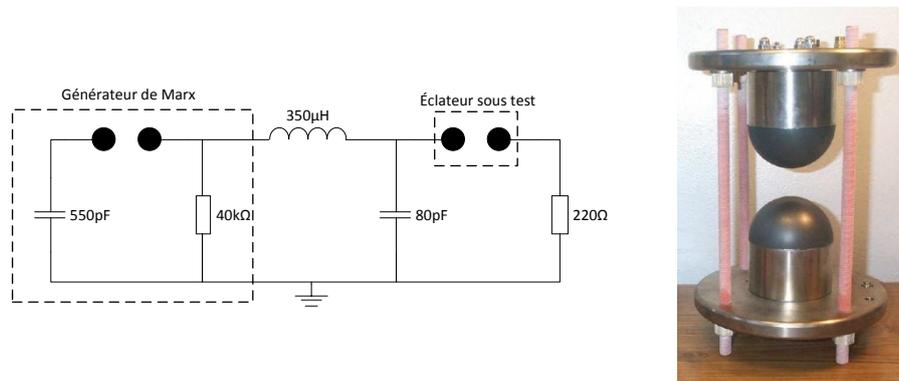


Figure 160 : Schéma électrique du montage expérimental pour déterminer le champ de claquage de l'air à pression atmosphérique ($t_m=300ns$) et photographie de l'éclateur sous test

Une impulsion avec des caractéristiques temporelles semblables à l'impulsion délivrée par le transformateur résonant est appliquée aux bornes d'un éclateur dans l'air à pression atmosphérique. Pour cela, le transformateur résonant est simulé expérimentalement par un circuit LC composé d'une bobine d'inductance $350\mu H$ et d'un générateur de Marx à 4 étages assimilable à un condensateur de $550pF$. L'allure de l'impulsion de tension générée par ce montage est comparée à l'allure de la tension fournie par le transformateur sur la figure 161.

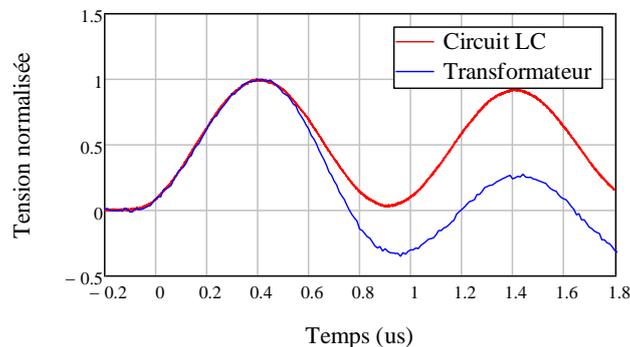


Figure 161 : Comparaison de la tension en sortie du transformateur et de celle simulée expérimentalement

L'éclateur utilisé est constitué de deux électrodes hémisphériques en graphite de 10cm de diamètre. L'étude est réalisée pour des distances inter-électrodes de 1 à 2cm garantissant l'homogénéité du champ électrique dans l'éclateur. Les résultats de cette

étude expérimentale sont présentés et comparés au champ de claquage pour une tension continue figure 162.

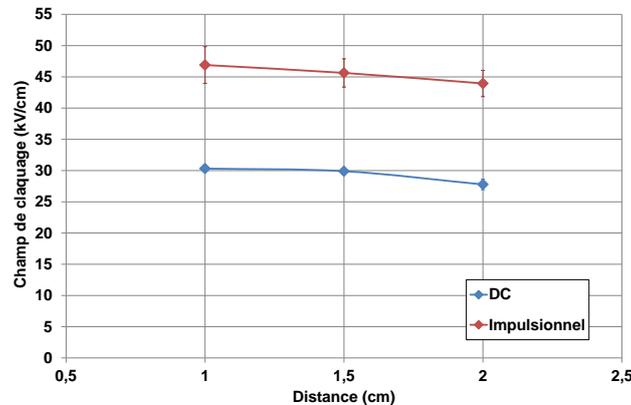


Figure 162 : Champ de claquage continu et impulsionnel ($t_{montée}=300ns$) de l'air à pression atmosphérique en fonction de la distance inter-électrodes de l'éclateur

Conformément aux attentes, le champ de claquage de l'air à pression atmosphérique pour une tension continue appliquée à l'éclateur est proche de 30kV/cm. Celui-ci est bien supérieur lorsque l'éclateur est soumis à une tension impulsionnelle et atteint 45kV/cm pour les contraintes appliquées. Cette valeur corrobore le résultat de la partie précédente, à savoir qu'un claquage est susceptible d'apparaître pour une tension inter-brins de 120kV puisque le champ à l'interface est alors de 46,6kV/cm. Pour le dimensionnement de l'antenne, il faut donc que le champ dans l'air soit inférieur à cette valeur.

2.3- Modification de la géométrie de l'antenne

Pour alimenter l'antenne avec des niveaux de tension plus élevés, il est nécessaire de modifier sa géométrie. Ces modifications sont étudiées à partir de simulations électrostatiques dans l'objectif de l'alimenter avec une tension de 500kV minimum. La nouvelle géométrie peut être considérée comme sûre lorsque le champ électrique dans l'air est inférieur au champ de claquage impulsionnel de l'air à pression atmosphérique déterminé expérimentalement.

La première solution étudiée consiste à augmenter le rayon de courbure des brins au niveau du circuit ouvert de la ligne oscillante. La figure 163 présente le profil du champ électrique en surface de l'antenne paramétré par le rayon de courbure des brins.

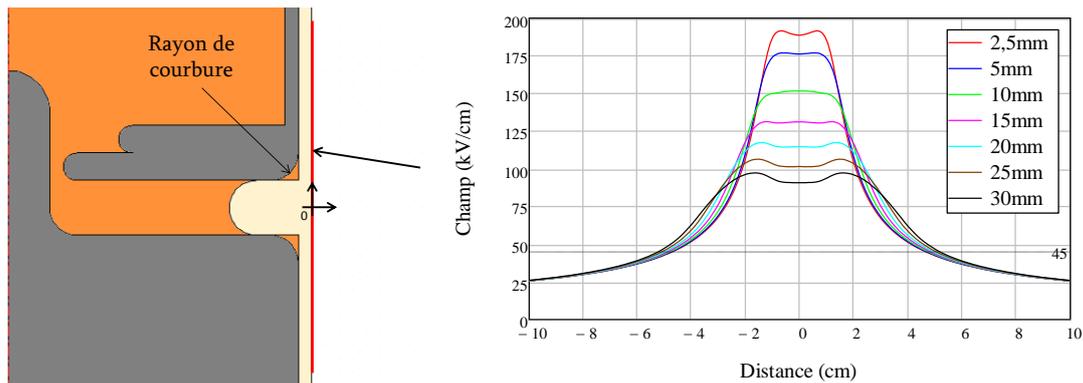


Figure 163 : Profil du champ électrique en surface de l'antenne pour 500kV en fonction du rayon de courbure ($2,5\text{mm} < R_{\text{courbure}} < 30\text{mm}$)

Avec un rayon de courbure de 2,5mm, le champ électrique maximal est 4 fois supérieur au champ de claquage de l'air à pression atmosphérique. L'augmentation du rayon de courbure jusqu'à 30mm permet de réduire le champ d'un facteur 2. Celui-ci reste malheureusement encore bien trop important pour envisager une alimentation de l'antenne avec une tension de 500kV. Dans ces conditions, l'antenne est susceptible de fonctionner correctement pour des tensions d'alimentation inférieures à 240kV seulement.

D'autre part, comme le montre la figure 164, la modification du rayon de courbure entraîne une chute de la capacité équivalente de l'antenne et donc une modification des caractéristiques de la ligne oscillante (fréquence d'oscillation, constante de temps de décroissance,...).

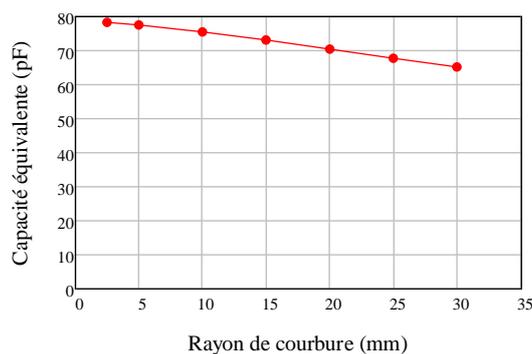


Figure 164 : Evolution de la capacité équivalente de l'antenne en fonction du rayon de courbure des brins

Pour ces deux raisons, de telles modifications ne sont pas envisageables.

Une autre solution consiste à remplacer la zone où le champ électrique dans l'air est supérieur à sa rigidité diélectrique par un matériau polymère ou de l'huile qui sont de

bien meilleurs diélectriques. Pour déterminer cette zone, et notamment la distance à laquelle le champ électrique est inférieur au champ de claquage de l'air il faut regarder le profil du champ électrique orthogonal à l'antenne, présenté figure 165.

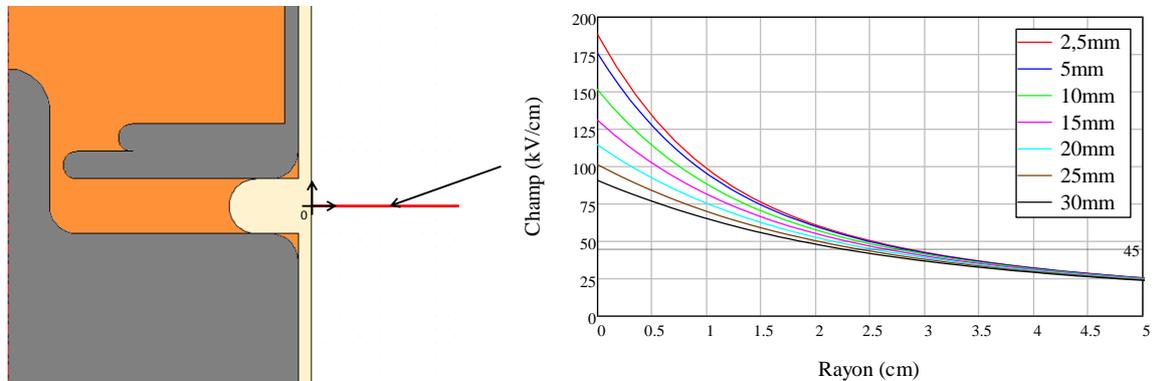


Figure 165 : Profil du champ électrique orthogonal à l'antenne pour 500kV en fonction du rayon de courbure ($2,5\text{mm} < R_{\text{courbure}} < 30\text{mm}$)

Quel que soit le rayon de courbure, le niveau du champ électrique converge pour les distances les plus élevées. Il n'y a donc pas d'intérêt à modifier le rayon de courbure en vue de diminuer le volume à remplacer par de l'huile. Pour les rayons de courbure les plus faibles, le champ électrique devient inférieur au champ de claquage de l'air (45kV/cm) pour les distances supérieures à 3cm par rapport à la surface de l'antenne.

La solution retenue consiste donc à insérer une bride remplie d'huile dans la zone où le champ électrique est supérieur au champ de claquage de l'air à pression atmosphérique. Pour valider les dimensions déterminées à partir des simulations précédentes, une simulation de la nouvelle structure complète a été réalisée ($R_{\text{courbure}}=2,5\text{mm}$). Son résultat est présentée figure 166. Sur cette figure, les zones représentées en blanc indiquent que le champ électrique est supérieur à 45kV/cm, le champ de claquage de l'air.

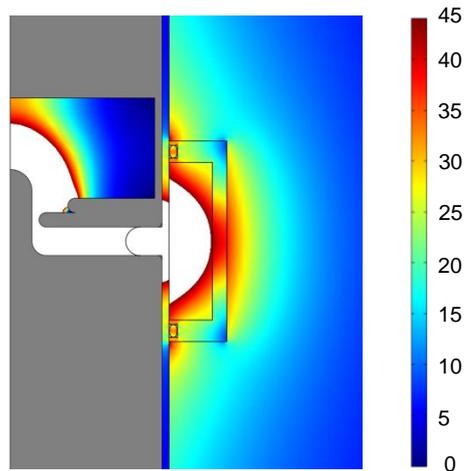


Figure 166 : Répartition spatiale du champ électrique (kV/cm) dans l'antenne pour une tension de 500kV

Avec cette modification autour de l'antenne, le champ électrique, dans l'air, est inférieur à 45kV/cm, ce qui permet d'affirmer qu'il ne se produira pas de claquage pour une tension commutée inférieure à 500kV en sortie du transformateur. D'un point de vue électromagnétique, une simulation CST a également permis de vérifier que cette modification n'altère en rien les caractéristiques en rayonnement de l'antenne. Finalement, l'ajout de ce volume entraîne une légère augmentation de volume du prototype (4,6 litres) mais est malheureusement indispensable à son fonctionnement.

Comme nous venons de le voir, la compacité imposée du prototype MOUNA peut être à l'origine de contraintes qui ne facilitent pas la conception et donc le respect de certains critères. Bien que parfois appuyée sur des considérations technologiques, l'architecture de MOUNA est un des points critiques du projet. Toutefois, nous ne lui consacrerons que quelques lignes.

III- Architecture du prototype

Le prototype est constitué de l'ensemble des modules présentés de façon détaillée dans les paragraphes précédents. Un des brins de l'antenne (brin GND) contient le générateur haute tension pulsée, composé du convertisseur DC/DC, des condensateurs primaires, du générateur de déclenchement (Pitufo), des éclateurs synchronisés et du transformateur résonant impulsionnel tandis que l'autre (brin HT) ne contient que le système de circulation de l'huile ainsi que son alimentation. La source primaire d'énergie

(batterie) est quant à elle fixée sur le brin GND à l'extérieur de l'antenne. Ces brins sont maintenus mécaniquement en prolongement l'un de l'autre par une pièce en POM qui assure également le réglage de la distance inter-brins. Une vue éclatée du prototype est présentée figure 167.

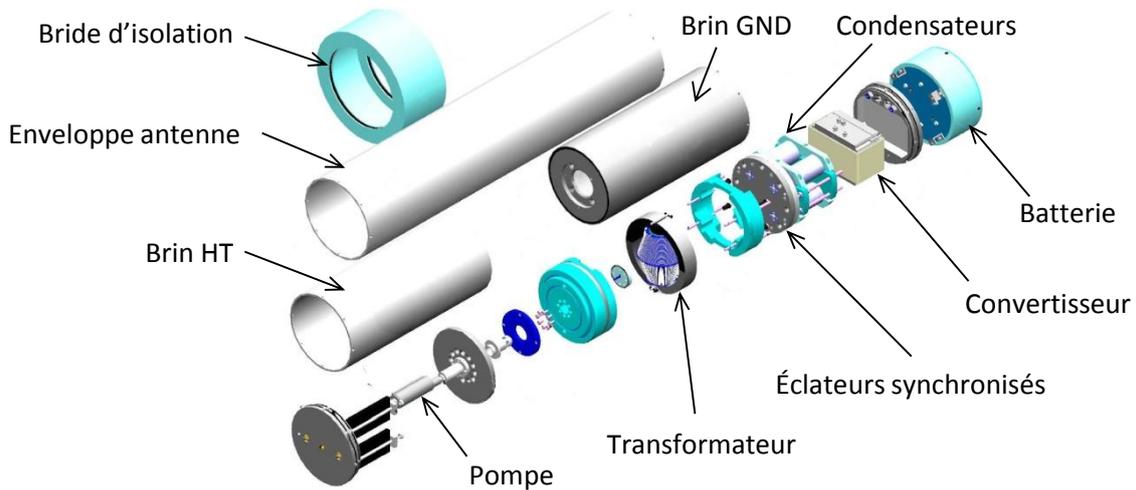


Figure 167 : Vue éclatée du prototype MOUNA

Afin d'assurer l'isolation électrique, les brins sont remplis d'huile puis dégazés pour les raisons évoquées dans le paragraphe IV-4.2- du chapitre 3. La largeur de cet espace inter-brins rempli d'huile est fixée à 2cm afin de conférer à la ligne radiale de sortie une valeur capacitive de 80pF. Enfin, des disques en acier inoxydable peuvent être changés (figure 168) afin de modifier, à souhait, la distance inter-électrodes de l'éclateur de sortie dans l'huile.

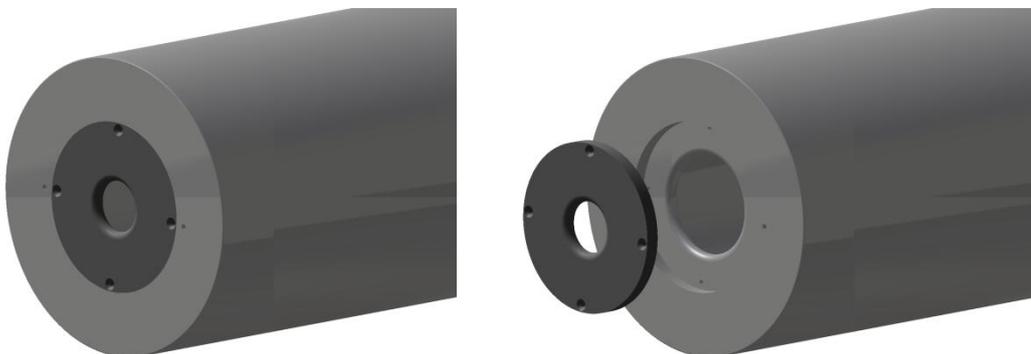


Figure 168 : Représentation du changement de distance inter-électrodes sur le brin GND

Finalement, l'ensemble du prototype occupe un volume de 46,4 litres et sa masse est, actuellement, de 67kg (figure 169).



Figure 169 : Photographie du prototype MOUNA

Une telle compacité, avec peu d'espace libre, a été obtenue par le biais d'énormes efforts d'intégration et nous a obligés à développer des moyens de mesure in situ de taille extrêmement réduite. Les études de ces sondes intégrées sont exposées ci-après.

IV- Moyens de diagnostic intégrés dans le prototype

En raison de l'architecture du prototype, il est impossible de positionner des sondes de tension commerciales aux bornes des deux brins de l'antenne pour contrôler le fonctionnement du transformateur. Il en est de même pour mesurer les oscillations de la ligne. C'est pourquoi des sondes de tension doivent être prévues in situ. La solution retenue est d'utiliser une « V-dot » [86] qui permet de mesurer la dérivée d'une tension. Grâce à une intégration numérique, il est ensuite possible de calculer l'allure de la tension. Une V-dot est en fait une sonde capacitive. Le schéma électrique simplifié de ce type de sonde est présenté figure 170.

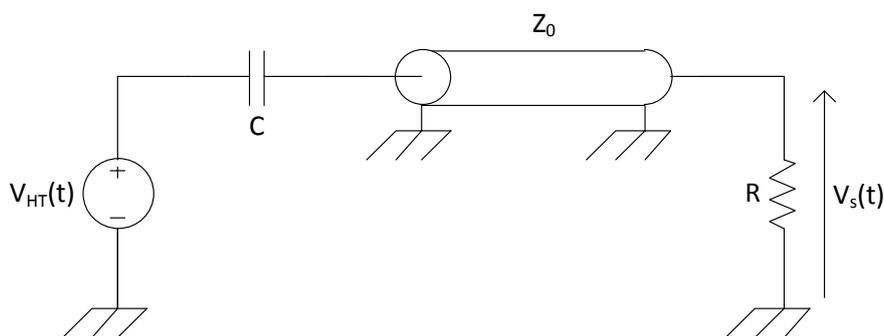


Figure 170 : Schéma électrique simplifié d'une « V-dot »

Le condensateur C représente la capacité de la V-dot entre le capteur et le brin HT de l'antenne. $V_{HT}(t)$ est la tension que l'on souhaite mesurer. Le câble permet de transmettre la mesure vers l'extérieur du prototype. Lorsque l'impédance du câble Z_0 ,

généralement 50Ω , est égale à celle de la résistance R, il y a adaptation d'impédance et il n'y a aucune réflexion dans le câble. Dans ces conditions, l'équation simplifiée du circuit est la suivante :

$$V_s(t) = RC \frac{d(V_{HT}(t) - V_s(t))}{dt} \quad (64)$$

La fonction de transfert du circuit est, dans ce cas, assimilable à un filtre passe haut du premier ordre :

$$T(p) = \frac{RCp}{1 + RCp} \quad (65)$$

Où p est la variable de Laplace.

Pour être dans des conditions de dérivation, il faut donc que la bande passante du signal à mesurer soit inférieure à la fréquence de coupure basse du filtre f_c , à savoir :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (66)$$

Dans ces conditions, le signal $V_s(t)$ est alors très petit devant le signal $V_{HT}(t)$. La réponse de la V-dot peut donc être considérée comme :

$$V_s(t) = k \frac{dV_{HT}(t)}{dt} \quad \text{avec } k = RC \quad (67)$$

Une simple intégration numérique permet ensuite de retrouver l'allure du signal $V_{HT}(t)$ atténuée du facteur k.

Cependant, dans la pratique, il peut y avoir une capacité parasite C_p telle que présentée dans le schéma de la figure 171.

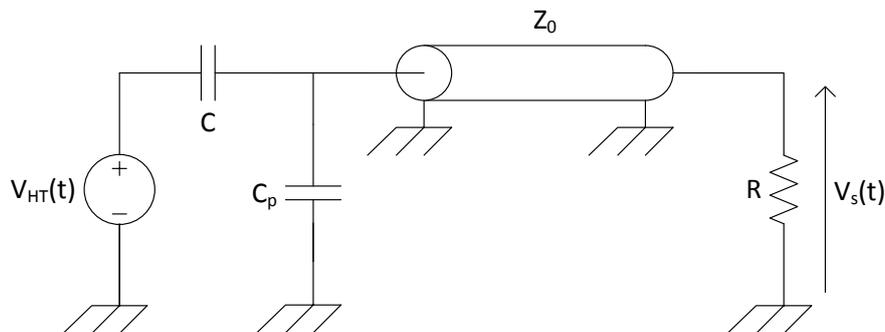


Figure 171 : Schéma électrique d'une « V-dot » avec élément parasite

L'équation de ce circuit est la suivante :

$$V_s(t) + RC_p \frac{dV_s(t)}{dt} = RC \frac{d(V_{HT}(t) - V_s(t))}{dt} \quad (68)$$

La fonction de transfert du circuit calculée à partir de cette équation est présentée ci-dessous.

$$T'(p) = \frac{RCp}{1 + R(C + C_p)p} \quad (69)$$

La capacité parasite C_p influe donc sur la fréquence de coupure basse du circuit, la nouvelle valeur est inférieure à celle calculée en (66) :

$$f_c' = \frac{1}{2\pi R(C + C_p)} \quad (70)$$

Cependant, dans la zone d'utilisation de cette sonde ($f < f_c'$), l'atténuation n'est pas modifiée et reste proportionnelle à k . Donc, tant que la capacité parasite C_p reste suffisamment faible pour que la fréquence de coupure basse f_c' reste supérieure à la plage d'utilisation de la sonde, elle n'influencera pas nos mesures et pourra être négligée. C'est généralement le cas pour ce type de mesure.

L'objectif du diagnostic de tension dans le prototype est de nous permettre de mesurer la tension entre les deux brins de l'antenne, seul moyen de connaître ensuite le facteur d'antenne. Comme le montre la figure 172, ce signal se compose de la charge de la ligne en 500ns par le transformateur résonant, puis de l'oscillation de la ligne produite par la fermeture de l'éclateur de sortie ($f_{oscillation} \approx 220\text{MHz}$).

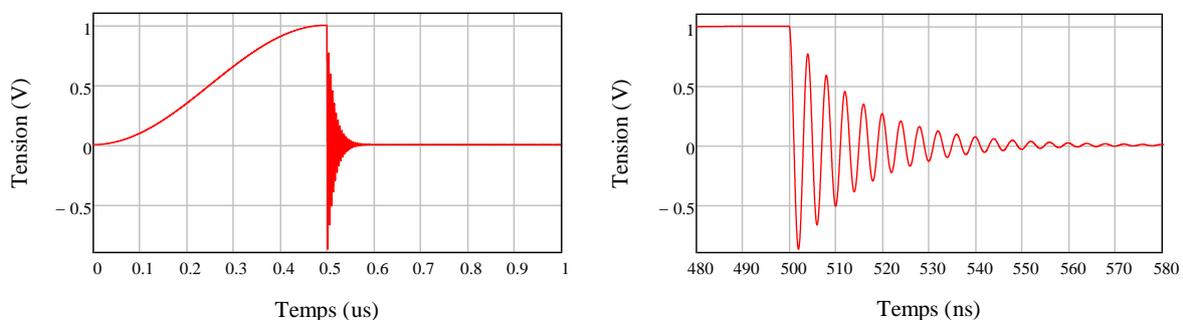


Figure 172 : Signal théorique normalisé entre les deux brins de l'antenne

Le contenu spectral de ce signal s'étend jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz. Comme une V-dot fournit la dérivée du signal à mesurer, il faut que l'appareil de mesure

ait une dynamique suffisamment importante pour ne pas perdre l'information basse fréquence du signal. Dans la zone d'utilisation d'une V-dot, la pente de l'atténuation est de 20dB/décade, il faudrait donc que l'oscilloscope qui va réaliser la mesure ait une dynamique supérieure à 100dB.

1- Conception des moyens de mesure intégrés

En raison des contraintes de compacité, la V-dot est réalisée à partir d'un connecteur SMA tronqué. Outre sa compacité, cette solution est très facile à mettre en œuvre car elle ne nécessite pas d'usinage pour la réaliser.



Figure 173 : Photographie de la V-dot « SMA »

Le diamètre de l'âme de ce connecteur est de 1,275mm et le diamètre extérieur de l'isolant en polytétrafluoroéthylène (PTFE) est de 4,060mm. Comme on peut le voir sur la figure 174, ce connecteur permet donc également d'obtenir une impédance de ligne de 50Ω dès la prise de mesure et ainsi limiter les désadaptations d'impédance pouvant être néfastes.

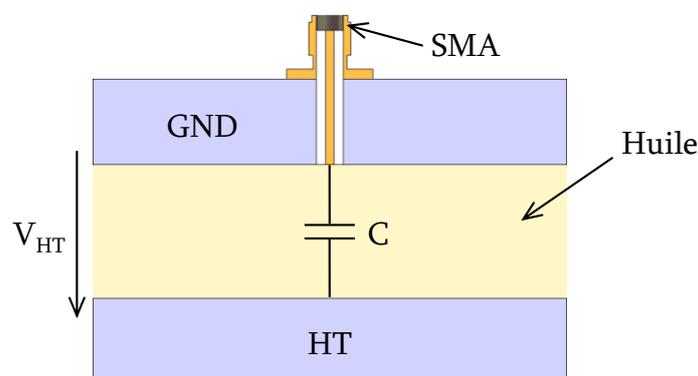


Figure 174 : Vue en coupe de la V-dot insérée dans le prototype

L'atténuation théorique de cette V-dot peut être calculée en déterminant la valeur du condensateur C à partir d'une simulation électrostatique. A l'aide du logiciel Maxwell,

sa valeur a été estimée à 4,4fF. A partir de cette donnée, il est maintenant possible de connaître l'amplitude du signal qui doit être mesurée par l'oscilloscope. Le tableau 12 présente les valeurs attendues pour les deux composantes du signal (tension de charge de la ligne et oscillations) et pour la plage de tension à mesurer.

Fréquence Tension	Partie Basse fréquence ($\approx 1\text{MHz}$)	Oscillations (220MHz)
100kV	69mV	28V
600kV	415mV	168V

Tableau 12 : Amplitude de la tension mesurée par la V-dot et attendue sur l'oscilloscope pour les différentes composantes du signal

L'amplitude de la partie basse fréquence du signal à mesurer est 405 fois plus petite que celle des oscillations de la ligne. Pour mesurer ce signal dans sa totalité en une seule acquisition, il est donc nécessaire que l'oscilloscope ait une dynamique de mesure adaptée. Malheureusement, la résolution verticale de l'oscilloscope le plus performant disponible au laboratoire est de 8 bits. Cette propriété ne permet d'acquérir, dans le meilleur des cas, qu'un signal d'amplitude 5V avec une sensibilité de 19,5mV. Il est, au final, indispensable de faire l'acquisition de ces deux composantes séparément.

C'est pour cette raison que nous avons fait le choix d'insérer deux chaînes de mesure distinctes :

- La première, permettant de mesurer la partie « haute fréquence », est composée d'une V-dot et d'atténuateurs 50Ω adaptés à l'amplitude du signal à mesurer et couvrant sa bande fréquentielle.
- La seconde, servant à mesurer la partie « basse fréquence » du signal, pourrait simplement se composer d'une V-dot. Toutefois, les oscilloscopes dont l'impédance d'entrée est de 50Ω ne peuvent pas supporter des tensions supérieures à 5V. Sur cette V-dot dite « basse fréquence », il est donc impératif d'atténuer la partie haute fréquence du signal pour ne pas détruire l'oscilloscope.

Une solution simple consisterait à insérer des atténuateurs large bande, comme pour la chaîne de mesure haute fréquence. Cependant, la partie basse fréquence n'aurait alors plus une amplitude suffisante pour être visualisée avec suffisamment de précision à l'oscilloscope. La solution retenue consiste donc à utiliser un filtre passe-bas d'ordre élevé, dimensionné pour atténuer la partie haute fréquence tout en conservant le contenu spectral du signal jusqu'à 100MHz. Un filtre passe-bas de type Butterworth d'ordre 7 a été dimensionné et réalisé. Le schéma électrique de ce filtre ainsi que sa réponse en fréquence théorique sont présentés figure 175.

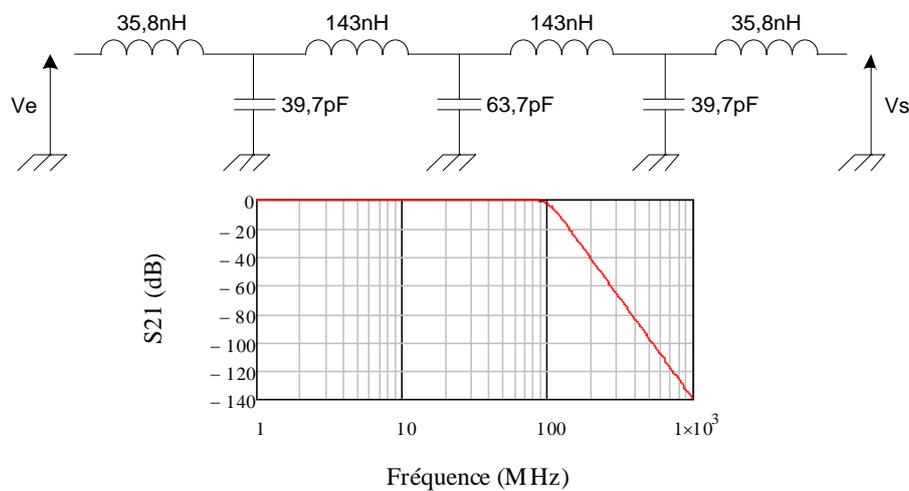


Figure 175 : Schéma électrique du filtre passe-bas et sa réponse théorique

Les inductances sont réalisées avec du fil de cuivre bobiné et les condensateurs sont des capacités céramiques CMS. La réponse en fréquence du filtre mesurée avec un analyseur de réseau de 1MHz à 1GHz est présentée figure 176.

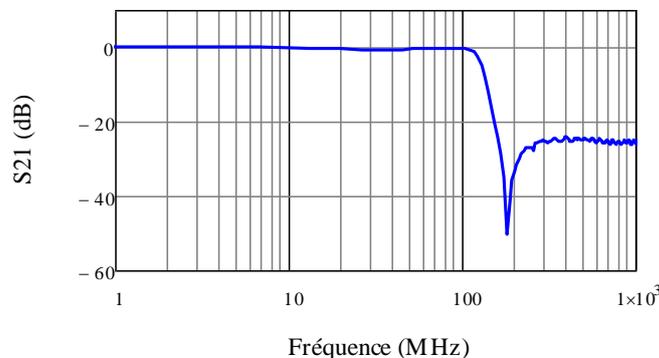


Figure 176 : Réponse expérimentale du filtre passe-bas

La fréquence de coupure expérimentale est de 125MHz et l'atténuation minimale en dehors de la bande passante est de -25dB. Cette faible atténuation est liée aux

connexions entre la masse du circuit et le boîtier du filtre qui ne sont pas optimisées. Néanmoins, ces caractéristiques sont suffisantes pour réaliser les mesures sur le prototype.

2- Etalonnage des moyens de mesure intégrés

A cause de la géométrie de la ligne dans laquelle elles sont implantées, ces deux V-dot ne peuvent être étalonnées par des moyens classiques tels qu'un analyseur de réseau. Cette calibration est donc réalisée en transitoire, en appliquant une impulsion de référence entre les deux brins de l'antenne. Cette impulsion doit être suffisamment basse fréquence pour négliger les inductances de connexion et avoir une amplitude suffisante pour que le signal puisse être visualisé à l'oscilloscope. Ce signal, d'une amplitude de 25kV avec un temps de montée de 285ns, est délivré par un générateur de Marx à thyristors développé au laboratoire [59]. La figure 177 présente l'allure de cette impulsion mesurée avec une sonde commerciale (Northstar PVM5) comparée aux réponses des deux chaînes de mesures intégrées numériquement.

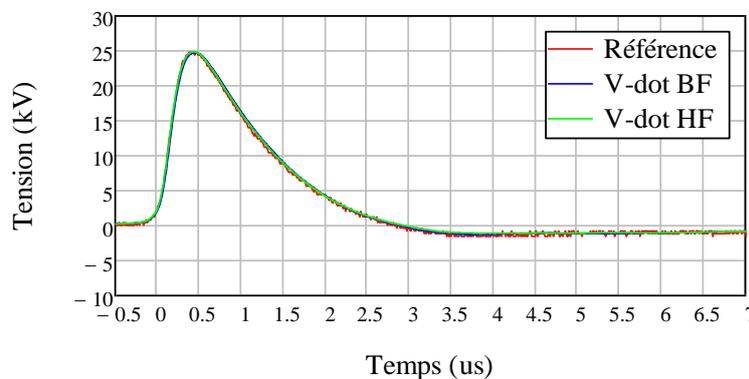


Figure 177 : Réponse expérimentale transitoire des deux chaînes de mesure

Cet étalonnage permet de déterminer la valeur de la capacité C et donc l'atténuation des chaînes de mesure. Dans ces conditions, la capacité équivalente de la « V-dot BF » est évaluée à 4,6fF et celle de la « V-dot HF » à 4,7fF. Du fait de ces faibles valeurs capacitives, cette calibration est nécessaire lors de chaque remontage du prototype. En effet, la distance inter-plans de la ligne radiale peut varier très légèrement et donc entraîner une variation des capacités équivalentes des V-dot. Ce développement, bien que contraignant, est indispensable pour une évaluation fiable des performances.

V- Evaluation des performances

Cette partie présente les essais réalisés sur le prototype complet et les résultats expérimentaux obtenus. Ces différents essais ont pour but de déterminer l'allure et l'amplitude du champ électrique rayonné par la source MOUNA. Il est toutefois important de noter que, pour des raisons de classification, l'amplitude du champ électrique ne peut pas être mentionnée dans ce manuscrit. Les amplitudes présentées ici seront donc systématiquement normalisées.

Dans un premier temps, les performances de la partie électrique du prototype (mesure de tensions à partir des sondes intégrées dans le prototype) ont été évaluées en laboratoire dans une cage blindée spécifiquement réalisée pour protéger les biens et les personnes des rayonnements. Ensuite, la mesure des performances en rayonnement a été entreprise, au CEA GRAMAT, à partir de chargeurs commerciaux externes. Pour des raisons de normes de sécurité sur le site, le module « batterie » n'a, en effet, pas pu être utilisé. Pour finir, une dernière campagne d'essais du prototype complet a été réalisée près de Pau pour vérifier le fonctionnement autonome de l'ensemble sur batterie.

1- Performances électriques du prototype

Le fonctionnement de la partie électrique du prototype a, tout d'abord, été évalué dans une cage blindée. Cette cage réalisée au laboratoire à partir de feuilles d'aluminium possède des dimensions suffisantes (longueur : 2,1m ; largeur : 1,6m ; hauteur : 1,8m) pour assurer l'isolation électrique entre le brin HT (susceptible d'atteindre un potentiel de 600kV) et le blindage de la cage (connecté à la masse).

Ces essais sont réalisés en alimentant la source par le biais de chargeurs haute tension de laboratoire, en remplacement de la batterie et du convertisseur DC/DC. Pendant cette période expérimentale, la batterie et le convertisseur étaient encore en phase de développement. On peut néanmoins noter que ce mode d'alimentation n'a aucune influence sur le fonctionnement du reste de la source.

Le fonctionnement de la source MOUNA a été évalué pour différentes distances inter-électrodes de l'éclateur de sortie (2mm ; 2,5mm et 3mm).

Pour une distance de 2mm, les condensateurs primaires sont chargés à 4,5kV et le module d'éclateurs synchronisés fonctionne alors à pression atmosphérique. La tension entre les deux brins de l'antenne, mesurée à l'aide des deux V-dot précédemment décrites, est présentée figure 178.

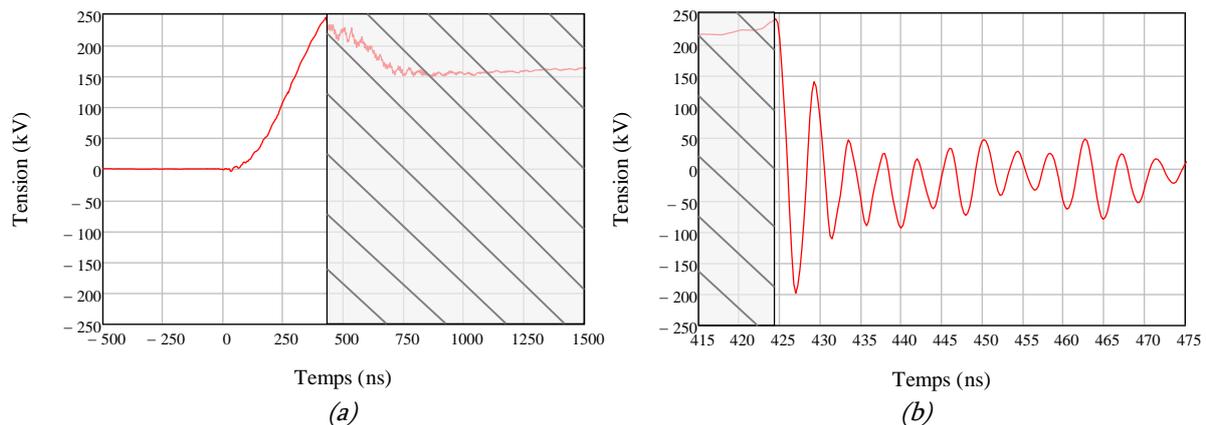


Figure 178 : Tension entre les deux brins de l'antenne pour une distance de 2mm

La différence d'ordre de grandeur au niveau de l'échelle de temps pour la partie où la ligne est chargée par le transformateur (≈ 500 ns) et celle où elle est court-circuitée par l'éclateur de sortie pour la faire osciller (≈ 30 ns) impose de tracer ces deux composantes sur deux graphes avec une échelle adaptée. Le graphe de gauche (figure 178(a)) présente la charge de la ligne par le transformateur et celui de droite (figure 178(b)) les oscillations de la ligne. La partie hachurée de la figure 178(a) est erronée puisque la sonde « V-dot BF » permettant cette mesure est associée à un filtre de Butterworth d'ordre 7 dont la fréquence de coupure voisine de 100MHz ne permet pas l'observation de la partie haute fréquence du signal.

Conformément aux essais présentés dans le paragraphe V- du chapitre 2 (champ de claquage pour ces contraintes temporelles voisin de 1,2MV/cm), l'éclateur de sortie commute à une tension comprise entre 200kV et 250kV. Cette valeur est identique pour les deux sondes intégrées dans MOUNA : l'étalonnage est donc validé.

La ligne résonne à 235MHz. Cette valeur est légèrement supérieure à l'estimation des simulations CST (220MHz). De plus, les oscillations de la ligne sont correctement lancées, signe que la commutation de l'éclateur est rapide. A partir de ces mesures de tension, il n'est malheureusement pas possible d'évaluer précisément le temps de commutation. Pour obtenir cette donnée, il faudrait insérer une sonde de mesure au plus près de l'éclateur de sortie et non au milieu de la ligne radiale comme c'est le cas actuellement. Cette insertion n'est pas possible en raison de l'architecture mécanique de la source. Toutefois, compte tenu de la fréquence d'oscillation et de la valeur du dépassement, on peut l'estimer bien inférieur à 1ns. Pour évaluer la « qualité du lancement des oscillations », on peut analyser la valeur du dépassement D , qui correspond à l'amplitude de la première oscillation divisée par la tension commutée. Dans cette configuration expérimentale, D est égal à 83%.

La source a ensuite été testée pour une distance inter-électrodes de l'éclateur de sortie de 2,5mm. Dans cette configuration, les condensateurs primaires sont chargés à 6kV et la pression dans le module d'éclateurs synchronisés est réglée à 1,5bar. La tension entre les deux brins de l'antenne est présentée figure 179.

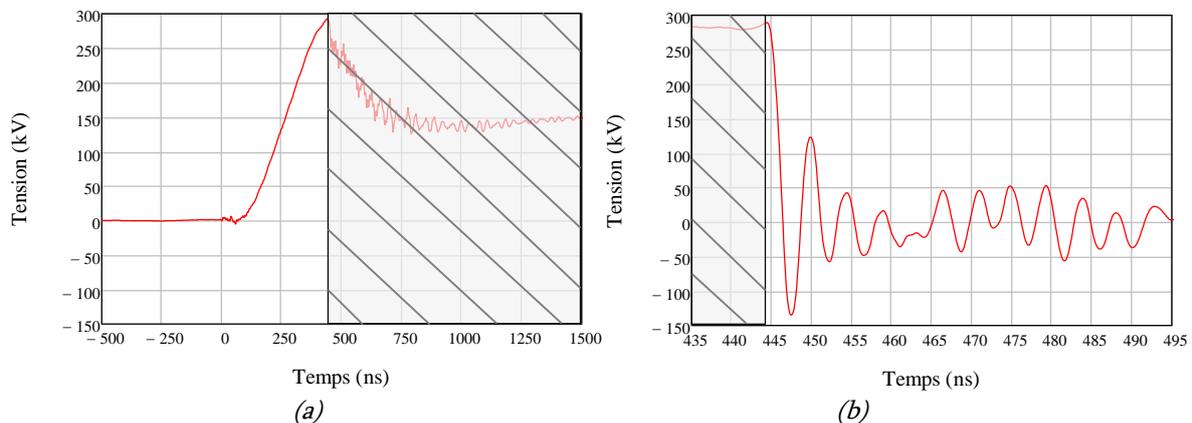


Figure 179 : Tension entre les deux brins de l'antenne pour une distance de 2,5mm

L'éclateur de sortie commute à 290kV. Le champ de claquage dans ces conditions expérimentales est donc de 1,16MV/cm. Par rapport au résultat obtenu avec une distance inter-électrodes de 2mm, la valeur du premier dépassement D n'est plus que de 47%. Cette diminution est certainement liée à une dégradation du temps de commutation de l'éclateur de sortie. La fréquence d'oscillation a également très légèrement chuté à

220MHz mais reste conforme aux exigences fixées et ne devrait pas avoir d'impact majeur sur les performances en rayonnement de l'antenne.

Pour fonctionner avec une distance inter-électrodes de 3mm au niveau de l'éclateur de sortie, le module d'éclateurs synchronisés est pressurisé à 2bar et les condensateurs primaires sont chargés à 8kV. La tension entre les deux brins de l'antenne dans cette configuration est présentée figure 180.

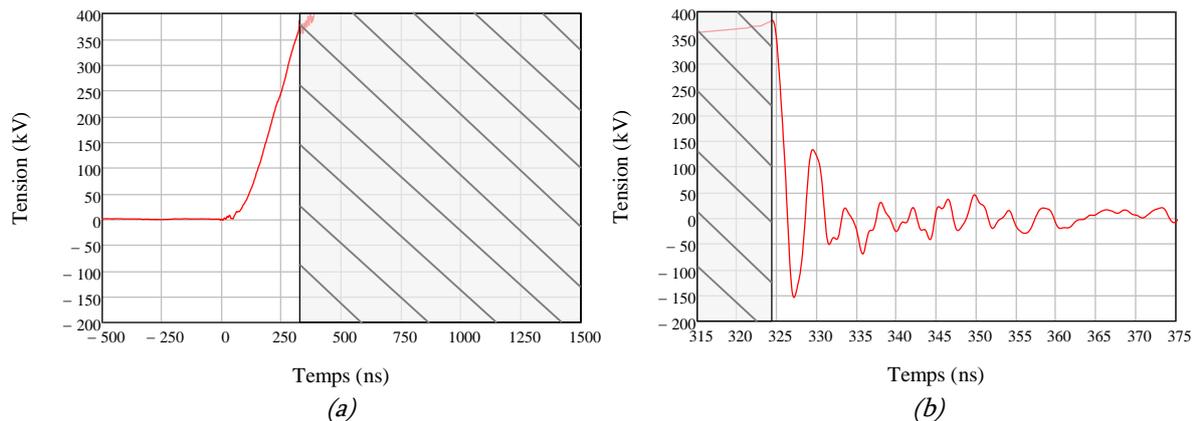


Figure 180 : Tension entre les deux brins de l'antenne pour une distance de 3mm

L'éclateur de sortie commute à 375kV (champ de claquage de 1,25MV/cm). L'amplitude des oscillations de la ligne est de nouveau dégradée par rapport aux essais avec une distance inter-électrodes de 2,5mm. Le premier dépassement D est maintenant de 40%. La tendance est donc conforme aux résultats obtenus lors de l'étude concernant les performances en commutation de l'huile : le temps de commutation se dégrade avec l'augmentation de la distance inter-électrodes.

Ces essais permettent de valider le fonctionnement de la « partie électrique » du prototype. Le générateur haute tension pulsée fournit des impulsions conformes aux prévisions à condition que le brin contenant l'ensemble des briques le constituant soit préalablement dégazé. En raison de la géométrie de la ligne et de l'antenne, il est impossible d'utiliser les résultats de cette partie comme paramètres d'entrée pour des simulations électromagnétiques visant à estimer les performances en rayonnement de l'ensemble. L'évaluation des performances en rayonnement a donc été réalisée exclusivement par le biais de moyens expérimentaux.

2- Performances électromagnétiques du prototype

2.1- Caractérisation à partir de chargeurs commerciaux

Les mesures des performances électromagnétiques du prototype MOUNA ont été réalisées au CEA GRAMAT en espace libre. La source est installée horizontalement sur une table de 1 mètre de haut. Le champ électrique est mesuré au moyen d'une chaîne de mesure « Mélopée » développée par la société GERAC, filiale de Thales. La réponse en fréquence est constante dans la bande utile, ce qui garantit une restitution fidèle des signaux en régime impulsionnel. Pour ces chaînes Mélopée, les signaux captés sont transmis par fibres optiques sous forme analogique. L'isolation galvanique entre le capteur et le récepteur est totale et les mesures du champ électromagnétique ne sont pas perturbées. Le capteur de cette chaîne est positionné à 9 mètres de la source à une hauteur de 1m.

La source est alimentée par des chargeurs commerciaux (40kV-750J/s et 50kV-500J/s), fabriqués par la société Technix, pilotés comme lors des essais expérimentaux de validation du fonctionnement récurrent du transformateur présentés dans le paragraphe IV-4.2.3.b) du chapitre 3. Les moyens de diagnostics présentés dans le paragraphe IV- de ce chapitre permettent de contrôler le fonctionnement de l'ensemble. Les oscilloscopes, le poste de pilotage et les opérateurs sont protégés dans un bunker faradisé.



Figure 181 : Photographie du dispositif expérimental

Nous rappelons que les résultats présentés dans la suite de ce chapitre seront normalisés en amplitude du fait de la classification du niveau de champ rayonné.

2.1.1- Performances en mono-coup

Dans un premier temps, la source a été testée en fonctionnement mono-coup, c'est-à-dire en laissant un temps de repos de quelques secondes entre chaque tir, et ce pour plusieurs distances inter-électrodes de l'éclateur de sortie.

2.1.1.a) Distance inter-électrodes : 2mm

Pour une distance inter-électrodes de 2mm, l'éclateur de sortie commute entre 200kV et 230kV. L'allure du champ rayonné dans l'axe ainsi que sa transformée de Fourier sont présentées figure 182.

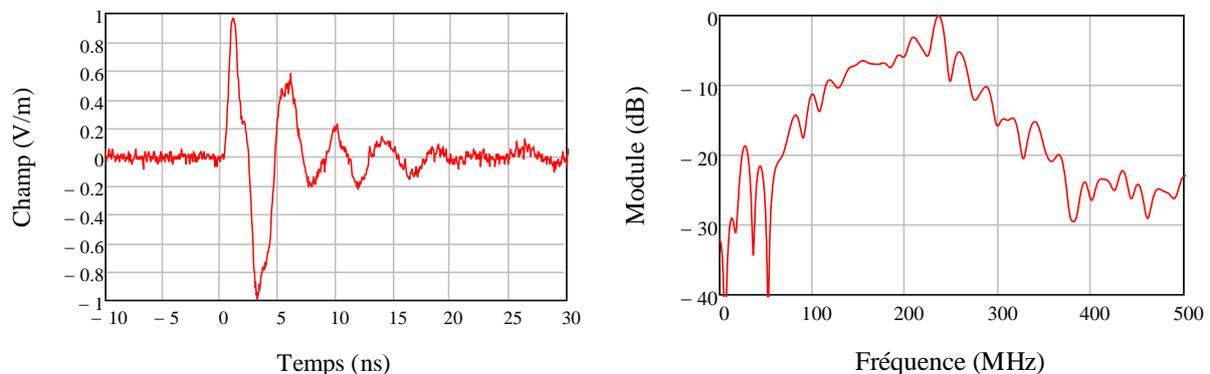


Figure 182 : Champ rayonné par la source mesuré à 9m pour une distance inter-électrodes de 2mm

La fréquence d'oscillation du champ rayonné est de 235MHz avec une constante de temps de décroissance voisine de 7ns. Le contenu spectral est riche (supérieur à -20dB) pour les fréquences comprises entre 67MHz et 355MHz. Les objectifs fixés, d'un point de vue caractéristique temporelle sont donc atteints. La largeur de bande de la source, calculée à partir de la formule, (1) est de 136%. Elle fait donc partie de la catégorie « Large Bande ».

2.1.1.b) Distance inter-électrodes : 3mm

Pour une distance inter-électrodes de 3mm, l'éclateur de sortie commute entre 310kV et 350kV. L'allure du champ rayonné dans l'axe ainsi que sa transformée de Fourier sont présentées figure 183.

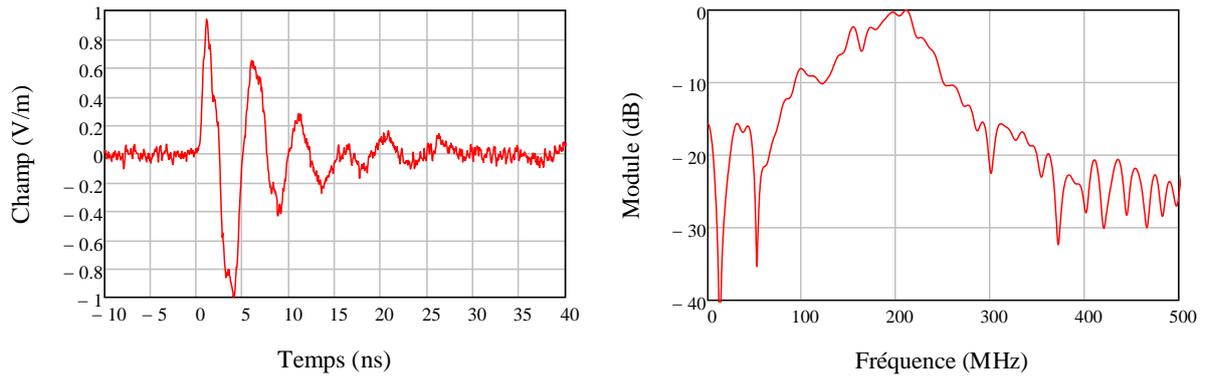


Figure 183 : Champ rayonné par la source mesuré à 9m pour une distance inter-électrodes de 3mm

La distance inter-électrodes n'a pas d'influence significative sur l'allure temporelle du champ rayonné. La fréquence centrale du spectre est proche de 200MHz et son contenu spectral s'étend de 65MHz à 350MHz. La largeur de bande de la source est quasiment inchangée à 137%.

2.1.2- Performances en récurrent

Le prototype a ensuite été testé en fonctionnement récurrent jusqu'à 20Hz (limité par les performances des chargeurs utilisés). La distance inter-électrodes est maintenue à 3mm. Dans cette partie, les allures du champ rayonné par la source sont normalisées par rapport à l'amplitude du champ rayonné en mono-coup.

L'allure de la tension de charge de la ligne radiale ainsi que le champ rayonné normalisé sont présentés sur la figure 184 pour une rafale de 10 tirs à 1Hz.

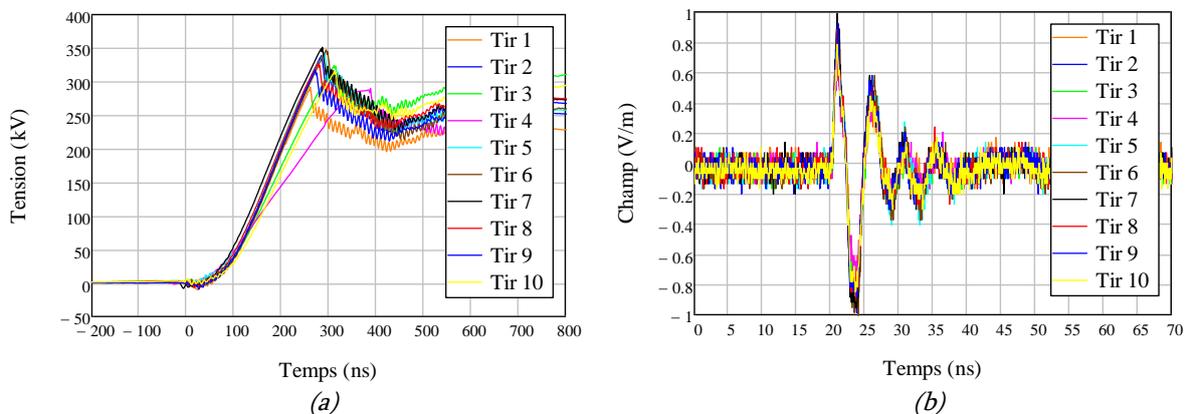


Figure 184 : Tension de charge de la ligne radiale (a) et champ rayonné normalisé (b) pour une rafale de 10 tirs à 1Hz

Pendant cette rafale à 1Hz, l'éclateur de sortie commute entre 290kV et 350kV avec une moyenne à 325kV. L'amplitude du champ rayonné est similaire aux valeurs obtenues en mono-coup et l'allure n'est pas modifiée.

L'allure de la tension de charge de la ligne radiale ainsi que le champ rayonné normalisé sont présentés sur la figure 185 pour une rafale de 10 tirs à 2Hz.

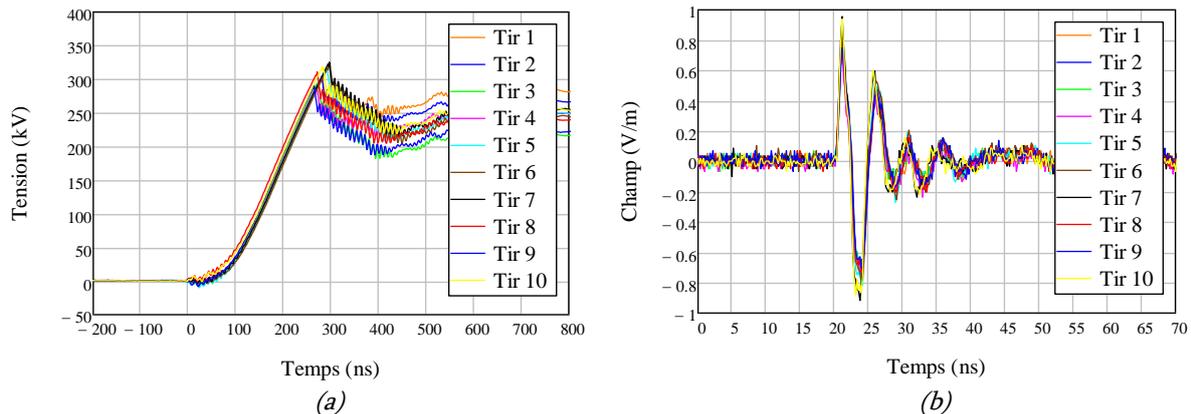


Figure 185 : Tension de charge de la ligne radiale (a) et champ rayonné normalisé (b) pour une rafale de 10 tirs à 2Hz

L'allure similaire de la tension signifie que la synchronisation des éclateurs primaires est bonne. Sur cette rafale, la commutation de l'éclateur de sortie est très reproductible (écart type de 13kV) et se produit en moyenne à 308kV. Cette diminution par rapport à la rafale précédente se retrouve également sur l'amplitude du champ rayonné qui chute de 10%. L'allure n'est toutefois pas modifiée.

L'allure de la tension de charge de la ligne radiale ainsi que le champ rayonné normalisé sont présentés sur la figure 186 pour une rafale de 20 tirs à 20Hz.

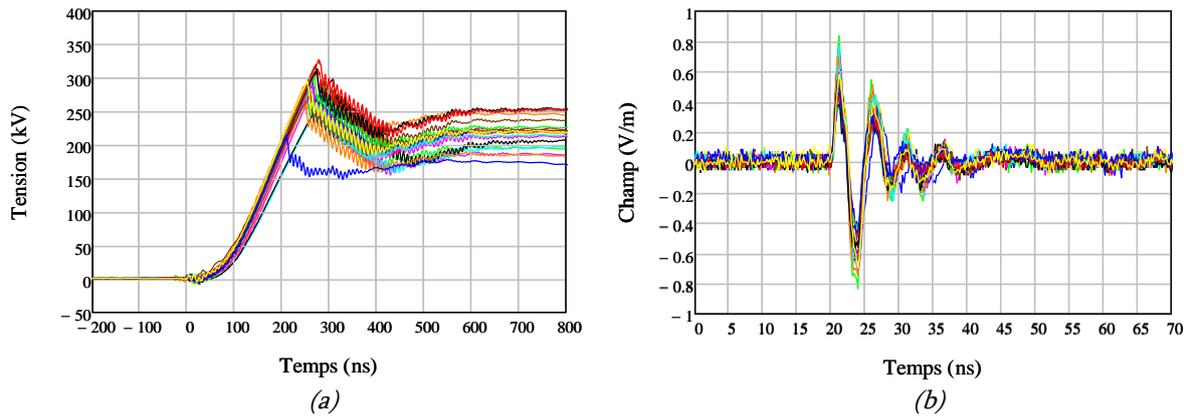


Figure 186 : Tension de charge de la ligne radiale (a) et champ rayonné normalisé (b) pour une rafale de 20 tirs à 20Hz

Pour la fréquence maximale de fonctionnement de la source (limitée par la puissance des chargeurs utilisés lors de ces essais), la tension moyenne de commutation de l'éclateur de sortie est de 292kV. Comme le montre la figure 186, il peut arriver que, par exemple pour le tir tracé en bleu, l'éclateur de sortie commute sporadiquement nettement plus bas (210kV). Ce piètre résultat est certainement dû à la présence d'une bulle ou d'une impureté dans l'intervalle inter-électrodes lors de la charge de la ligne de sortie. Sur cette rafale, l'amplitude moyenne du champ rayonné a chuté de 31% par rapport au fonctionnement à 1Hz.

Le tableau 13 présente les résultats obtenus pour les différentes fréquences de récurrence testées.

Fréquence de répétition (Hz)	Tension de commutation (kV)	Ecart type de la tension de commutation (kV)	Diminution de la tension de commutation (%)	Diminution du champ (%)
1	325	21		
2	308	13	5,2	10,9
5	290	20	10,7	19,5
10	297	17	8,6	16,75
20	292	24	10,1	30,9

Tableau 13 : Récapitulatif des résultats obtenus en fonctionnement récurrent

La reproductibilité de la commutation de l'éclateur de sortie est bonne pour l'ensemble des rafales (entre 6% et 8%). La tension de commutation chute avec l'augmentation de la fréquence de récurrence. C'est également le cas pour l'amplitude du champ rayonné mais dans des proportions plus importantes. Cette différence est certainement liée à une dégradation du temps de fermeture de cet éclateur. Une hypothèse avancée pour expliquer cela est l'inefficacité de la circulation de l'huile à évacuer les particules de carbone localisées en surface des électrodes. En effet, nous avons démontré lors du dimensionnement du système de circulation (paragraphe V-3- du chapitre 2) que le profil de vitesse était relativement homogène sur l'ensemble de l'intervalle inter-électrodes. Néanmoins, la vitesse de circulation de l'huile chutant au niveau des régions très proches des électrodes, les particules métalliques ou les bulles sont localement moins bien évacuées et doivent contribuer à cette altération des performances.

2.2- Caractérisation en fonctionnement autonome sur batterie

Suite aux essais présentés précédemment, une nouvelle campagne de mesure a été réalisée en intégrant, cette fois, le convertisseur DC/DC dans le brin du générateur et en utilisant la batterie développée au laboratoire et présentée dans le paragraphe II- du chapitre 2. Le cycle de fonctionnement du générateur est alors le suivant : le convertisseur charge en parallèle les quatre condensateurs primaires et le générateur de déclenchement (Pitufo). En fonction de la tension de charge des condensateurs, la pression dans le générateur de déclenchement est réglée (de 1 à 3bar) de sorte qu'il commute en relaxé pendant la fin de charge du convertisseur. Ainsi, cette impulsion vient déclencher les éclateurs primaires pour lesquels la pression est ajustée de manière à ce qu'ils ne puissent pas commuter en relaxé.

Dans la mesure où le convertisseur est capable de supporter une mise en court-circuit pendant quelques millisecondes, ce cycle de fonctionnement permet de s'affranchir de développer un système de déclenchement du générateur Pitufo qui compliquerait le fonctionnement global de la source.

Ces essais sont réalisés en extérieur (figure 187). La mesure du champ électrique rayonné est réalisée par un capteur de champ dérivatif, positionné à 10m du prototype MOUNA à une hauteur de 1,4m. Il s'agit d'un capteur de la marque EG&G (ACD-7) associé à un balun (DMB-4) dont la bande passante s'étend de 150kHz à 3GHz. Le champ électrique est calculé par intégration numérique du signal capteur.



Figure 187 : Photographie du dispositif expérimental de test de la source autonome

La distance inter-électrodes de l'éclateur de sortie est fixée à 2mm. Le module d'éclateurs synchronisés et le générateur de déclenchement fonctionnent à pression atmosphérique. Cette configuration permet de s'affranchir de la mise sous pression de ces éléments tout en garantissant, à la fois, une bonne synchronisation des éclateurs et une tension de charge de la ligne suffisante pour que l'éclateur de sortie commute. L'allure du champ rayonné dans l'axe ainsi que sa transformée de Fourier sont présentées figure 188.

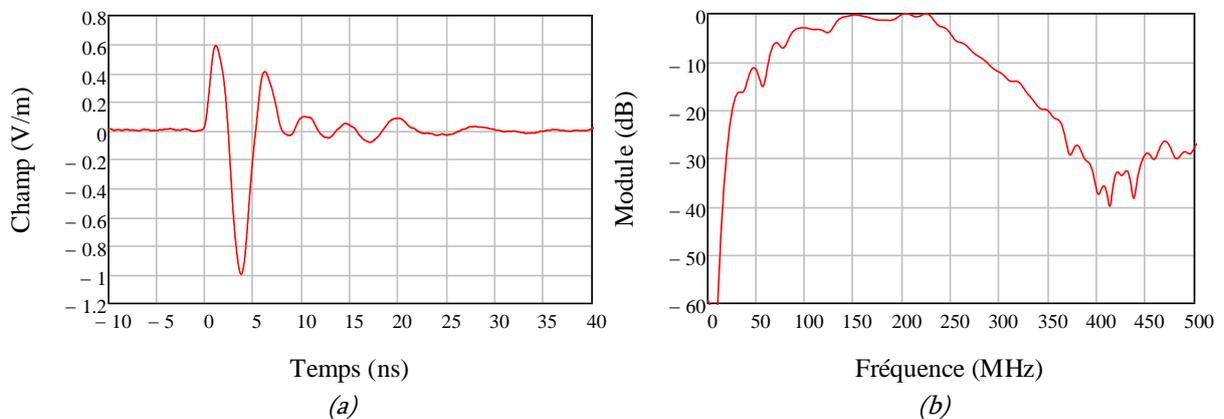


Figure 188 : Champ rayonné par la source autonome

Le contenu spectral est centré autour de 200MHz et s'étend de 25MHz à 350MHz. La largeur de bande est donc de 173%, dans ces conditions la source pourrait donc être considérée comme « ultra large bande ».

La figure 189 confronte le champ mesuré, en mono-coup, lors de ces essais, au résultat d'une simulation CST du prototype.

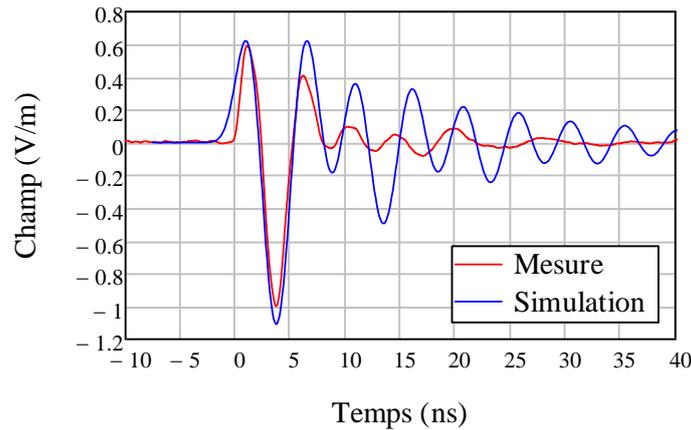


Figure 189 : Confrontation du champ mesuré et simulé

L'allure générale de la simulation est relativement proche de l'impulsion mesurée, notamment pendant la première période du signal. Cependant, on note un amortissement des oscillations plus rapide pour le résultat expérimental. Cet amortissement peut très certainement s'expliquer par les caractéristiques de l'arc, les résistances de contact et les pertes dans les matériaux qui ne sont pas prises en compte dans la simulation.

La figure 190 présente le spectre du champ mesuré et simulé.

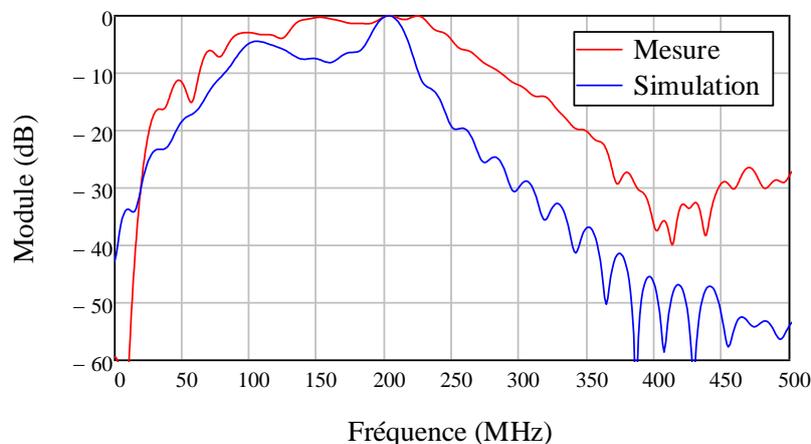


Figure 190 : Spectre du champ mesuré et simulé

Le résultat expérimental a un contenu spectral plus riche en haute fréquence que la simulation. Cela est lié à l'amortissement important qui, de fait, raccourcit la durée de l'impulsion.

3- Conclusion

La source MOUNA a été testée en associant les divers modules présentés dans les chapitres qui précèdent. Ils ont été totalement intégrés dans l'antenne et l'ensemble fonctionne de façon autonome. Les résultats obtenus sont en accord avec les simulations et les performances sont globalement celles attendues en début de projet. Bien qu'il soit impossible de parler du niveau de champ rayonné par notre source, on peut toutefois indiquer que les efforts d'intégration entrepris pour concilier hautes performances électriques et volume extrêmement réduit ont, au final, permis de réaliser une source au moins aussi compétitive (vis-à-vis du facteur K défini dans le chapitre 1) que les sources réalisées jusqu'alors.

VI- Perspectives

Comme nombre de travaux de thèses arrivés à leur terme, celle-ci n'échappe pas à la règle et laisse entrevoir quelques perspectives. Certaines d'entre elles ont été (ou sont) en cours d'étude. D'ailleurs, l'une fait aujourd'hui l'objet d'un contrat en cours avec le CEA GRAMAT (paragraphe VI-2.2- concernant l'utilisation d'une antenne hélice). D'autres potentialités sont également contractuellement à l'étude mais, pour des raisons de classification, elles ne peuvent pas être exposées dans ce document public.

On peut toutefois répartir les perspectives en deux orientations. La première, plus technologique, est axée vers une optimisation des masses et des volumes. La seconde, plus scientifique, cherche à améliorer les performances en rayonnement.

1- Optimisation de la masse et de l'encombrement du prototype

1.1- Gain de masse

Le prototype MOUNA développé a une masse de 67kg, ce qui est encore bien trop important pour être transporté ou manipulé par une seule personne. C'est pourquoi nous avons étudié la possibilité de la réduire. Les voies envisagées sont présentées module par module.

1.1.1- Ensemble batterie - convertisseur

Bien que l'utilisation d'une batterie Li-ion peut permettre de réduire la masse de ce module, nous avons considéré, ici, que la batterie utilisée est celle présentée dans le chapitre 1. La masse et le nombre d'éléments n'étant pas modifiables, ce n'est que sur les pièces mécaniques utilisées pour donner une cohésion à l'ensemble qu'il est possible de travailler. Ce gain peut être évalué à 1kg en réduisant les épaisseurs de matière, soit 23% de la masse de la batterie actuelle. Pour le convertisseur, des efforts énormes de compacité ont été consentis au cours de son développement et nous ne pouvons pas envisager de gain de masse à son niveau.

1.1.2- Ensemble condensateurs - générateur de déclenchement - éclateurs synchronisés

Cet ensemble pèse seulement 3kg et les seules modifications envisageables concernent les pièces de maintien des condensateurs primaires qui peuvent être modifiées. Une optimisation de ces pièces en polymère entrainerait une réduction de masse de 300g de cet ensemble.

1.1.3- Transformateur

Le transformateur réalisé pèse 5,5kg dont près de 80% pour le seul circuit magnétique. C'est donc sur cet élément qu'il est possible de travailler afin de réduire la masse. En effet, comme il a été évoqué dans le paragraphe IV-2.4- du chapitre 3, le circuit magnétique n'est pas pré-magnétisé à $-B_{sat}$ ou $-B_r$ pour utiliser toute l'excursion de l'induction magnétique. En mettant en place cette pré-magnétisation, il serait alors

possible de diviser par deux la section du circuit magnétique et donc d'autant sa masse. La pré-magnétisation peut être réalisée par un module Ni-MH 9V connecté aux bornes d'un primaire et isolé de la tension transitoire produite lors de la commutation des éclateurs primaires par une simple bobine. Le temps de pré-magnétisation peut être calculé à partir de l'équation (71).

$$T_{magnétisation} = \frac{B_{sat} \cdot N_{primaire} \cdot S}{V} \approx 140\mu s \quad (71)$$

Avec B_{sat} : induction à saturation (T)

$N_{primaire}$: nombre de spires de l'enroulement primaire

S : section du circuit magnétique (m^2)

V : tension continue de pré-magnétisation (V)

Pour vérifier que cette diminution de masse du matériau magnétique n'altérerait pas les performances électriques du transformateur une simulation utilisant le modèle présenté dans le paragraphe IV-3- du chapitre 3 a été réalisée. L'allure de la tension en sortie du transformateur ainsi que de l'induction dans le nouveau circuit magnétique est présentée figure 191 avec et sans pré-magnétisation.

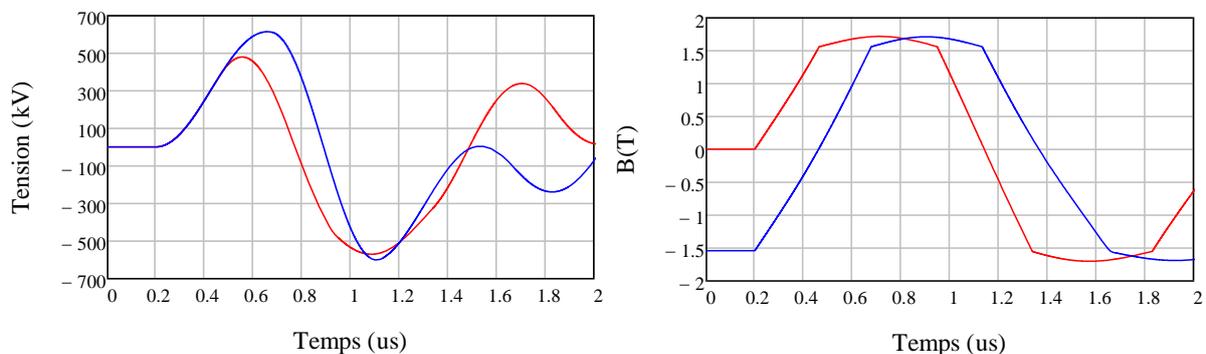


Figure 191 : Tension en sortie du transformateur et induction dans le nouveau circuit magnétique ($V_e=10kV$: sans pré-magnétisation (rouge), avec pré-magnétisation (bleu))

Comme prévu, en divisant la section du circuit magnétique par deux mais sans faire de pré-magnétisation, le circuit magnétique sature avant la fin du transfert résonant. La tension en sortie du transformateur atteint seulement 490kV. Cependant, lorsque le nouveau circuit magnétique est pré-magnétisé à $-B_{sat}$, ce dernier ne sature pas avant la fin du transfert résonant et les performances du transformateur ne sont pas détériorées par

cette modification. Pour une tension de charge des condensateurs primaires de 10kV, l'impulsion en sortie a une amplitude de 614kV et un temps de montée de 270ns. En négligeant la masse de la bobine d'isolation et du module Ni-MH 9V, cette modification au niveau du circuit magnétique peut permettre de réduire la masse du transformateur de 2,2kg.

1.1.4- Antenne

Les brins de l'antenne dipôle du prototype sont réalisés par roulage d'une tôle d'aluminium de 5mm d'épaisseur. Bien que les brins de l'antenne doivent supporter les contraintes mécaniques liées au dégazage de l'huile, une diminution de leur épaisseur jusqu'à 2mm peut être envisagée. Cette modification purement mécanique permettrait de diminuer la masse du prototype de 5kg. De plus, le brin haute-tension est fermé à ses deux extrémités par des flasques dont l'épaisseur n'a également pas été optimisée. La réduction de leur épaisseur permettrait de gagner aussi un peu plus de 2,8kg.

Actuellement, l'ensemble du prototype est rempli d'huile, mais la totalité d'huile emmagasinée dans les brins n'est pas indispensable à son fonctionnement. En effet, seul le transformateur résonant, la ligne radiale et l'éclateur de sortie doivent être immergés. En ne conservant de l'huile que dans ces modules, il est possible d'économiser 14 litres d'huile, soit de réduire la masse de 12,4kg. Comme le montre la figure 192, il est alors nécessaire d'ajouter, dans le brin HT, un réservoir pour contenir l'huile qui circulera au niveau de l'éclateur de sortie pour éviter une altération des performances en fonctionnement récurrent. Ce réservoir entraîne une augmentation de la masse de 600g. Ces modifications pourraient donc réduire la masse du prototype de 11,8kg.

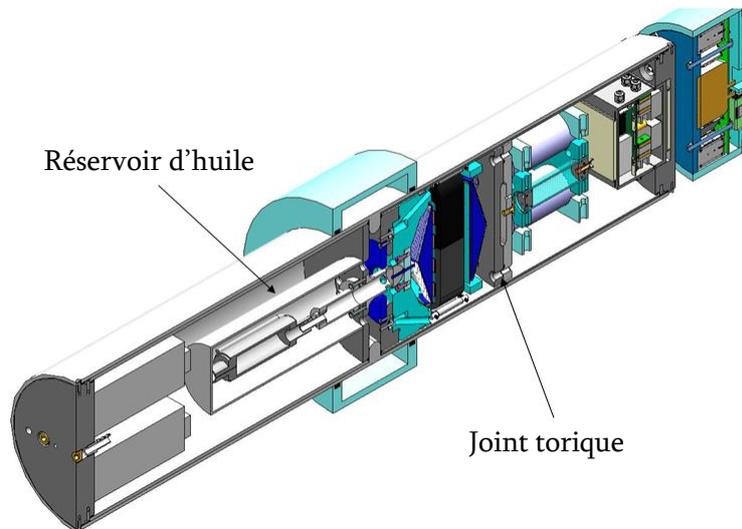


Figure 192 : Vue en coupe du prototype avec les modifications de réduction envisagées pour réduire le volume d'huile embarqué

1.1.5- Bilan massique

L'ensemble des modifications présentées précédemment permettent d'envisager une réduction de la masse du prototype actuel de 23,1kg. La masse totale du prototype optimisé serait finalement de 43,9kg.

1.2- Amélioration de la compacité

Le projet MOUNA prévoyait initialement un prototype de longueur maximale de 1 mètre (la batterie étant intégrée dans le brin avec les autres modules) et d'un volume de 38L. Cependant, malgré tous les efforts entrepris, la batterie a dû être déportée en dehors du brin, entraînant ainsi une augmentation du volume du prototype (46,4L). L'autre brin ne contient, au final, que de l'huile, la pompe de circulation et son alimentation. Une grande partie de ce volume d'huile n'a aucune utilité et peut être retiré. Il faut conserver, comme nous venons de le voir, un faible volume qui permettra de maintenir une circulation convenable pour le fonctionnement récurrent du prototype. Mécaniquement, il est possible d'envisager une diminution de la longueur de ce brin de 18cm sans trop de modifications, pour que le prototype ne mesure plus que 92cm de long. Une simulation CST de cette diminution de longueur du brin HT a été réalisée pour en évaluer l'influence sur les performances électromagnétiques de l'ensemble.

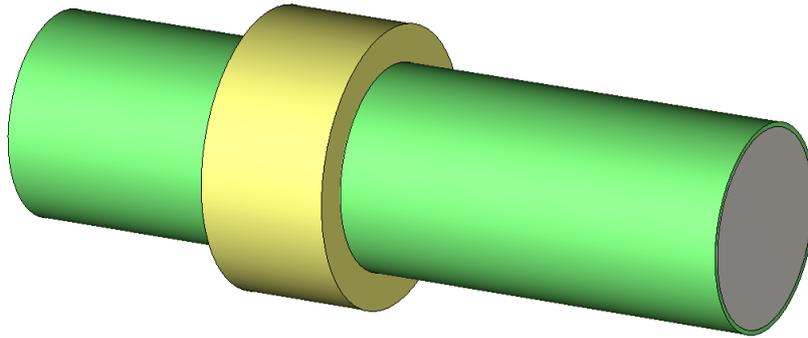


Figure 193 : Vue de l'antenne dipole avec la longueur du brin HT optimisée

La dissymétrisation d'une antenne dipôle entraîne une modification de son diagramme de rayonnement. Le maximum de rayonnement ne se situe plus à la perpendiculaire de l'axe du dipôle (figure 194).

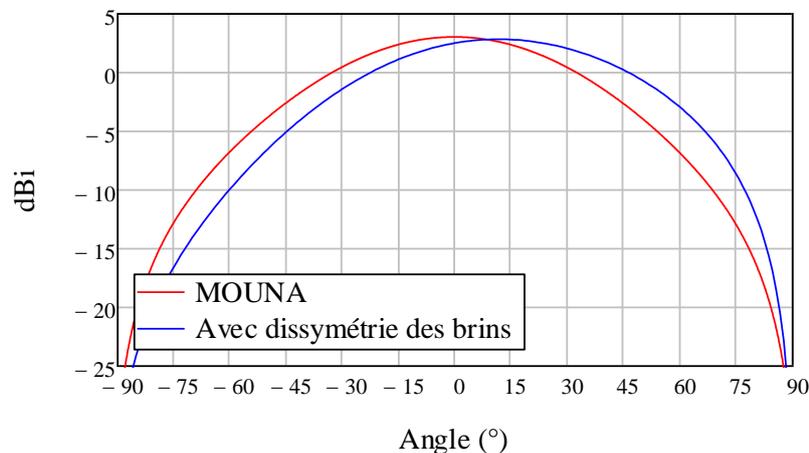


Figure 194 : Influence de la réduction d'un brin sur le diagramme de rayonnement de l'antenne à 200MHz

Le gain maximum de l'antenne n'est pas modifié. Cette dissymétrisation entraîne juste un dépointage de 12 degrés du côté du brin la plus long. Sans perte de performances, la source peut donc être réduite de 6,85 litres pour atteindre 39,5 litres. Cette diminution entraîne également une réduction de la masse du prototype de 2,5kg.

1.3- Bilan

La mise en place de l'ensemble de ces optimisations peut permettre de réduire la masse du prototype de 25,6kg. Elle serait au final de 41,4kg. Nous pensons, en définitive, qu'il est raisonnable d'envisager qu'en réalisant une étude technologique encore plus poussée, une masse totale de 40kg pourrait être atteinte. En conservant les performances de la source, celle-ci pourrait donc, au final, contenir dans un volume de 39,5L et peser

40kg. Ces caractéristiques permettent d'envisager son transport manuel par un individu... bien entraîné.

2- Amélioration des performances du prototype

Il est également possible d'améliorer les performances en rayonnement du prototype actuel. Pour cela, nous envisageons deux perspectives de travail : la focalisation du rayonnement de l'antenne dipôle actuelle et son remplacement par une antenne directive.

2.1- Focalisation du rayonnement de l'antenne dipôle

L'antenne dipôle a un rayonnement omnidirectionnel dans le plan H qui, de fait, réduit considérablement son gain. Dans la mesure où ce rayonnement omnidirectionnel n'est pas une nécessité absolue, il peut être intéressant de le focaliser dans une direction privilégiée. Pour cela deux solutions peuvent être envisagées : l'utilisation d'un plan réflecteur ou celle d'un brin de focalisation. Pour être efficace, le plan réflecteur doit avoir un diamètre au moins supérieur à la longueur d'onde correspondant à la fréquence centrale du spectre rayonné ($\lambda=1,5\text{m}$ à 200MHz). Cette solution entraînerait donc une augmentation significative de l'encombrement hors-tout de MOUNA qui ne va pas dans l'optique de compacité que nous nous sommes fixée.

C'est pourquoi l'utilisation d'un brin de focalisation semble une solution plus adaptée pour notre application. Cette solution consiste à positionner un brin conducteur parallèlement au dipôle. Le courant induit sur le brin rayonne à son tour et vient modifier le comportement de l'antenne seule. L'effet au niveau du diagramme de rayonnement est maximal lorsque la distance entre le dipôle et le brin est voisine de $\lambda/4$. Lorsque ce dernier a une longueur légèrement inférieure à sa longueur de résonance, il est capacitif et se comporte donc comme un directeur. La directivité du dipôle est alors augmentée dans la direction de ce brin [87].

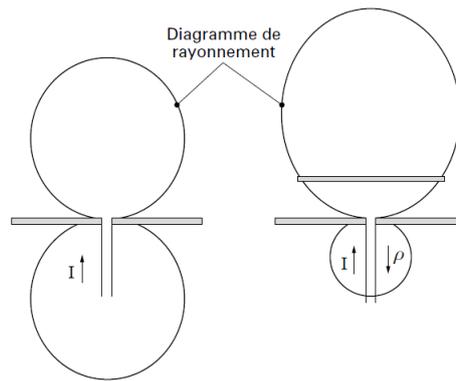


Figure 195 : Effet d'un brin de focalisation sur une antenne dipôle

En théorie, le positionnement d'un brin conducteur correctement dimensionné peut donc augmenter significativement les performances de la source. Cette possibilité a été étudiée sur le logiciel CST afin de vérifier son fonctionnement et de dimensionner le brin. Pour cela, le logiciel CST dispose d'outils d'optimisation permettant d'effectuer des études paramétriques sur différents critères. L'objectif est de trouver la meilleure configuration en jouant sur les paramètres tels que la distance entre le brin et l'antenne, la longueur du brin et son diamètre. Les résultats de cette simulation montrent que le gain est maximal lorsque la longueur du brin est de 58cm, son diamètre de 15cm et lorsqu'il est positionné à une distance de 24cm du centre de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans de polarisation sont présentés figure 196.

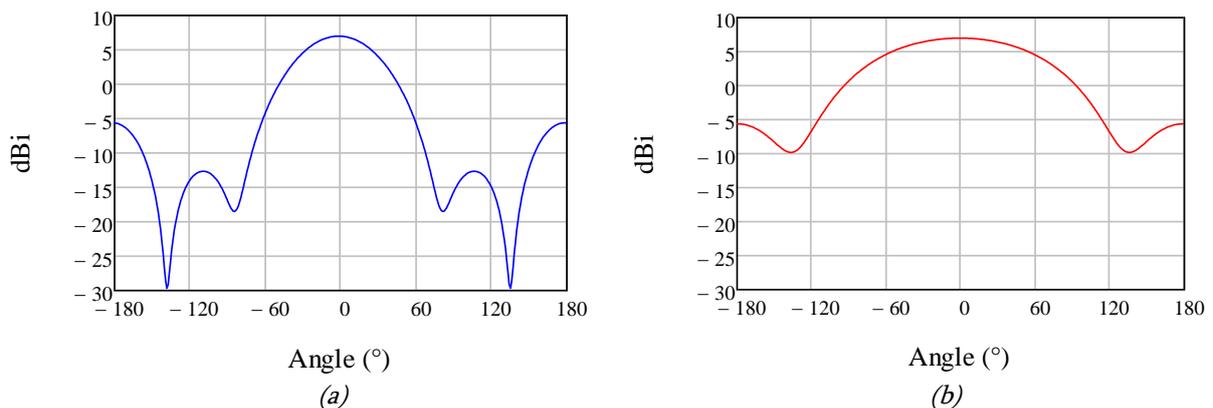


Figure 196 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (a) et dans le plan H (b) à 185MHz

A 185MHz (fréquence d'oscillation du champ rayonné dans cette configuration), le gain de l'antenne atteint maintenant 7dBi (au lieu de 2,5dBi avec le dipôle) dans la direction du brin et seulement -5,6dBi dans la direction opposée.

La figure 197 montre l'influence de ce brin sur l'allure du champ rayonné : la fréquence de résonance de l'antenne est légèrement diminuée mais l'amplitude du champ rayonné augmente substantiellement.

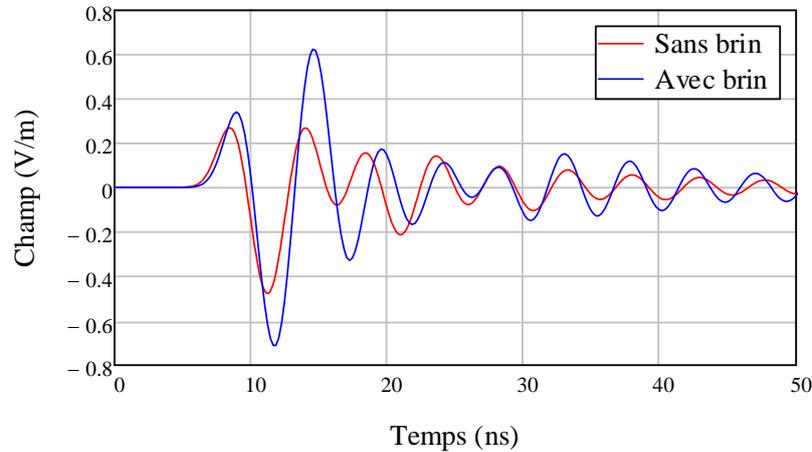


Figure 197 : Comparaison du champ théorique rayonné avec et sans le brin

Au final, le simple ajout d'un brin correctement dimensionné et positionné peut donc permettre d'améliorer les performances en rayonnement de la source de près de 50%.

2.2- Utilisation d'une antenne directive

Le cahier des charges du projet MOUNA imposait l'utilisation d'une antenne dipôle comme aérien. Cependant, pour rayonner des niveaux de champ importants, son faible gain est pénalisant. La solution précédente qui consiste à inclure un brin rayonnant permet d'améliorer les performances électromagnétiques de l'ensemble (environ 50% sur la valeur crête du champ rayonné). Il est évident que l'utilisation d'une antenne directive pourrait permettre d'améliorer vraiment significativement ses performances en focalisant le rayonnement dans une direction privilégiée. Les principales caractéristiques de l'antenne hélice axiale (compacité, gain important dans l'axe, bande de fonctionnement assez large et impédance élevée) en font une excellente candidate. Ce type d'antenne (figure 198) peut être dimensionné simplement à partir des formules (72) publiées par son inventeur J. D. Kraus [88]. Les grandeurs utilisées dans ces formules (C , D , S , D_{masse} et α) sont explicitées en figure 198.

$$C = \pi D \approx \lambda \qquad \alpha = \tan^{-1}\left(\frac{S}{\pi D}\right) \approx 12,5^\circ \qquad D_{\text{masse}} \approx \frac{3\lambda}{4} \qquad (72)$$

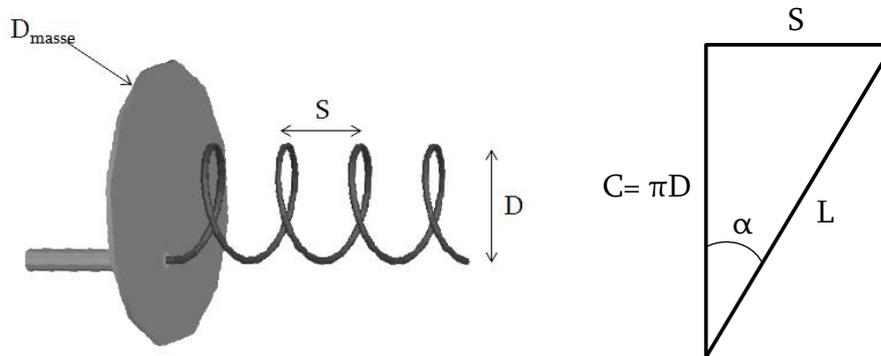


Figure 198 : Antenne hélice axiale et ses caractéristiques géométriques

Lorsque ce dimensionnement est respecté, le rayonnement se produit essentiellement dans l'axe de l'hélice, la polarisation est circulaire et l'impédance de l'antenne est de 140Ω . Si la fréquence d'oscillation du prototype (200MHz) était conservée, le diamètre de l'antenne hélice devrait être de 48cm. Cette valeur conférerait au prototype un volume bien trop imposant dans la mesure où l'on ne souhaite pas augmenter l'encombrement de la source. Si l'on opte pour une conservation du diamètre du prototype, il faut nécessairement que la fréquence d'oscillation soit supérieure à 434MHz. Un nouvel oscillateur doit donc être conçu. Pour le dimensionnement de ce nouvel oscillateur, il est possible de s'inspirer des travaux réalisés par M. Armanious, D. V. Giri et J. M. Lee [89–91] qui ont conçu des oscillateurs à géométrie coaxiale permettant d'alimenter des antennes directives. Ces oscillateurs peuvent être décomposés en deux parties : une ligne coaxiale de faible impédance (devant l'impédance de l'antenne) et une ligne radiale où est positionné à son centre un éclateur permettant de la court-circuiter. La somme des longueurs de ces lignes doit être égale au quart de la longueur d'onde de la fréquence d'oscillation désirée.

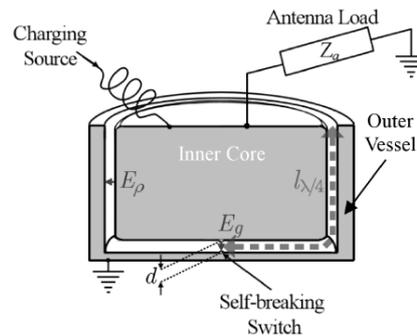


Figure 199 : Schéma de principe d'un oscillateur coaxial [89]

Lors de la conception de l'oscillateur, il faut s'assurer que la capacité équivalente de celui-ci soit voisine de 80pF pour qu'il puisse être associé au générateur haute tension pulsée de MOUNA et fonctionner de façon optimale. Pour qu'un phénomène oscillatoire soit initié, il faut que l'impédance de la ligne soit faible devant l'impédance de l'antenne. Contrairement à ce qui a été publié, nous avons fait le choix de supprimer la partie radiale de l'oscillateur de façon à pouvoir l'alimenter par ce côté de la ligne. L'éclateur central est alors remplacé par un éclateur radial multicanaux, du même type que celui utilisé par B. Martin dans son travail de thèse [92].

La première étude basée sur l'utilisation de Polyamide PA6 (de permittivité relative 3,6) comme diélectrique a conduit au dimensionnement de la figure 200.

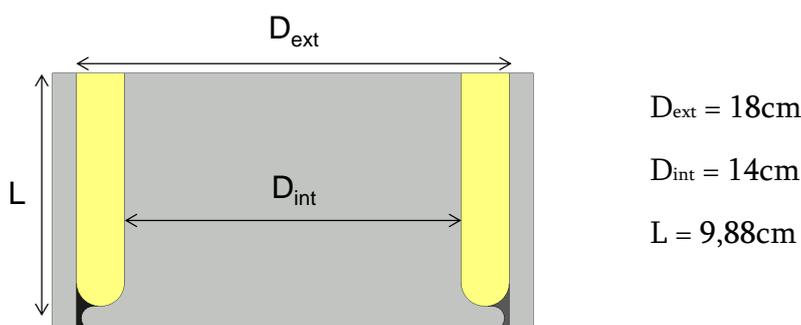


Figure 200 : Géométrie de l'oscillateur coaxial proposé

Ces dimensions confèrent à la ligne une impédance de 8Ω , une capacité équivalente de 80pF et une fréquence d'oscillation de 400MHz. La constante de temps de décroissance des oscillations devrait donc être de 11ns.

Une simulation CST de cet oscillateur a été réalisée pour vérifier son fonctionnement. L'antenne est simulée par son impédance équivalente. La figure 201

présente la tension en sortie de l'oscillateur pour un temps de fermeture de l'éclateur de 500ps.

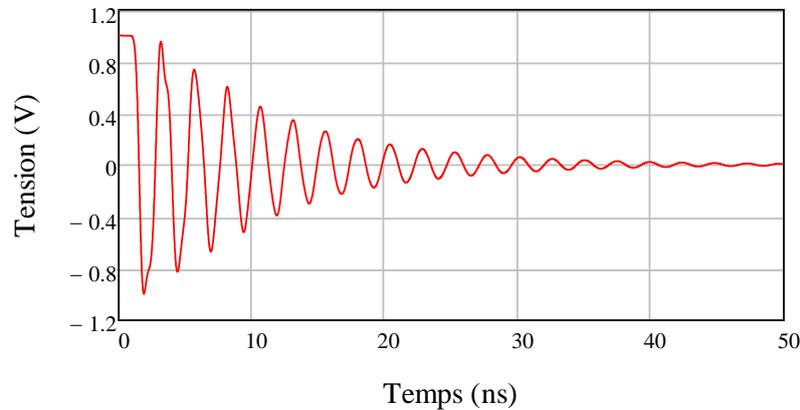


Figure 201 : Allure de la tension générée en sortie de l'oscillateur ($t_f=500ps$)

La fréquence de résonance et la constante de temps de décroissance des oscillations sont conformes à l'estimation théorique.

Une simulation CST de l'antenne hélice a ensuite été réalisée en appliquant le signal de sortie de l'oscillateur à son entrée pour évaluer les caractéristiques en rayonnement de cette nouvelle source. Bien que son gain soit d'autant plus important que le nombre de spires de l'hélice est élevé, l'antenne simulée n'en possède que 3 pour ne pas augmenter le volume du prototype. L'allure du champ rayonné est présentée figure 202.

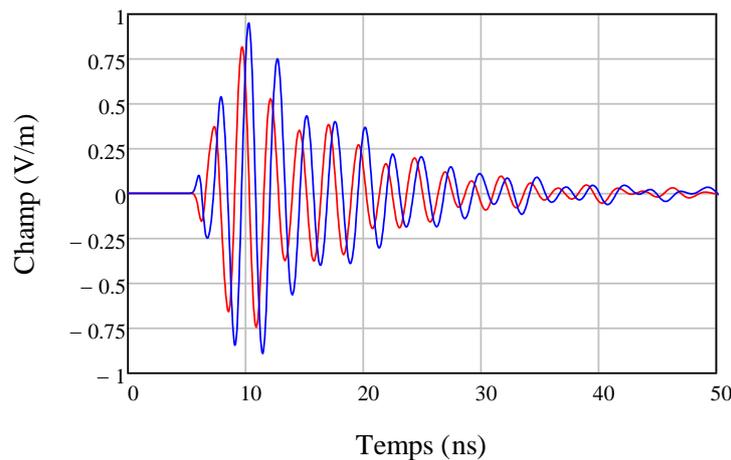


Figure 202 : Allure du champ rayonné (dans deux directions orthogonales) par l'antenne alimentée avec le signal de sortie de l'oscillateur coaxial

Dans ces conditions le facteur d'antenne est de 0,95. La polarisation n'est pas parfaitement circulaire certainement en raison du faible nombre de tours.

Ces travaux sont actuellement à l'étude dans le cadre d'un contrat entre le laboratoire et le CEA GRAMAT. Comme pour le projet MOUNA, les niveaux de champ rayonné visés sont classifiés « diffusion restreinte », c'est pourquoi nous ne pouvons développer davantage cette partie et particulièrement celle sur le rayonnement. Une vue d'artiste représentant la géométrie de la source MOUNA associé à son nouvel oscillateur et à une antenne hélice axiale est présentée figure 203.

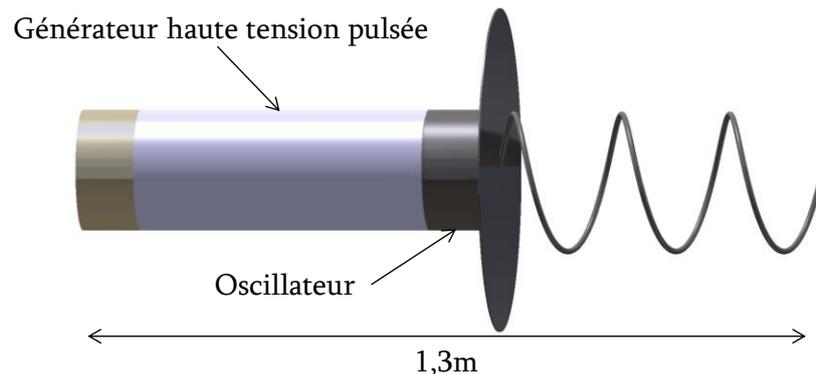


Figure 203 : Vue d'artiste de la source directive à antenne hélice axiale basée sur le générateur haute tension pulsée de MOUNA

Cette nouvelle source devrait permettre de fortement améliorer le niveau du champ rayonné par MOUNA sans augmenter significativement son encombrement ni sa masse. En effet, ce type d'antenne pourrait être déployé en situation opérationnelle. De fait, le volume de la source haute tension pulsée, composée de l'ensemble « générateur haute tension pulsée/oscillateur », serait proche de 25L (\varnothing 21cm ; longueur 70cm).

3- Conclusion

Nous venons de montrer que nombre de perspectives s'ouvrent à la suite de cette thèse. Elles sont à la fois technologiques mais surtout scientifiques. Il est tout à fait possible d'optimiser la masse et l'encombrement du prototype mais il est également envisageable d'améliorer substantiellement ses performances en lui adjoignant un autre type d'antenne.

Conclusion

Les travaux menés durant ces trois années de thèse ont été réalisés dans le cadre d'un contrat de Recherche Exploratoire et Innovation (REI) que la société Hi Pulse, en collaboration avec le laboratoire SIAME, a passé avec la Délégation Générale de l'Armement (DGA). L'objectif de ce projet consistait à concevoir et réaliser un prototype de générateur d'ondes électromagnétiques large bande, compact, répétitif, autonome et aux performances élevées. L'originalité de ces travaux réside dans l'utilisation d'un transformateur résonant impulsionnel, en remplacement des systèmes d'amplification classiquement utilisés (générateur de Marx ou transformateur Tesla) dans ce type de source.

Le prototype développé est, finalement, composé d'une batterie, d'un convertisseur DC/DC permettant de charger quatre condensateurs, de quatre éclateurs à gaz synchronisés, du transformateur résonant impulsionnel, d'un éclateur de mise en forme à huile, d'une ligne radiale et d'une antenne dipôle. La majorité de ces éléments a nécessité des études poussées pour atteindre les performances nécessaires au bon fonctionnement de la source dans le volume imparti.

La batterie (300V), réalisée par l'assemblage de modules Ni-MH permet d'alimenter en énergie électrique le convertisseur DC/DC. Celui-ci est en mesure de charger les quatre condensateurs primaires (800nF) en 45ms à 10kV. Ce niveau de performance, atteint dans un volume restreint de 1,5L, permet de faire fonctionner la source à une fréquence de récurrence de 20Hz.

Une étude expérimentale des différents paramètres (amplitude et temps de montée de l'impulsion de déclenchement, pression du gaz, géométrie des électrodes) a conduit au dimensionnement d'un module de quatre éclateurs synchronisés capable de commuter une tension de 10kV et un courant de 25kA avec une dispersion temporelle de 10ns. Pour générer l'impulsion de déclenchement nécessaire, un générateur de Marx ultra compact, baptisé Pitufo, a également été conçu et réalisé. Bien qu'il occupe un volume de seulement 100mL, il est capable de fournir des impulsions de -40kV avec un temps de descente de 5ns.

Le dimensionnement du transformateur, pour lequel nous avons cherché à réduire autant que possible l'inductance de fuite, a conduit à la réalisation d'un transformateur composé de quatre circuits primaires et de deux circuits secondaires de géométrie conique. Toutefois, ses dimensions restreintes ont entraîné la présence de capacités parasites non négligeables dont il a fallu tenir compte dans son dimensionnement théorique. Après une validation en simulation, le point critique de la conception concernait l'isolation de son secondaire. Différentes solutions ont été testées, et celle qui a permis d'atteindre les performances attendues consiste à immerger le transformateur dans de l'huile minérale, puis à dégazer l'ensemble pour en évacuer les bulles d'air emprisonnées, responsables de claquages destructeurs. Ainsi, à pleine puissance, celui-ci permet de charger un condensateur de 80pF à 600kV en 265ns.

Aucun dispositif commercialisé ne permettant de mesurer de tels signaux transitoires très haute tension, nous avons dû concevoir et réaliser des moyens de diagnostics spécifiques. Une sonde de tension, aux dimensions très réduites, a donc été développée pour valider la conception du transformateur. Ces travaux ont été menés en collaboration avec B. Novac de l'Université de Loughborough en Angleterre et R. Adler de la société Northstar aux Etats Unis. Conçue sur le principe d'un diviseur capacitif, la géométrie particulière de son condensateur de tête permet de limiter les renforcements de champ et l'influence des objets environnants. Une caractérisation transitoire a permis d'évaluer sa fréquence de coupure haute à 55MHz.

Le commutateur utilisé pour adapter les caractéristiques temporelles de l'impulsion fournie par le transformateur est un éclateur à huile. Une étude de ses caractéristiques en commutation a permis de définir son champ de claquage, relatif aux contraintes temporelles appliquées, et d'évaluer son temps de fermeture. A partir de ces données, le système de circulation de l'huile, nécessaire pour évacuer les bulles et particules générées par la commutation précédente, a pu être dimensionné par simulation.

Grâce à une intégration poussée, l'association de l'ensemble de ces éléments dans les brins de l'antenne dipôle a permis d'obtenir une source extrêmement compacte (46,4L). Celle-ci a fait l'objet de plusieurs campagnes de mesure en espace libre pour évaluer ses performances. Cependant, pour des raisons de classification, l'amplitude du champ électrique ne peut pas être mentionnée dans ce manuscrit. On peut toutefois souligner que les objectifs du projet ont été atteints : la source MOUNA est au moins aussi compétitive en termes de performances (très hautes tensions générées et champs électriques intenses rayonnés) et de compacité que celles présentées dans la littérature, à l'étranger.

Au final, l'utilisation de ce transformateur résonant impulsionnel apparaît clairement comme étant un amplificateur de tension concurrentiel vis-à-vis d'un générateur de Marx ou d'un transformateur Tesla. Les limites technologiques ont pu être évaluées et laissent entrevoir nombre de perspectives intéressantes (militaires bien sûr mais également civiles). Elles devront être étudiées au cas par cas.

Pour clore le manuscrit, plusieurs axes de perspectives ont, ainsi, été évalués, dont certains font aujourd'hui l'objet de contrats avec le CEA GRAMAT. C'est pourquoi nous avons fait état de deux études qui ont été entreprises au Laboratoire :

- l'optimisation de la masse et du volume du prototype MOUNA pour envisager son transport par un individu,
- l'amélioration des performances électromagnétiques du prototype.

Références bibliographiques

- [1] D. V. Giri and F. M. Tesche, "Classification of intentional electromagnetic environments (IEME)", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, no. 3, pp. 322-328, 2004
- [2] S. Tortel, "Les Applications ElectroMagnétiques de Défense (AEMD) : Defence ElectroMagnetic Applications", *High Power Microwave Defense and Security Workshop*, Saint-Louis, 2011
- [3] S. Bazzoli, "Caractérisation et simulation de la susceptibilité des circuits intégrés face aux risques d'inductions engendrées par des micro-ondes de forte puissance", Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Techniques de Lille, 196p., 2005
- [4] T. Dubois, "Étude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques–Mise en place d'une méthode de test des systèmes", Thèse de Doctorat de l'Université de Montpellier, 232p., 2009
- [5] S. M. Hwang, J. I. Hong and C. S. Huh, "Characterization of the susceptibility of integrated circuits with induction caused by high power microwaves", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 81, pp. 61-72, 2008
- [6] A. Boyer, "Méthode de prédiction de la compatibilité électromagnétique des systèmes en boîtier", Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, 218p., 2007
- [7] M. Bäckström, "HPM testing of a car: a representative example of the susceptibility of civil systems", *Proceedings of 13th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on EMC*, pp. 189-190, 1999
- [8] W. Radasky and E. Savage, "Intentional electromagnetic Interference (IEMI) and Its Impact on the U.S. Power Grid.", Document interne Metatech Corporation préparé pour Oak Ridge National Laboratory, 2010
- [9] D. Nitsch, M. Camp, F. Sabath, J. L. ter Haseborg and H. Garbe, "Susceptibility of some electronic equipment to HPEM threats", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, no. 3, pp. 380-389, 2004

- [10] F. Sabath and M. Bäckström, “Intentional Electromagnetic Interference (IEMI) simulator Compendium”, IEEE AP-S/URSI/AMEREM Symposium, Albuquerque, 2006
- [11] R. Hoad, A. Lambourne and A. Wraight, “HPEM and HEMP susceptibility assessments of computer equipment”, *17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 168-171, 2006
- [12] G. A. Mesyats, V. G. Shpak, M. I. Yalandin and S. A. Shunailov, “Compact High-current Repetitive Pulse Accelerators”, *8th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, pp. 73-77, 1991
- [13] “Go fast,” *Wikipédia*. 11-Oct-2012
- [14] V. Baryshevsky, A. Borisevich, A. Gurinovich, G. Y. Drobyshev, P. Molchanov and A. Senko, “A compact high power microwave (HPM) source”, *IET European Pulsed Power Conference*, pp. 1-4, 2009
- [15] W. Carey, A. Wiebe, D. Schwindt, L. Altgilbers, M. Giesselmann, B. McHale and K. Heinemann, “Autonomous RF radiation package for various applications”, *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 218-221, 2005
- [16] R. Stark, “Diehl HPEM – Source development”, *High Power Microwave Defense and Security Workshop*, Saint-Louis, 2011
- [17] T. A. Holt, M. B. Lara, C. Nunnally and J. R. Mayes, “Compact Marx generators modified for fast risetime”, *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 1197-1200, 2009
- [18] T. A. Holt, M. G. Mayes, M. B. Lara and J. R. Mayes, “A Marx generator driven impulse radiating antenna”, *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 489-494, 2009
- [19] J. R. Mayes, W. J. Carey, W. C. Nunnally and L. Altgilbers, “Sub nanosecond jitter operation of Marx generators”, *Pulsed Power Plasma Science, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 471-474, 2001

- [20] J. Mayes, W. Carey, W. Nunnally and L. Altgilbers, "The Marx generator as an ultra wideband source", *Pulsed Power Plasma Science, Digest of Technical Papers*, vol. 2, pp. 1665-1668, 2001
- [21] M. B. Lara, J. R. Mayes, C. Nunnally and T. Holt, "Compact, DC-powered 100Hz, 600kv pulsed power source", *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 944-946, 2009
- [22] "Applied Physical Electronics, L.C.", [En ligne] www.apelc.com
- [23] J. R. Mayes, M. G. Mayes, W. C. Nunnally and C. W. Hatfield, "Helical antennas for high powered RF", *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 484-488, 2009
- [24] L. Pecastaing, J. Paillol, T. Reess, A. Gibert and P. Domens, "Very Fast Rise-Time Short-Pulse High-Voltage Generator", *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 34, no. 5, pp. 1822-1831, 2006
- [25] B. Cadilhon, L. Pecastaing, T. Reess, A. Silvestre de Ferron, P. Pignolet, S. Vauchamp, J. Andrieu and M. Lalande, "High Pulsed Power Sources for Broadband Radiation", *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, pp. 2593-2603, 2010
- [26] Y. Amal, L. Pecastaing, M. Rivaletto, T. Reess, P. Pignolet, B. Cassany, A. S. de Ferron, L. Courtois and E. Merle, "A Tesla Transformer and a Coaxial Peaking Switch as a UWB Pulse Source", *Acta Physica Polonica-Series A General Physics*, vol. 115, no. 6, p. 1115-1120, 2009
- [27] B. Cadilhon, "Etude et réalisation d'un ensemble autonome d'émission d'ondes électromagnétiques de forte puissance", Thèse de Doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, 278p., 2008
- [28] J.-C. Diot, P. Delmote, J. Andrieu, M. Lalande, V. Bertrand, B. Jecko, S. Colson, R. Guillerey and M. Brishoual, "A novel antenna for transient applications in the frequency band 300 MHz - 3 GHz: the Valentine Antenna", *IEEE Transactions on Antenna and propagation*, vol. 55, no. 3, 2007

- [29] B. Cadilhon, B. Cassany, J.-C. Diot, P. Modin, E. Merle, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. Silvestre de Ferron and V. Bertrand, "Self-Contained, Hand-Portable, and Repetitive Ultrawideband Radiation Source", *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 39, pp. 1549-1559, 2011
- [30] B. Chevalier, "Vulnérabilité électromagnétique", Journée thématique MPI, Gramat, 2010
- [31] C. E. Baum, W. L. Baker, W. D. Prather, J. M. Lehr, J. P. O'Loughlin, D. V. Giri, I. D. Smith, R. Altes, J. Fockler, D. M. McLemore, M. D. Abdalla and M. C. Skipper, "JOLT: a highly directive, very intensive, impulse-like radiator", *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 7, pp. 1096-1109, 2004
- [32] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, "On the Characterization of a Reflector Impulse Radiating Antenna (IRA) : Full-Wave Analysis and Measured Results", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 812-822, 2006
- [33] C. E. Baum, "Variations on the Impulse radiating Antenna Theme", *Sensor and Simulation Notes #378*, 1955
- [34] Y. A. Andreev, V. P. Gubanov, A. M. Efremov, V. I. Koshelev, S. D. Korovin, B. M. Kovalchuk, V. V. Kremnev, V. V. Plisko, A. S. Stepchenko and K. N. Sukhushin, "High-power ultrawideband radiation source", *Laser and Particle Beams*, vol. 21, no. 02, pp. 211-217, 2003
- [35] A. M. Efremov, V. I. Koshelev, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko and K. N. Sukhushin, "High-power sources of ultra-wideband radiation with subnanosecond pulse lengths", *Instruments and Experimental Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 70-76, 2011
- [36] V. I. Koshelev, V. P. Gubanov, A. M. Efremov, S. D. Korovin, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko, A. S. Stepchenko and K. N. Sukhushin, "High-power ultrawideband radiation source with multielement array antenna", *13th International Symposium in High Current Electronics*, Tomsk, 2004

- [37] V. I. Koshelev, Y. I. Buyanov, Y. A. Andreev, V. V. Plisko and K. N. Sukhushin, "Ultrawideband radiators of high-power pulses", *Pulsed Power Plasma Science, Digest of Technical Papers*, vol. 2, pp. 1661-1664, 2001
- [38] V. I. Koshelev, V. V. Plisko and K. N. Sukhushin, "Array Antenna for Directed Radiation of High-Power Ultra-wideband Pulses", *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 9*, Edition Springer New York, pp. 259-267, 2010
- [39] V. I. Koshelev, A. M. Efremov, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko and K. N. Sukhushin, "High-Power Source of Ultrawideband Radiation Wave Beams with High Directivity", *15th International Symposium on High Current Electronics*, Tomsk, pp. 383-386, 2008
- [40] K. Hong and S. Braidwood, "Development of antenna-source system for generation of high-power electromagnetic pulses", *Pulsed Power Plasma Science, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 203-206, 2001
- [41] K. D. Hong and S. W. Braidwood, "Resonant antenna-source system for generation of high-power wideband pulses", *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 5, pp. 1705-1711, 2002
- [42] P. Sarkar, S. W. Braidwood, I. R. Smith B. M. Novac, R. A. Miller and R. M. Craven, "A Compact Battery-Powered 500kV Pulse Generator for UWB Radiation", *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 1306-1309, 2005
- [43] Y. S. Jin, S. W. Lim, C. H. Cho, J. S. Kim, Y. B. Kim, S. H. Lee and Y. Roh, "High voltage ultra-wideband pulse generator using Blumlein pulse forming line", *Review of Scientific Instruments*, vol. 83, no. 4, pp. 044704-044704-5, 2012
- [44] Y. S. Jin, C. H. Cho, S. W. Lim, J. S. Kim, G. Rim and Y. Roh, "Radiation Characteristics of Ultrawide Band Electromagnetic Pulse from Blumlein Line Pulse Forming Line", *4th Euro-Asian Pulsed Power Conference*, Karlsruhe, 2012

- [45] R. Pecquois and J. Martin, “Etude de faisabilité d’un commutateur liquide associé à un transformateur fonctionnant au MV en récurrent”, Rapport de Projet de Master 2 GEII, Université de Pau et des Pays de l’Adour, 31p., 2009
- [46] R. Brault and R. Piat, *Les Antennes*, Edition Dunod, 1997
- [47] D. Morton, J. Banister, J. Levine, T. Naff, I. Smith, H. Sze, T. Warren, D. Giri, C. Mora, J. Pavlinko and others, “A 2MV, < 300ps risetime, 100Hz pulser for generation of microwaves”, *IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, pp. 361-364, 2010
- [48] Y. A. Andreev, Y. I. Buyanov, A. M. Efremov, V. I. Koshelev, B. M. Kovalchuk, K. N. Sukhushin, V. A. Vizir and V. B. Zorin, “High-power ultrawideband electromagnetic radiation generator”, *11th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 730-735, 1997
- [49] B. Novac, P. Sarkar, I. Smith, and C. Greenwood, “Compact and repetitive Tesla-based power source”, *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 731-736, 2009
- [50] P. Odru, *Le stockage de l’énergie*, Edition Dunod, 2010
- [51] “SAFT Batteries”, [En ligne] www.saftbatteries.com
- [52] S. L. Holt, J. C. Dickens, J. L. McKinney and M. Kristiansen, “A compact 5kV battery-capacitor seed source with rapid capacitor charger”, *IEEE International Pulsed Power Conference*, pp. 897-901, 2009
- [53] A. Young, A. Neuber, M. Elsayed, J. Korn, J. Walter, S. Holt, J. Dickens, M. Kristiansen and L. L. Altgilbers, “A compact, gigawatt class microwave source utilizing helical flux compression generator based pulsed power”, *IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, pp. 119-124, 2010
- [54] M. Giesselmann, T. Heeren and T. Helle, “Compact, high power capacitor charger”, *14th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 707-710, 2003

- [55] S. Jang, S. Ahn, H. Ryoo, and G. Rim, “Novel high voltage capacitor charger for pulsed power modulator”, *IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, pp. 317-321, 2010
- [56] S. J. Mac Gregor and F. A. Tuema, “Triggered gas switches”, *IEE Colloquium on New Developments in Pulsed Power Technology*, pp. 1-4, 1991
- [57] J. R. Woodworth, P. J. Hargis, L. C. Pitchford and R. A. Hamil, “Laser triggering of a 500-kV gas-filled switch : A parametric study”, *Journal of Applied Physics*, vol. 56, no. 5, pp. 1382-1386, 1984
- [58] A. H. Guenther and J. R. Bettis, “The laser triggering of high-voltage switches”, *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 11, no. 12, pp. 1577-1613, 1978
- [59] J. Bac, “Contribution à l’étude et à la réalisation de commutateurs et de générateurs haute tension transitoires”, Thèse de Doctorat de l’Université de Pau et des Pays de l’Adour, 207p., 2005
- [60] L. K. Heffernan, “A fast, 3 MV Marx generator for Megavolt oil switch testing and integrated Abramyan network design”, Thèse de l’University of Missouri-Columbia, 107p., 2005
- [61] J. Leckbee, R. Curry, K. McDonald, R. Cravey and A. Grimmis, “An advanced model of a high pressure liquid dielectric switch for directed energy applications”, *14th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 2, pp. 1389-1393, 2003
- [62] P. Norgard, R. Curry and K. McDonald, “A high pressure, rep-rate liquid-dielectric switch test stand”, *14th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 2, pp. 1321-1324, 2003
- [63] P. Norgard, R. D. Curry, R. Burdt, R. Cravey, G. Anderson and S. Heidger, “A high pressure flowing oil switch for gigawatt, repetitive applications”, *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 1180-1183, 2005

- [64] J. J. Leckbee, R. D. Curry, K. F. McDonald, W. R. Cravey, G. Anderson and S. Heidger, “Design, Modeling, and Verification of a High-Pressure Liquid Dielectric Switch for Directed Energy Application”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 32, no. 5, pp. 1790-1798, 2004
- [65] J. Leckbee, R. Curry, K. McDonald, P. Norgard, R. Cravey, G. Anderson and S. Heidger, “Design and testing of a high pressure, rep-rate, liquid dielectric switch for directed energy applications”, *Conference Record of the Twenty-Sixth International Power Modulator Symposium and High-Voltage Workshop*, pp. 193-196, 2004
- [66] K. C. Koo and J. B. Higham, “The Effects of Hydrostatic Pressure, Temperature, and Voltage Duration on the Electric Strengths of Hydrocarbon Liquids”, *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 108, no. 6, p. 522, 1961
- [67] P. D. A. Champney, R. Curry, C. Eichenberger, J. Fockler, D. Morton, R. Sears and L. Smith, “The development and testing of subnanosecond-rise, kilohertz oil switches”, *8th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, pp. 863-869, 1991
- [68] P. S. Stevens, *Les formes dans la nature*, Edition Paris : Seuil, 1978.
- [69] R. Pecquois, L. Pecastaing, A. de Ferron, M. Rivaletto, P. Pignolet, B. M. Novac, I. R. Smith and R. J. Adler, “Simple and compact capacitive voltage probe for measuring voltage impulses up to 0.5 MV”, *Review of Scientific Instruments*, vol. 83, no. 3, pp. 035001–035006, 2012
- [70] “North Star High Voltage” [En ligne] www.highvoltageprobes.com
- [71] R. Pecquois, L. Pecastaing, A. De Ferron, M. Rivaletto, B. M. Novac, I. R. Smith and R. J. Adler, “Novel concept for a compact and inexpensive 0.5 MV capacitive probe”, *4th Euro-Asian Pulsed Power Conference*, Karlsruhe, 2012

- [72] R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De Ferron, B. M. Novac, I. R. Smith and R. J. Adler, "Compact 0.5 MV capacitive voltage probe used as developmental tests for a wideband source", *EUROEM 2012 European Electromagnetics*, Toulouse, 2012
- [73] E. Di Lorenzo, "The Maxwell Capacitance Matrix", White Paper WP110301, 2011
- [74] J. C. Martin, T. H. Martin, A. H. Guenther and M. Kristiansen, *J.C. Martin on pulsed power*, Edition Plenum Press, 1996
- [75] K. Nielsen, H. Davis, E. Ballard, J. Elizondo, R. Gribble, B. McCuistian and W. Parsons, "Atlas transmission line breakdown analysis", *12th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 381-384, 1999
- [76] "ROSS Engineering Corp", [En ligne] www.rossengineeringcorp.com
- [77] I. D. Smith, "Dielectric Strength Notes - Note 13", 1966
- [78] "GWinstek", *LCR-816*. [En ligne] www.gwinstek.com.
- [79] "Polymère - Caractéristiques électriques", [En ligne] www.goodfellow.com
- [80] M. Akemoto, S. Gold, A. Krasnykh and R. Koontz, "Pulse Transformer R&D for NLC Klystron Pulse Modulator", *11th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 724-729, 1997
- [81] J.-F. Riolland, "Matériaux ferromagnétiques à structure amorphe", Techniques de l'ingénieur, D2400
- [82] C. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis", *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197-221, 1984
- [83] J. H. Chan, A. Vladimirescu, X. C. Gao, P. Liebmann and J. Valainis, "Nonlinear transformer model for circuit simulation", *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 10, no. 4, pp. 476-482, 1991
- [84] M. Plonus, *Applied electromagnetics*, 2nd Edition New York: McGraw-Hill, 1978

- [85] L. Caliap, “Etude de l’optimisation des isolants d’un point de vue diélectrique pour les contraintes du GIS”, Thèse de Doctorat de l’Université de Grenoble, 181p., 2010
- [86] R. Kumar, B. Novac, I. Smith and J. Larour, “Simple, non-invasive and wide-band current and voltage sensors for use with coaxial cables,” *16th IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 1, pp. 486-489, 2007
- [87] J. Roger, *Antennes – Techniques*, Techniques de l’ingénieur, E 3 284
- [88] J. Kraus, *Antennas for all applications*, 3rd Edition New York: McGraw-Hill, 2002
- [89] M. Armanious and J. S. Tyo, “Field management for a self-breakdown switched oscillator”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1-4, 2010
- [90] D. V. Giri, F. M. Tesche, M. D. Abdalla, M. C. Skipper and M. Nyffeler, “Switched Oscillators and Their Integration Into Helical Antennas”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, no. 6, pp. 1411-1426, 2010
- [91] J. M. Lee, H. O. Kwon, S. M. Hwang and J. W. Ahn, “Design of a damped sinusoidal oscillator system”, *IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 414-419, 2011
- [92] B. Martin, “Etude et conception d’un étage de mise en forme d’impulsions ultra-large-bande de forte puissance”, Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, 161p., 2008

Production scientifique

- **Publications**

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De Ferron and R. Vézinet, “MOUNA : an autonomous, compact, high power and wideband electromagnetic source based on a novel resonant pulsed transformer”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 40, no. 5, pp. 1407-1415, 2012

R. Pecquois, L. Pecastaing, A. de Ferron, M. Rivaletto, P. Pignolet, B. M. Novac, I. R. Smith and R. J. Adler, “Simple and compact capacitive voltage probe for measuring voltage impulses up to 0.5 MV”, *Review of Scientific Instruments*, vol. 83, no. 3, pp. 035001-035006, 2012

- **Conférences**

R. Pecquois, L. Pecastaing, A. De Ferron, M. Rivaletto, B. M. Novac, I. R. Smith and R. J. Adler, “Novel concept for a compact and inexpensive 0.5 MV capacitive probe”, *4th Euro-Asian Pulsed Power Conference*, Karlsruhe, 2012

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De Ferron, B. M. Novac, I. R. Smith and R. J. Adler, “Compact 0.5 MV capacitive voltage probe used as developmental tests for a wideband source”, *EUROEM 2012 European Electromagnetics*, Toulouse, 2012

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. de Ferron, L. Caramelle, J.-M. Duband and R. Vézinet, “Compact 600 kV Multi-primary Windings Resonant Transformer to Drive an Electromagnetic Source”, *IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, San Diego, 2012

L. Pecastaing, **R. Pecquois**, M. Rivaletto, A. De Ferron, P. Pignolet, L. Caramelle, J.-M. Duband and R. Vézinet, “Source de rayonnement électromagnétique basée sur un concept innovant de transformateur impulsionnel”, *Conférence SEE « Electromagnétisme et Guerre Electronique »*, Toulouse, 2011

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De ferron, P. Pignolet, L. Caramelle, J-M. Duband and R. Vezinet, “An autonomous hand-portable electromagnetic source for wideband applications”, *International Pulsed Power Symposium*, Loughborough, 2011

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De ferron, P. Pignolet, L. Caramelle, J-M. Duband and R. Vezinet, “Self-contained source based on an innovating resonant transformer and an oil peaking switch”, *IEEE International Pulsed Power Conference*, Chicago, 2011

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De ferron, J. Martin, P. Pignolet and R. Vezinet, “An oil peaking switch to drive a dipole antenna for wideband applications”, *IEEE International Conference on Dielectric Liquids*, Trondheim, 2011

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De ferron, P. Pignolet, L. Caramelle, J-M. Duband and R. Vezinet, “MOUNA : a wideband source based on the combination of an innovating resonant transformer and an oil peaking switch”, *High Power Microwave Defense & Security Workshop ISL*, Saint-Louis, 2011

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De ferron, P. Pignolet, L. Caramelle, J-M. Duband and R. Vezinet, “An autonomous, very compact pulsed power device based on a synchronized spark gaps arrangement and an innovative resonant transformer”, *3rd Euro-Asian Pulsed Power conference*, Jeju Island, 2010

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De ferron, P. Pignolet, L. Caramelle, J-M. Duband and R. Vezinet, “Synchronized spark gaps combined to a multi-primary windings resonant transformer for wideband applications”, *IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, Atlanta, 2010

R. Pecquois, L. Pecastaing, M. Rivaletto, A. De ferron, P. Pignolet, L. Caramelle, J-M. Duband and R. Vezinet, “A compact, repetitive, autonomous system based on a resonant transformer for wideband applications”, *International Society on Pulsed Power Applications Congress*, Karlsruhe, 2010