



HAL
open science

Study and construction of modulators with resonant or impulse transformers associated with a system of high current triggered spark gaps

Florian Allard

► **To cite this version:**

Florian Allard. Study and construction of modulators with resonant or impulse transformers associated with a system of high current triggered spark gaps. Electromagnetism. Université de Pau et des Pays de l'Adour - Laboratoire SIAME, 2019. English. NNT: . tel-02370397

HAL Id: tel-02370397

<https://hal.science/tel-02370397>

Submitted on 19 Nov 2019

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

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

THÈSE

UNIVERSITÉ DE PAU ET DES PAYS DE L'ADOUR
École doctorale des sciences exactes et leurs applications

Par
Florian ALLARD

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

Sciences de l'ingénieur

Spécialité : **GENIE ELECTRIQUE**

**Etude et réalisation de modulateurs à
transformateurs résonant ou impulsional
associé à un système d'éclateurs déclenchés
forts courants.**

Soutenance prévue le 18 Juillet 2018
(Exemplaire provisoire)

MEMBRES DU JURY

F. PALADIAN

H. PIQUET

J.M BAUCHIRE

L. PECASTAING

J.M. DIENOT

P. POULIGUEN

M. RIVALETTO

S. PAQUET

Professeur des Universités – Université de Clermont

Professeur des Universités – INP-ENSEEIH

Professeur des Universités – Université d'Orléans

Professeur des Universités – Université de Pau

Professeur – Université Paul Sabatier Toulouse 3

Responsable de domaine scientifique Ondes – DGA

Maître de Conférences - Université de Pau

EFFITECH





Remerciements

Je tiens à remercier en tout premier mon directeur de thèse Laurent PECASTAING, pour toute la confiance qu'il m'a exprimée, son investissement, ses conseils avisés et surtout son soutien qui a été inestimable durant toute cette thèse.

Mes pensées vont ensuite à l'attention de Marc RIVALETTO qui a co-encadré cette thèse et qui a pu me prodiguer son aide et ses conseils afin de mener à bien ces travaux

Je tiens à adresser un remerciement particulier à Antoine DE FERRON qui grâce à son aide très précieuse et son expertise, j'ai pu éviter bon nombre d'impasses.

Je remercie également Jean-Pierre BRASILE, ce fut un honneur d'avoir l'opportunité de travailler à ses côtés, ainsi que tous les membres de la société EFFITECH. Ce fut un réel plaisir de travailler avec eux.

Mes remerciements vont ensuite à Thierry REESS, pour sa bonne humeur et ses conseils durant toutes ces années.

Je remercie Madame Françoise PALADIAN et Monsieur Hubert Piquet pour avoir accepté de rapporter mes travaux.

Mes remerciements sont ensuite adressés à Monsieur Jean-Marc BAUCHIR, Monsieur Jean-Marc DIENOT et Monsieur Sylvain PAQUET pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

Je tiens à remercier particulièrement Mr Philippe POULIGUENS qui a suivi mes travaux et qui a de même été présent lors de mon jury. Cela a été un réel honneur de travailler en collaboration avec vous.

Cette thèse a bénéficié d'une collaboration avec l'IPREM de l'Université de Pau. Je tiens donc à remercier Jean-Charles DUPIN, Jérôme FRAYRET et tous les membres qui ont pu contribuer à ce travail.

J'exprime toute ma gratitude à Laurent MARLIN pour sa disponibilité et ses précieux conseils.

J'adresse ma profonde reconnaissance à tous les membres du laboratoire : Daniel, Robert et Anca. Ainsi qu'à tous les anciens doctorants : Camille, Charly et Sonya. Je souhaite bonne chance et je remercie les futurs docteurs : Jean-Marie, Tony, Ernesto et Fatimzahera. Je remercie par la même occasion tous les stagiaires et étudiants que j'ai pu côtoyer durant ces années.

Enfin je tiens à remercier spécialement Christel FERNANDES pour sa disponibilité et toutes les discussions que j'ai pu avoir avec elle.

Je tiens à adresser un grand « Merci » à mes parents, sans qui tout cela n'aurait pas été possible, pour leur soutien sans faille depuis toutes ces années dans les moments de joie et encore plus dans les moments difficiles.

Je remercie mes deux frères : Tristan et Enguerrand, pour l'aide qu'ils m'ont apportée et leur soutien depuis toujours.

Enfin, je tiens à remercier mes amis Benjamin, Kevin, Vincent, Geoffrey, Émilie, Bruno, Sarah, Nicolas, Léna et tous les autres pour leur bonne humeur, leur aide et leur sympathie depuis toutes ces années.

Je tiens à dédier ce travail à mon grand-père Alfred pour qui j'avais une profonde affection et un grand respect et avec qui je n'ai pas eu l'occasion de partager mes réussites.

Table des matières

Introduction.....	13
Chapitre I Contexte de l'étude	19
I. Contexte applicatif de l'étude.....	21
1. Exemples d'applications des modulateurs AGIR	21
a. Procédés à base d'électroporation	21
b. Procédés à base d'ondes de choc	26
c. Procédés de magnéto formage par création de forts courants.....	28
d. Procédés de dépoussiérage.....	30
e. Traitement de surface et procédés de dépôt	31
f. Transmission d'énergie sans fil.....	32
g. Alimentation pour accélérateurs de particules.....	34
h. Alimentation compacte de tubes hyperfréquences.....	35
2. Bilan relatif aux applications potentielles	36
II. Etat de l'art technologique.....	37
1. Topologie des systèmes pulsés à semi-conducteurs	38
a. Les systèmes à commutateurs haute tension	39
b. Les systèmes à base de générateurs de Marx état solide	40
c. Les systèmes à base de transformateurs impulsionnels.....	41
2. Comparaison entre les systèmes	44
3. Générateurs existants	46
4. Bilan relatif aux modulateurs existants	55
III. Architectures utilisées pour les modulateurs.....	56
1. Présentation du modulateur AGIR1	56
2. Présentation du modulateur AGIR2.....	61
IV. Conclusion du chapitre	66

Chapitre II : Les transformateurs.....	67
I. Caractérisation des isolants	71
1. Présentation et objectifs de l'étude de tenue en tension.....	71
2. Étude d'isolation pour le modulateur AGIR1	72
a. Simulations.....	73
b. Essais de tenue en tension	78
3. Étude d'isolation pour le modulateur AGIR2	83
a. Détermination des tenues diélectriques en régime pulsé	84
b. Simulation relative au transformateur impulsionnel du modulateur AGIR2	88
4. Bilan de l'étude d'isolation.....	90
II. Dimensionnement du transformateur résonant AGIR1	90
1. Rappel sur le fonctionnement du modulateur AGIR 1	91
2. Convertisseur résonant LCC	92
3. Conception du transformateur.....	94
a. Choix du matériau magnétique.....	94
b. Dimensionnement du transformateur	95
c. Estimation des éléments parasites.....	102
d. Simulations électriques.....	103
III. Dimensionnement du transformateur impulsionnel du modulateur AGIR2.....	108
1. Rappel sur le fonctionnement du modulateur AGIR 2	109
2. Conception du transformateur.....	110
a. Caractérisation de l'impulsion rectangulaire.....	111
b. Choix du matériau magnétique.....	113

c.	Dimensionnement du noyau	114
d.	Calcul des pertes.....	118
e.	Estimation des éléments parasites	119
f.	Simulations électriques.....	120
IV.	Conclusion du chapitre	124
Chapitre III : Système de déclenchement à base d'éclateurs synchronisés....		123
I.	Mise en forme de type BLUMLEIN	127
1.	Principe de fonctionnement	127
2.	Un choix technologique	130
3.	Dimensionnement et réalisation.....	131
a.	Cahier des charges.....	131
b.	Détermination du nombre de cellules	132
c.	Simulation du modèle.....	135
d.	Réalisation	136
e.	Essais	137
II.	Synchroniser des éclateurs : dans quel but ?.....	138
1.	Le déclenchement d'éclateurs : comment ?	141
2.	Le générateur de déclenchement.....	143
a.	Caractérisation de l'impulsion de déclenchement du générateur de Marx.....	144
b.	X-FET un générateur ultra-compact d'impulsions 40 kV avec une gigue de 6ns.....	148
3.	Mesure de la gigue sur un éclateur déclenché	150
4.	Synchronisation de 4 éclateurs forts courants	154
a.	Conception du module	155

b.	Essais du module	155
III.	Etude du phénomène d'érosion des électrodes de l'éclateur.	157
1.	Problématique.....	157
2.	Bibliographie relative au phénomène d'érosion des électrodes.....	158
3.	Présentation et objectifs de l'étude.....	160
4.	Méthodes analytiques de caractérisation	162
a.	Spectroscopie photoélectronique à rayonnement X (XPS) et état chimique de surface	162
b.	Microscopie électronique à balayage (MEB) et morphologie.....	163
c.	Microscopie confocale et rugosimétrie	164
5.	Pesée des électrodes.....	166
6.	Analyses microscopiques et spectroscopiques (SEM et XPS).....	168
a.	Electrodes en cuivre.....	168
b.	Electrodes en tungstène.....	171
c.	Electrodes en cutène (Cu20W80)	173
d.	Electrodes en cutène (CU30W70).....	176
7.	Résultats des essais de rugosité	178
IV.	Conclusion du chapitre	182
	Chapitre IV : Intégration du système.....	181
I.	Système de dissipation thermique	187
1.	Calcul de la puissance à dissiper sur le modulateur AGIR1	187
2.	Calcul de la puissance à dissiper sur le modulateur AGIR2	188
3.	Calcul de l'élévation de température dans la cuve.....	189
4.	Réalisation du système de dissipation thermique	190

II. Moyens métrologiques utilisés pour l'évaluation des performances des modulateurs AGIR	192
1. Les sondes de tension	192
2. Les sondes de courant.....	195
III. Mise en œuvre des modulateurs	196
1. Prototype du modulateur AGIR1	196
a. Convertisseur AC-DC	197
b. Système de stockage.....	198
c. Convertisseur DC-DC.....	198
d. Circuit rectificateur	199
e. Charge.....	200
2. Performances obtenues sur le modulateur AGIR 1	200
a. Essais sur un convertisseur	200
b. Essais sur 2 convertisseurs en série	202
c. Essais sur 12 convertisseurs	203
3. Prototype du modulateur AGIR2	204
a. Convertisseur AC-DC	205
b. Convertisseur DC-DC.....	205
c. Multiplieur de tension Greinacher	207
d. Lignes de mise en forme BLUMLEIN	207
e. Système de synchronisation des éclateurs.....	207
f. Transformateur impulsionnel.....	207
g. Charge.....	208
4. Performances obtenues sur le modulateur AGIR2	209
a. Essais de synchronisation des 4 BLUMLEIN	209

b.	Essais sur le transformateur impulsionnel	211
5.	Bilan des essais	217
IV.	Conclusion du chapitre	218
	Conclusion et Perspectives.....	219
I.	Conclusion.....	223
II.	Perspectives	225
a.	Optimisation du modulateur AGIR1	225
b.	Optimisation du modulateur AGIR2	226
i.	Optimisation de l'encombrement du modulateur	226
ii.	Amélioration du transformateur impulsionnel	226
c.	Bilan des perspectives.....	228

Introduction

Depuis plusieurs années, les systèmes basés sur l'utilisation des hautes puissances pulsées (HPP) sont en perpétuelle évolution. Bien longtemps, ce type de générateur était réservé à des applications centrées sur le domaine militaire. Depuis quelques années, les besoins se tournent de plus en plus vers des applications dans le domaine civil et plus particulièrement dans le domaine industriel. L'objectif concernant le développement des modulateurs étudié durant ce projet est d'accroître le potentiel applicatif des machines à base de HPP. Pour cela, il est nécessaire de développer des modulateurs compacts capables de délivrer des impulsions de puissance crête de l'ordre de plusieurs dizaines de mégawatts sur des durées de la microseconde à plusieurs centaines de microsecondes. Cette volonté d'amélioration de performances requiert l'étude de structures innovantes dont le but est de produire aussi bien des puissances moyennes que des puissances crêtes importantes. Les modulateurs détaillés dans ce mémoire ont en commun l'utilisation de transformateurs pour participer à la génération d'impulsions de très fortes puissances.

Les solutions existantes permettent très difficilement de concilier nombre de caractéristiques essentielles pour couvrir le potentiel applicatif de ces modulateurs (production d'impulsions de durée ajustable, haute tension, de très forte puissance, parfaitement rectangulaires, compacité importante, etc...). La contrainte de compacité élimine les solutions classiques (lignes de mise en forme distribuées ou réparties). Les commutateurs de puissance disponibles sur le marché sont mal adaptés à une régulation de tension et/ou trop volumineux lorsque les impulsions sont longues. Pourtant les applications sont toujours plus nombreuses pour de tels systèmes. On peut citer par exemple :

- dans le domaine de la sécurité (détection de matières illicites par sources X),
- dans le domaine scientifique (alimentation pour accélérateur de particules),
- dans le domaine militaire (alimentation de tubes hyperfréquences),
- dans le domaine industriel (stérilisation par champs pulsés, extraction de jus de fruit ou de polyphénol, procédés de fromage).

Le projet AGIR (acronyme de « Architecture pour la Génération d'Impulsions Rectangulaires de forte de puissance ») est réalisé dans le cadre d'un Régime d'Appui Pour

l'Innovation Duale (RAPID) financé par la Direction Générale de l'Armement (DGA). Le développement se fait en collaboration avec EFFITECH, une entreprise localisée à Pau et spécialisée dans les HPP depuis de nombreuses années. L'objectif est de concevoir deux générateurs impulsions pour deux gammes de puissance crête : un fonctionnant jusqu'à 10 MW (modulateur AGIR1) et un second de 100 MW à 1 GW (modulateur AGIR2).

Ce manuscrit de thèse présente les travaux menés pendant ces trois années au sein du laboratoire SIAME. Il se divise en quatre chapitres.

Le premier chapitre décrit le contexte dans lequel cette étude s'inscrit. Il permet, dans un premier temps, de faire un point sur les applications auxquelles les modulateurs développés durant cette période peuvent répondre. Ensuite, il est établi un état de l'art des architectures existantes à ce jour et des générateurs fournissant des impulsions dont les caractéristiques se situent dans le même ordre de grandeur. Ce travail positionne les apports de cette thèse. Enfin, les architectures utilisées sont présentées en détail pour avoir un aperçu de la manière dont fonctionnent les modulateurs AGIR. Dans le cas du modulateur AGIR1, le fonctionnement est basé sur l'association série/parallèle de convertisseurs résonants alors que le modulateur AGIR2 utilise un transformateur impulsions à multi-primaires pour la génération des impulsions.

Etant donné que chaque modulateur utilise un ou plusieurs transformateurs, le développement de chacun d'entre eux est abordé spécifiquement dans le deuxième chapitre. Une première partie est consacrée à l'étude de systèmes isolants pour ces transformateurs afin de caractériser expérimentalement les tenues diélectriques en mode pulsé par rapport aux rigidités connues des isolants polymères en continu et en alternatif. Une deuxième partie de ce chapitre montre l'étude et le dimensionnement des transformateurs résonants du modulateur AGIR1. Enfin, une dernière partie concerne le développement du transformateur impulsions à multi-primaires qui constitue l'organe majeur du modulateur AGIR2. Chaque élément constituant le système est étudié et simulé de manière électrostatique, électromagnétique ou électrique avant d'être réalisé et assemblé.

Le troisième chapitre est centré sur le modulateur AGIR2. Il s'agit alors de présenter l'étude de la génération d'impulsions rectangulaires à l'aide de lignes de mise en forme de type BLUMLEIN. Ces impulsions sont ensuite appliquées sur chacun des primaires du transformateur impulsionnel. Il est absolument nécessaire que la synchronisation soit excellente de façon à obtenir une impulsion amplifiée et non déformée en sortie du transformateur. Le dimensionnement et la caractérisation d'un système à éclateurs synchronisés capable de déclencher les quatre lignes de mise en forme afin de transmettre les impulsions quasi-simultanément sur chaque primaire avec un décalage temporel minimum sont donc présentés. Les courants commutés aux primaires étant importants, ils engendrent des phénomènes d'érosion qui altèrent la synchronisation lors d'un fonctionnement répétitif sur du long terme. La fiabilisation de ce système est étudiée dans la dernière partie de ce chapitre à travers une étude d'érosion, menée en collaboration avec l'IPREM (unité mixte de recherche de l'UPPA spécialisée en chimie et matériaux).

Le dernier chapitre est consacré à la présentation et aux performances des prototypes des modulateurs réalisés. Les différentes expérimentations et les systèmes de mesure associés sont ainsi détaillés. Des essais sont mis en place en vue de valider le fonctionnement en récurrent avec un système de dissipation thermique spécifiquement dédié. Les résultats expérimentaux obtenus à partir de chacun des modulateurs assemblés sont ensuite présentés. Enfin, les perspectives d'évolution des technologies étudiées ponctuent ce chapitre.

Pour terminer le manuscrit, une conclusion fait le point sur ce travail de thèse. Elle a pour but de rappeler, dans un premier temps, l'ensemble des résultats par rapport aux objectifs fixés en début d'étude. La fin de ce manuscrit permet de faire, dans un second temps, un point concernant les débouchés qu'offre ce travail de thèse suscite.

Chapitre I :

Contexte de l'étude

Le projet AGIR s'appuie sur un dispositif RAPID (Régime d'Appui Pour l'Innovation Duale) et vise à étudier, concevoir et réaliser des générateurs d'impulsions rectangulaires haute tension. Les architectures concernées doivent répondre à deux problématiques principales : la compacité et la puissance disponible (aussi bien moyenne que crête).

En effet, à ce jour, les solutions compactes pour la génération d'impulsions de fortes puissances crêtes (1 MW-1 GW), de fortes puissances moyennes (10 kW) et de hautes tensions (100-600 kV) avec une durée ajustable (1 à 100 μ s) permettent très difficilement de concilier nombre de caractéristiques essentielles pour couvrir le potentiel applicatif de ces modulateurs . Pourtant les applications existent pour de tels systèmes. Cette partie permet de faire un point sur plusieurs de ces applications, afin de démontrer l'intérêt de cette étude.

Les modulateurs, développés dans le cadre du projet AGIR, permettent de répondre à nombre de ces applications civiles et militaires, en améliorant l'efficacité et le rendement (coût/performances) de ces dernières. Cette amélioration passe par le développement de structures innovantes pour produire à la fois des puissances moyennes et crêtes élevées.

I. Contexte applicatif de l'étude

Dans ce paragraphe, plusieurs applications potentielles auxquelles les modulateurs d'AGIR peuvent répondre sont décrites. La première partie traite des applications civiles tandis que la seconde se consacre aux applications réservées au domaine militaire.

1. Exemples d'applications des modulateurs AGIR

a. Procédés à base d'électroporation

Depuis maintenant plusieurs années, les systèmes reposant sur l'utilisation de champs électriques pulsés (CEP) sont à la base de nombreux projets que ce soit dans le domaine médical ou agroalimentaire. Ces systèmes permettent de réaliser des traitements sur des cellules de manière ciblée.

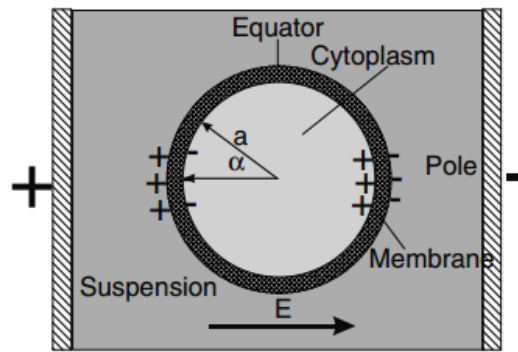


Figure 1 : Principe de perméabilisation de la membrane d'une cellule [1].

Le principe de fonctionnement de ces systèmes [1] repose sur la théorie selon laquelle, lors de l'application d'un champ électrique sur une cellule (Figure 1), des charges électriques s'accumulent de part et d'autre de la membrane qui se comporte dès lors comme un condensateur. Lors de l'augmentation du champ appliqué (en valeur crête ou en durée), cette accumulation devient de plus en plus importante. L'attraction entre ces charges augmente et crée une compression de la membrane. Tant que le champ appliqué est insuffisant, la force élastique caractéristique de la membrane est suffisante pour compenser la compression.

Dès que le champ appliqué devient suffisant, il est possible d'observer deux phénomènes.

- Soit le champ appliqué s'approche d'une valeur dite champ critique, et la compression devient suffisante pour fragiliser la membrane générant l'apparition de pores relativement petits (Figure 2) qui pourront se refermer après la disparition du champ appliqué. On parle alors d'électroporation réversible (dans ce type d'application, il est typiquement nécessaire de produire des champs locaux pulsés de quelques kilovolts par centimètre sur des durées allant de quelques microsecondes à quelques millisecondes). Dans ce cas, les besoins sont bien inférieurs à ce qui peut être produit avec le modulateur AGIR1. Toutefois, l'utilisation des convertisseurs développés durant ce projet peut permettre d'améliorer la productivité grâce à un changement de la géométrie des électrodes.

- Soit le champ appliqué est bien supérieur au champ critique et il est observé une augmentation de la perméabilisation de la membrane qui ne pourra plus être comblée avec le temps. On parlera alors d'électroporation irréversible (où les besoins dépendent des applications ciblées qui sont présentées dans la suite de ce paragraphe) (Figure 3).

Dans les faits, ces deux types d'électroporation peuvent être utiles dans divers domaines applicatifs. En effet, l'électroporation dite réversible va être intéressante dans le domaine médical, où elle permet de perméabiliser momentanément une cellule pour y introduire un médicament de chimiothérapie (cancérologie) ou bien d'y transférer des gènes en thérapie génique (Figure 2).

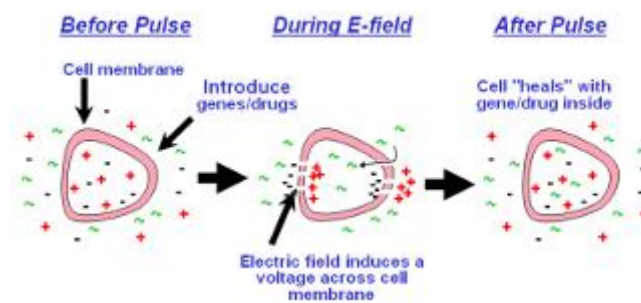


Figure 2 : Exemple d'électroporation réversible dans le domaine médical [2].

Quant à l'électroporation irréversible, elle concerne des domaines proches de l'industrie agroalimentaire ou environnementale.

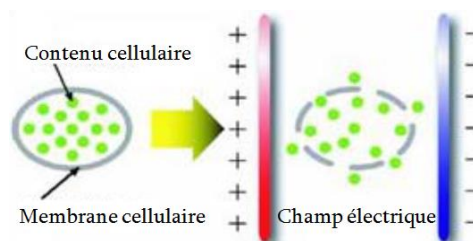


Figure 3 Principe de l'électroporation irréversible [2].

On peut citer par exemple :

- L'extraction de jus de fruit pour lequel le rendement est amélioré par rapport aux moyens traditionnels [3]. Dans cette publication, les auteurs mettent en avant l'impact, sur l'extraction de jus, de l'utilisation d'un traitement par champ

pulsé. Cet exemple est présenté sur des échantillons de luzerne. Ils montrent qu'avec l'aide d'un traitement par champ pulsé (dont les besoins sont définis pour des impulsions 40 kV – 40 MW crête - 160 kW moyen avec des durées de plusieurs dizaines de microsecondes), il est possible d'améliorer significativement l'extraction de jus (de 37,8%). La Figure 4 et la Figure 5 montrent des photographies présentant les résidus issus de l'extraction avec et sans traitement pulsé et les jus obtenus. On observe que la quantité de jus après traitement CEP est plus importante que sans traitement et qu'il en résulte une quantité moindre de résidus après broyage.

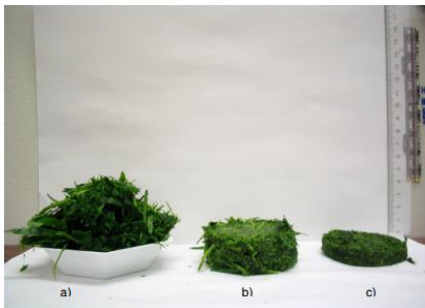


Figure 4 : Photographie comparative des résidus de luzerne avant (a) et après traitement (b et c) : a) échantillon avant broyage, b) résidus sans traitement CEP, c) résidus avec traitement CEP [3].

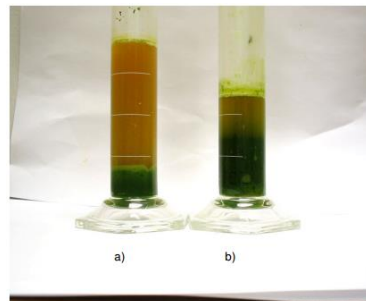


Figure 5 : Comparaison du jus extrait avec (a) et sans (b) traitement CEP [3].

- L'extraction de polyphénol qui est un antioxydant naturel, obtenu par exemple à partir des résidus de marc de raisin après extraction du jus. L'objectif de ce genre de procédé est d'améliorer le rendement d'extraction des composés phénoliques issus des marcs. Une publication issue du travail réalisé par S. Brianseau [4], au sein de l'Université de Compiègne, avait pour objectif de comparer l'effet de différentes méthodes permettant d'améliorer l'extraction de ces composés à fortes valeurs ajoutées issus de déchets vinicoles. Parmi ces méthodes, on retrouve les ultrasons (US), le broyage traditionnel, les procédés par décharges électriques haute tension (DEHT) et les CEP.

Il en ressort que l'utilisation de CEP permet d'améliorer significativement l'extraction de ces composés (grâce à des alimentations avec des caractéristiques

impulsionnelles de 40 kV – 10 kA et des durées de 10 μ s pour un débit de 7500 L/h). Il est notable que les procédés à partir de CEP permettent d'obtenir des résultats où l'amélioration de l'extraction est près de 30% supérieure au procédé de broyage traditionnel, 22% par rapport aux US et 55% par rapport aux DEHT.

- L'amélioration des procédés de vinification par les CEP permet de doser les polyphénols extraits pour atteindre une qualité gustative du vin produit et ainsi obtenir une stabilisation passant par l'arrêt du processus de fermentation. Ceci s'accompagne d'une destruction des levures impliquant la suppression ou la réduction de la quantité de sulfites mise en œuvre dans les procédés traditionnels [5]. Pour ce genre d'application, il faut utiliser des modulateurs 40 kV – 40 MW crête – 160 kW moyen pour obtenir des fonctionnements optimaux. Cela peut être réalisé grâce aux convertisseurs résonants du modulateur AGIR1 (association de 4 convertisseurs 10 kV – 10 MW).
- Le traitement des boues [6] : en France, un des enjeux environnementaux majeurs concerne la gestion des eaux usées. En effet, cette gestion peut être prise en compte à trois niveaux : le traitement de l'eau à la source, la « potabilisation » avant utilisation et le traitement des rejets après utilisation. L'eau est le milieu de vie de nombreux organismes. Parmi ceux-ci, nombre sont des organismes pathogènes (bactéries) et leur éradication constitue un enjeu important pour le développement durable voire la santé humaine. L'emploi des CEP permet la destruction de la plupart des agents pathogènes, l'amélioration de la biodégradabilité et la diminution des boues résiduelles non solubles [7]. Par ailleurs, les effets indirects (thermiques, ondes de choc, création d'un milieu réducteur...) renforcent et complètent le procédé pour en améliorer le rendement. Pour cela, il faut mettre en œuvre des systèmes capables de générer des impulsions 40 kV – 100 A sur des durées de 100 μ s, donc possibles grâce aux convertisseurs du modulateur AGIR1.

b. Procédés à base d'ondes de choc

Les techniques mises en place à partir de l'utilisation des ondes de choc et leurs applications font partie des thématiques de recherche du laboratoire SIAME et d'EFFITECH depuis maintenant quelques années. Plusieurs thèses concernant l'étude de ces procédés ont été soutenues [8] [9] [10], il s'agit principalement d'études pour des applications environnementales comme le traitement de déchets ou l'exploitation pétrolière.

On peut distinguer différents types d'utilisation des décharges pour lesquels les modulateurs développés dans le cadre d'AGIR pourraient être utilisés.

Le principe de ces techniques repose sur la génération d'une décharge électrique entre deux électrodes immergées dans un fluide. Cette décharge engendre la création d'un canal d'arc qui va générer une onde de pression. Celle-ci est utilisée de manière « directe » ou « indirecte » [7] pour diverses applications, comme le formage, l'écroutage du béton ou bien des procédés de découpe pour remplacer des procédés plus traditionnels.

Il existe deux manières d'utiliser les ondes de choc [11] : la méthode dite « localisée » (ou EDP : Electrical Disintegration Process) et la méthode dite « délocalisée » (EHDP : Electrico-Hydraulic Desintegration Process). Ces méthodes sont représentées en Figure 6.

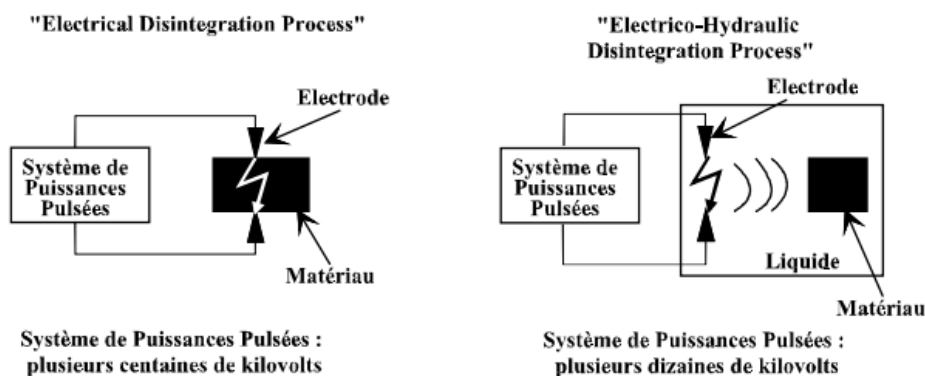


Figure 6 : Principe de fonctionnement des applications à ondes de choc [8].

Dans le cas de l'EDP, le matériau (non électriquement conducteur) est placé entre les deux électrodes. La décharge est ensuite appliquée entre ces deux électrodes, de

manière à ce que le canal émis permette la dégradation du matériau. Ainsi, avec cette méthode, il est possible de réaliser des applications telles que l'écroutage de béton ou bien le forage. L'avantage de cette méthode vient du fait qu'elle est peu énergivore ; en revanche, elle nécessite l'utilisation de très fortes tensions (plusieurs centaines de kilovolts pendant quelques microsecondes comme en produit AGIR2) afin de pouvoir créer une décharge traversant les matériaux traités.

Contrairement à l'EDP, l'EHDP repose sur l'utilisation de décharges dans un milieu liquide. L'arc électrique qui est produit crée une onde de pression qui se propage dans le fluide. Celle-ci est utilisée pour dégrader un matériau placé dans le sens de propagation de l'onde. Ce genre de technique permet plusieurs types d'applications. Il est, par exemple, possible de faire de la pulvérisation de matériaux pour assurer la séparation de minerais, de la fracturation ou bien assurer la destruction de composants électroniques pour le recyclage, mais aussi d'envisager des traitements sur des matériaux plus élastiques pour modifier la forme de l'échantillon. Par exemple, comme le montre la Figure 7, en utilisant un moule sur lequel est déposée une feuille de métal, l'onde de pression induit une déformation de la tôle respectant la forme du moule. On parle alors de formage électrohydraulique. Selon les caractéristiques géométriques du moule, il est possible d'envisager des procédés de découpe. En EHDP, les tensions utilisées sont de l'ordre de plusieurs dizaines de kilovolts sur des durées de plusieurs centaines de microsecondes (typiquement réalisables avec le modulateur AGIR1)

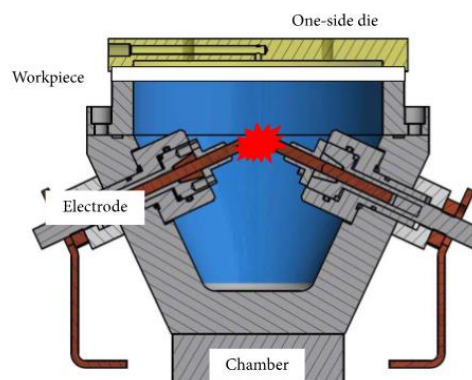


Figure 7 : Principe de fonctionnement du formage par onde de choc [12].

c. Procédés de magnéto formage par création de forts courants

L'utilisation des ondes de choc n'est pas la seule façon de réaliser des applications de formage. Il existe un autre procédé électrique qui peut être envisagé et qui est déjà couramment utilisé par des industriels comme BMAX [13]. Grâce à l'utilisation des technologies à impulsion magnétique (TIM), il est possible de réaliser des applications de type formage, sertissage ou soudage à froid. Il s'agit d'applications nécessitant des impulsions de courant de la centaine d'ampères jusqu'à quelques kiloampères sur des durées de quelques microsecondes. Cela peut être réalisé grâce aux modulateurs AGIR1 avec une association parallèle des convertisseurs DC-DC.

Ce procédé, décrit en Figure 8 et Figure 9, utilise le principe des forces de Laplace. Une tôle ou un tube métallique est placé sur un moule à l'intérieur d'une bobine. Ainsi lorsque que l'inductance est traversée par des impulsions de courant, un courant est alors induit sur la pièce. Ce courant traversant l'inductance permet de générer un champ magnétique. En présence de ce champ magnétique, les forces magnétiques mises en œuvre vont directement impacter les propriétés physiques de la pièce. Celle-ci est alors accélérée, passant par un état viscoplastique durant un temps très rapide permettant à la pièce d'épouser la forme d'un moule placé au préalable au niveau de la pièce.

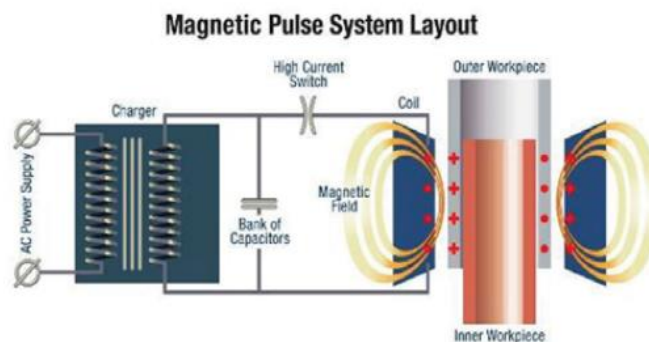


Figure 8 : Principe de fonctionnement des TIM [14].

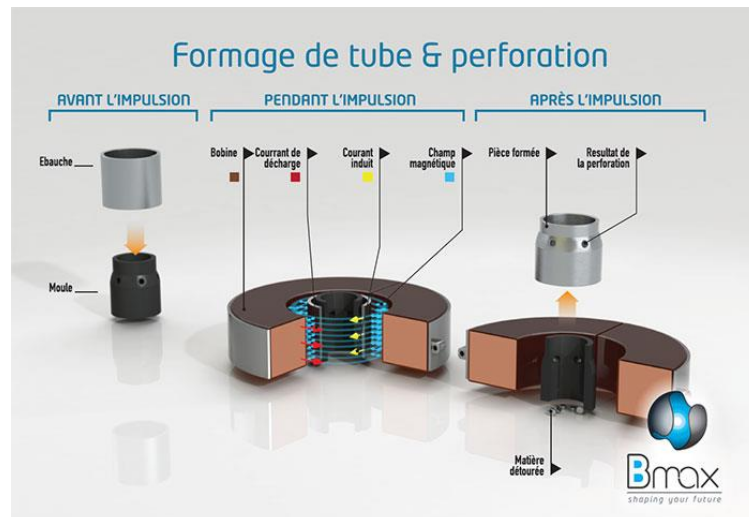


Figure 9 : Procédé TIM de déformation de matériau [13].

Ces procédés possèdent énormément d'avantages comparés aux presses traditionnelles :

- La reproductibilité : l'utilisation de l'énergie électrique permet de reproduire les impulsions de manière quasi identique, ce que réalisent les convertisseurs résonants d'AGIR1.
- La durée de vie : le fait de réaliser des actions sans contact permet de pallier la plupart des problèmes liés à l'usure des outils.
- La déformation permanente : la forme de la tôle est modifiée en utilisant ses propriétés plastiques. Cela permet d'éviter les phénomènes ressorts.

Une multitude d'applications peuvent ainsi être envisagées en utilisant ce type de technologie, outre le simple formage de tôle, il s'agit juste d'adapter les formes et les types des moules à utiliser.

- La découpe / perforation : grâce à des moules ayant une forme pointue, lors du passage du métal par sa phase plastique, il est possible de découper ou bien de percer les métaux de manière nette.
- Le sertissage : le moule peut être remplacé par un câble ou un tuyau et ainsi, il est possible de lier la pièce à traiter de manière efficace en maximisant les surfaces de contact (réalisation de contact électrique ou d'étanchéité).

- Le soudage : de même que pour le sertissage, on peut envisager de souder deux pièces entre elles. En effet, lors de la déformation, la pièce est projetée à très grande vitesse sur un tube ou une barre métallique. Lors de cette phase, il est possible d'engendrer une fusion au niveau atomique semblable à une soudure normale.

d. Procédés de dépoussiérage

Une autre thématique de recherche du laboratoire SIAME, en collaboration avec EFFITECH, concerne le développement de modulateurs de puissances pulsées pour des procédés d'électrofiltration. De nombreux travaux ont été menés concernant ce type d'applications au travers de thèses [15] [16] ou de publications comme [17] [18] [19].

Depuis plusieurs années, les problématiques environnementales visent à améliorer la qualité de l'air. En effet, certaines techniques industrielles et les automobiles rejettent dans l'air des particules potentiellement pathogènes et indésirables. Ces rejets de particules ont à la fois des conséquences sur l'environnement et sur la santé. Elles sont la cause de la dégradation de différentes structures et ont un impact au niveau des plantes et du climat.

De nombreux sujets de recherche ont pour objectif de trouver des moyens efficaces de réduire ces émissions néfastes pour respecter les normes mises en place par les différents gouvernements. Une des solutions pour le traitement des particules repose sur l'utilisation de filtres électrostatiques. Ces filtres ont l'avantage d'avoir une efficacité de 99% et d'être durables, faciles à utiliser et peu coûteux.

Ces filtres utilisent l'énergie électrique appliquée à des électrodes entre lesquelles circulent les flux gazeux à dépolluer. Le fonctionnement d'un électrofiltre se déroule en cinq étapes (Figure 10) :

- Circulation des fumées chargées de particules entre les électrodes (1),
- Création de charges au niveau du gaz via l'électrode centrale émettrice (2),
- Transfert des charges aux poussières (2),
- Dérive des particules chargées sous l'effet du champ électrique appliqué (2),
- Récolte des particules sur l'électrode externe collectrice (3).

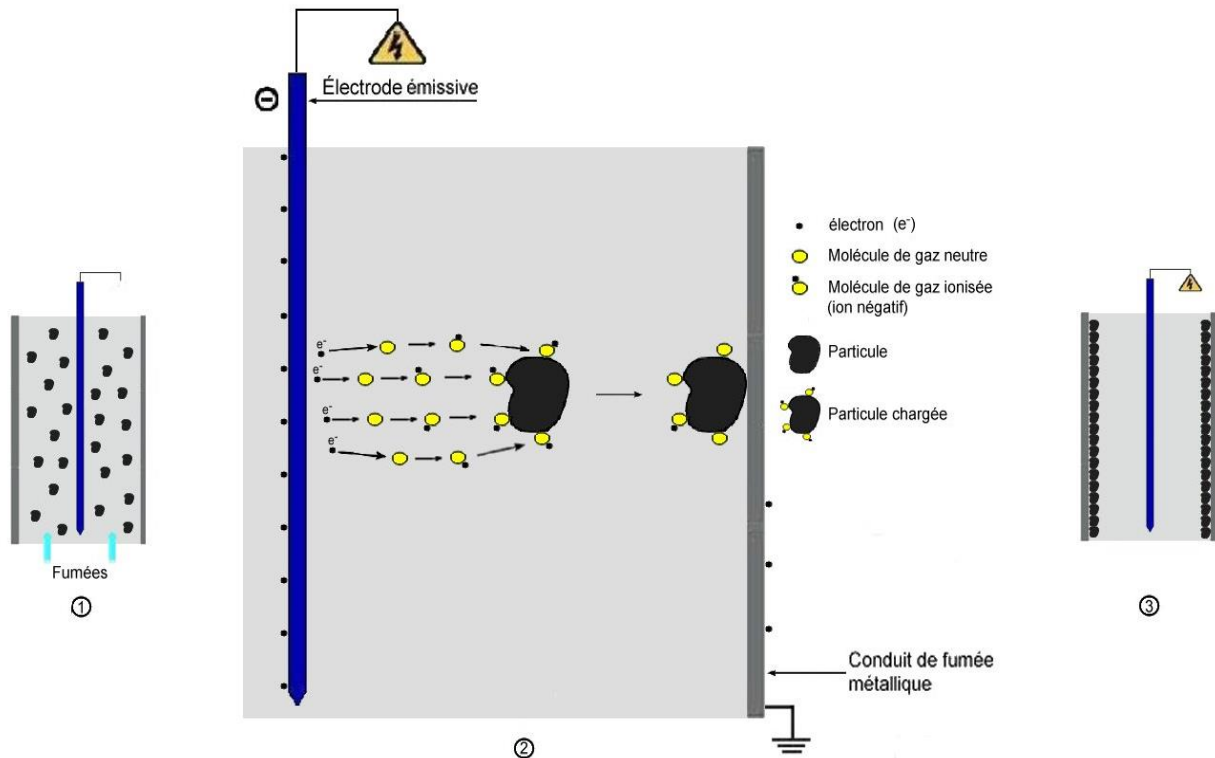


Figure 10 : Principe de fonctionnement d'un électrofiltre [16].

L'utilisation d'une tension négative est plus adaptée car elle permet d'obtenir de meilleurs rendements du fait que la tension de claquage inter-électrodes est plus élevée pour une tension négative que pour une tension positive (pour une même distance). Une étude menée au laboratoire SIAME [17] a montré que l'utilisation d'une alimentation hybride permet d'améliorer l'efficacité du traitement (par exemple, tension de -30 kV DC à laquelle on superpose -30 kV pulsés à la fréquence de 1 kHz dans le cas de l'électrode développée durant ce projet). Les performances nécessaires en matière de tension et de fréquence dépendent directement de la géométrie de l'électrode centrale. Les modulateurs développés dans le cadre d'AGIR permettent d'envisager la partie continue de la tension (typiquement similaire au convertisseur DC-DC développé dans le modulateur AGIR2).

e. Traitement de surface et procédés de dépôt

Depuis plusieurs années, l'utilisation de plasmas est devenue fréquente dans différentes applications telles que le traitement de surface. Ces procédés reposent sur l'utilisation de plasmas atmosphériques. Ces derniers sont réalisés par l'application d'un champ électrique dans un gaz à pression ambiante, induisant une ionisation de celui-ci

(Figure 11). En effet, le traitement consiste à faire passer un gaz entre deux électrodes soumises à une tension. Sous l'effet du champ ainsi créé, les propriétés du gaz sont modifiées.

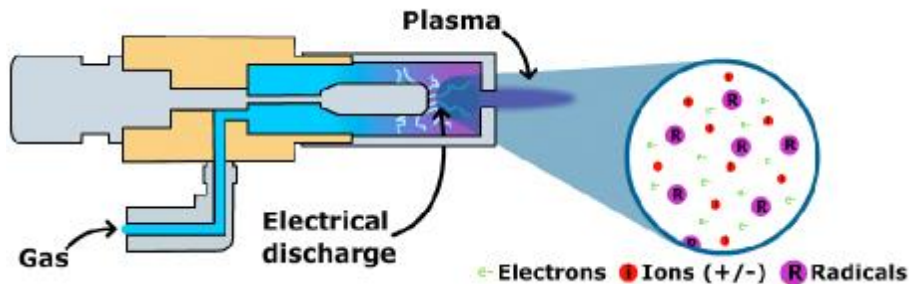


Figure 11 : Principe de création d'un plasma atmosphérique pour traitement de surface [20].

Suite à cela, le plasma est appliqué sur une surface. Ce dernier engendre dès lors une réaction chimique sur la surface traitée permettant ainsi de réaliser des actions de nettoyage ou bien d'activation. L'activation permet de changer les caractéristiques d'une surface pour améliorer ses propriétés (adhérence, étanchéité...). De nombreux travaux ont été menés pour étudier ce genre d'applications. Par exemple, dans la publication [21] où les auteurs montrent qu'il est possible d'améliorer l'écoulement de l'air sur les ailes d'un avion, afin d'en augmenter la portance et ainsi de diminuer la consommation de carburant.

D'autres procédés du nom de HiPIMS (High Power Impulse Magnetron Sputtering) permettent la création de plasmas sous-vide à l'aide d'un magnétron. Il est alors nécessaire d'utiliser une source haute tension impulsionnelle, afin de générer des impulsions 2 kV-1 kA -1 MW crête avec des durées de 20 à 100 μ s. Les modulateurs AGIR1 peuvent produire cela.

f. Transmission d'énergie sans fil

Une idée intéressante est de permettre aux usagers de recharger leur véhicule en le garant simplement au-dessus d'une borne de recharge fonctionnant avec ce type de chargeurs (Figure 12).

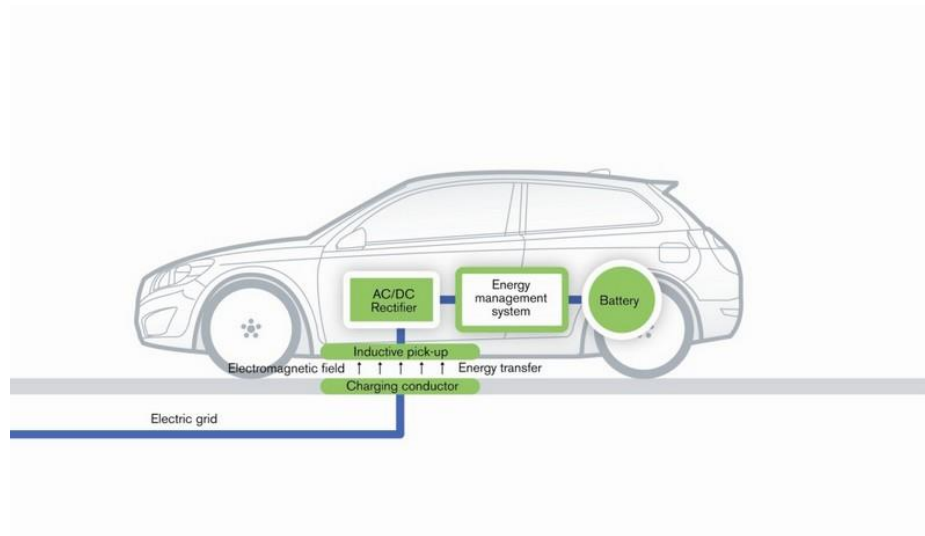


Figure 12 : Principe de fonctionnement de la recharge d'un véhicule électrique sans fils [25].

Il est possible d'exploiter les convertisseurs résonants développés dans le projet AGIR pour un nouveau projet collaboratif entre EFFITECH et le SIAME initié fin 2017. L'objectif de ce projet appelé CEMPER vise à réaliser de la transmission d'énergie sans fil (i.e. sans contact direct entre la source et la cible). De nombreuses applications existent déjà concernant ce type de transmission, par exemple la recharge de batterie sans fil (téléphones portables, véhicules ...). De nombreux constructeurs d'automobiles [23] [24] [25] [26] se sont associés à des fabricants de batteries, en vue de développer des systèmes capables de charger, sans contact, celles de véhicules électriques.

- Volvo [25] présente un système capable d'assurer la charge d'une batterie en environ 2 h à l'aide d'une puissance de 3,3 kW moyen.
- Bombardier, avec son projet Primove [23], propose le rechargement rapide d'autobus à partir d'un système de 200 kW moyen.

Pour ce type d'utilisation, le critère le plus important est le rendement pour maximiser l'énergie transmise. Ce dernier est transmis à l'aide d'un couplage électromagnétique. On distingue plusieurs couplages magnétiques possibles :

- par antenne,
- par système radio (RFID),
- par couplage magnétique résonant

C'est ce dernier qui est intéressant, car il permet de pallier les problèmes majeurs de la transmission traditionnelle [27] (rayonnement et efficacité). En effet, l'utilisation d'un système résonant permet d'améliorer significativement le rendement du système en focalisant la transmission d'énergie sur le récepteur qui travaille à la même fréquence de résonance. Ce principe est développé dans le projet CEMPER qui ambitionne de réaliser des coupleurs inductifs sans matériau magnétique.

g. Alimentation pour accélérateurs de particules

Au niveau des applications scientifiques identifiées, grâce aux modulateurs du projet AGIR, il est possible de réaliser des alimentations de tubes de puissance pour les accélérateurs de particules.

Un accélérateur de particules [28] est conçu pour pouvoir explorer une multitude d'aspects de la physique des particules. Il permet, par exemple, l'étude des noyaux des atomes au niveau structurel. Des champs magnétiques permettent une accélération des particules chargées.

Les accélérateurs de particules peuvent être classés en deux catégories : circulaire ou bien linéaire. Le principe de fonctionnement repose sur le passage d'un faisceau de particules à travers des plaques métalliques polarisées en tension. Cela génère un champ électrique qui accélère ces particules lorsque celles-ci traversent les plaques. La traversée se fait via une fente pour éviter les collisions (Figure 13).

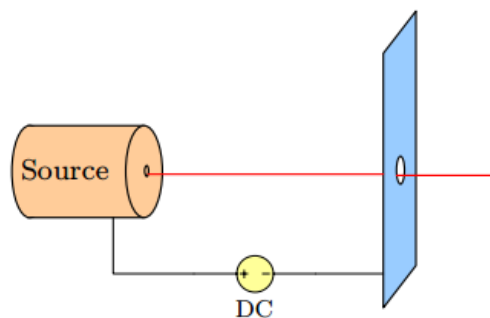


Figure 13 : Principe de fonctionnement de la cavité accélératrice [28].

L'énergie transmise à la particule chargée dépend directement de la tension d'alimentation de la plaque.

Les accélérateurs de particules modernes emploient de plus en plus la technologie cryogénique pour la réalisation des cellules accélératrices, car elles permettent l'accélération du faisceau sans perte Joule. Ces dernières nécessitent, toutefois, une alimentation par des impulsions longues particulièrement contraignantes pour les modulateurs avec les technologies actuelles (typiquement -100 kV pour 800 μ s). Les accélérateurs nécessitent d'être alimentés avec des créneaux de tension ayant un « excellent plat » avec une ondulation inférieure à 0,1 %. Ce critère peut être rempli grâce à la fréquence de fonctionnement du modulateur AGIR1 (200 kHz) qui contribue à obtenir des plats d'impulsions de cet ordre de grandeur.

h. Alimentation compacte de tubes hyperfréquences

Une utilisation des modulateurs développés dans ce projet peut être envisagée pour proposer des solutions d'alimentation compactes de l'arme hyperfréquence. Il est notamment possible d'appréhender ce problème en utilisant les modulateurs d'AGIR2 pour l'alimentation de magnétrons relativistes.

Le magnétron est l'un des plus vieux tubes hyperfréquence, sa popularité n'est plus à démontrer. En effet, il est l'un des tubes les plus utilisés pour une grande quantité d'applications (système chauffant, applications radar). Son fonctionnement est rappelé sur la Figure 14. Le dispositif est composé d'une cathode, qui permet d'émettre des électrons, entourée par une anode adoptant une structure hyperfréquence associée à un système d'aimants situé de part et d'autre de l'anode du magnétron. En appliquant une haute tension, il se crée, au niveau de l'anode, un champ accélérateur. Naturellement les électrons ont tendance à se diriger directement vers l'anode. Cependant, l'utilisation des aimants permet l'apparition d'un champ électromagnétique perpendiculaire à la trajectoire naturelle des électrons, qui impacte la course de ces derniers. Les électrons ont tendance à circuler de manière hélicoïdale le long de la cathode en étant attirés par l'anode. L'interaction avec les cavités résonantes de la structure hyperfréquence est à l'origine de l'apparition d'oscillations électromagnétiques.

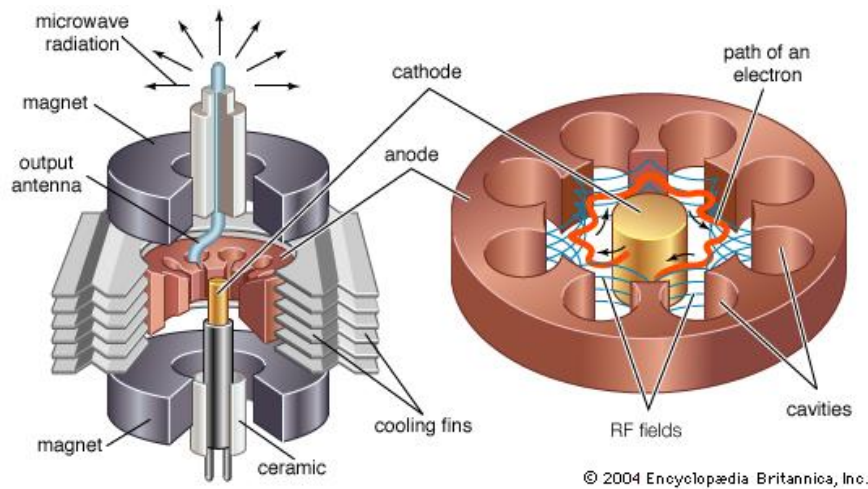


Figure 14 : Schéma de principe d'un magnétron [29].

Ces dispositifs nécessitent l'utilisation d'alimentations de quelques mégawatts crête à quelques gigawatts crête (pour les plus performantes). Les besoins en tension sont compris entre 100 et 200 kV avec des courants de quelques centaines d'ampères et des durées de 100 μ s. Le fonctionnement de ces systèmes peut être amélioré grâce au développement du modulateur AGIR1. La société EFFITECH avait réalisé par le passé une alimentation de magnétrons -32 kV / 65 A avec des durées d'impulsions de 5 μ s, associée à un commutateur à ouverture de protection contre les court-circuits [2].

L'utilisation des modulateurs d'AGIR doit permettre dans un premier temps de simplifier le système en supprimant la protection contre les court-circuits et dans un second temps d'envisager l'obtention de performances plus élevées.

2. Bilan relatif aux applications potentielles

Les applications visées sont diverses et variées et concernent de nombreux domaines aussi bien au niveau militaire, qu'industriel, avec des procédés de vinification et de fromage, ou encore niveau environnemental avec en particulier le traitement de boues et d'eaux usées. Cette diversité au niveau applicatif se répercute sur les performances à fournir, avec la nécessité d'utiliser des impulsions de tension (quelques dizaines de kilovolts) ou de courant (quelques kiloampères) ayant des durées de l'ordre de quelques microsecondes. Ces besoins sont récapitulés au niveau de la figure 15 qui exprime les puissances crêtes nécessaires en fonction des durées d'impulsions requises pour différentes

applications. L'ensemble des performances pour des applications nécessitant des impulsions supérieures à plusieurs centaines de microsecondes peuvent être réalisées grâce à une adaptation des modulateurs développés dans le cadre de ce projet.

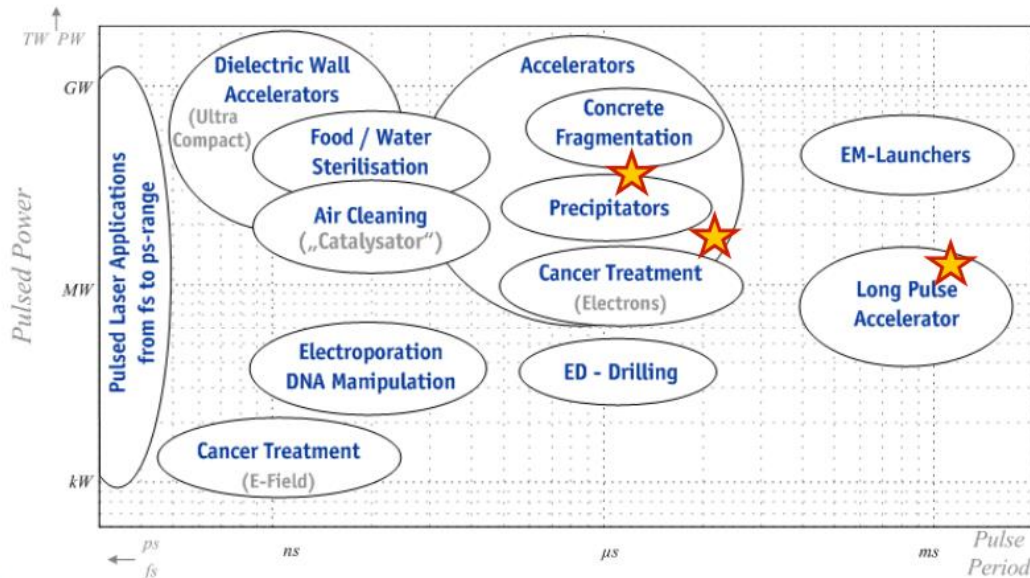


Figure 15 : Caractérisation des besoins impulsionnels (Puissance crête vs durée impulsion) selon les applications visées [30].

Il est important, avant de passer à la partie concernant le développement des modulateurs AGIR, de faire un point sur les solutions existantes à ce jour.

II. Etat de l'art technologique

Cette partie bibliographie présente un état de l'art des technologies actuelles de générateurs d'impulsions rectangulaires haute tension. Cette présentation se découpe selon deux axes majeurs.

Le premier permet de montrer les différentes méthodes utilisées pour la réalisation de générateurs pulsés à base de semi-conducteurs. Il y est explicité le fonctionnement de chaque solution, puis un comparatif est établi en vue de définir des solutions adaptées aux modulateurs développés durant ce projet.

Le second axe vise à présenter différents types de générateurs existants à ce jour afin de positionner cette étude. Les générateurs présentés ici mettent en avant ce qui se fait de mieux en matière de performances pour la génération d'impulsions rectangulaires

de forte puissance. Cela permet donc d'identifier les apports potentiels de nos modulateurs.

Ce paragraphe repose sur l'étude de J. Biela [30] concernant l'état de l'art des modulateurs de forte puissance et de quelles manières ils peuvent être réalisés. Il décrit les moyens technologiques mis en œuvre à ce jour. Il s'agit donc du point de départ de notre étude afin de sélectionner les briques techniques qui peuvent être choisies pour les modulateurs AGIR.

1. Topologie des systèmes pulsés à semi-conducteurs

La réalisation des systèmes pulsés reposant sur des systèmes à semi-conducteur est un procédé relativement classique. Toutefois, il est important de mettre en œuvre les technologies les plus adaptées aux performances souhaitées. Cette partie permet de mettre en évidence ces choix.

Traditionnellement, les modulateurs de ce type sont composés, comme le montre la Figure 16, de quatre composants majeures, permettant de transformer la tension d'alimentation alternative en impulsion forte tension ou fort courant à transmettre à la charge, qui sont :

- Un système de convertisseur AC-DC dont le rôle est de convertir un signal de type alternatif (venant généralement du réseau électrique triphasé) en une tension continue.
- Un ou plusieurs convertisseurs DC-DC, de type buffer, qui amplifient cette tension afin de charger un système de stockage. Il isole également électriquement les parties amont et aval du modulateur pour assurer la réjection des parasites générés côté charge.
- Un modulateur pulsé qui constitue la brique la plus importante du système. Celle-ci est caractérisée par l'impulsion produite afin de répondre spécifiquement à une application donnée. C'est donc sur lui que repose la solution technologique la mieux adaptée.

- Une charge qui correspond à l'application visée, par exemple un klystron en figure 16.

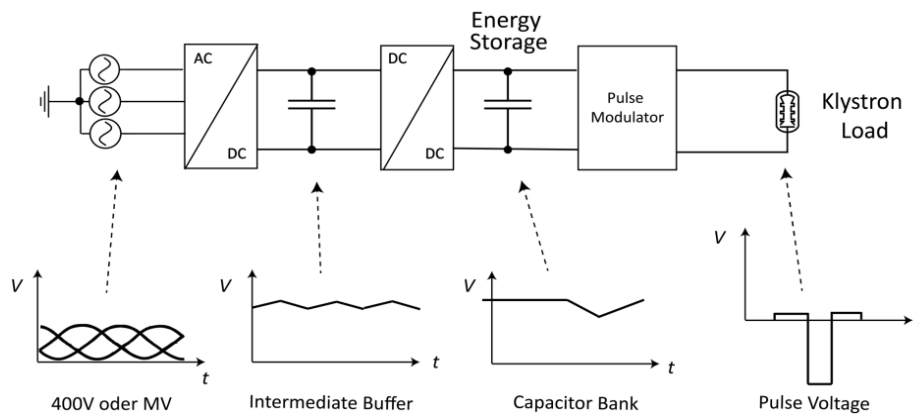


Figure 16 : Topologie des modulateurs de puissances pulsées à semi-conducteurs [30].

Ce modulateur pulsé est conçu grâce aux dispositifs qui sont présentés dans les parties suivantes. Il s'agit donc ici de faire un point sur les techniques de réalisation des modules pulsés afin de déterminer les avantages et les inconvénients de chaque architecture. Une comparaison est ensuite établie pour pouvoir sélectionner la solution adaptée aux modulateurs AGIR.

Précisons que les architectures visibles dans les figures suivantes permettent de produire des impulsions négatives, cela n'a toutefois aucune incidence sur le principe de base.

a. Les systèmes à commutateurs haute tension

Les systèmes à base de commutateurs haute tension dont le fonctionnement est présenté en Figure 17 utilisent, comme leur nom l'indique, une association de commutateurs afin de générer l'impulsion haute tension. Il s'agit d'un concept simple dans lequel un système série/parallèle de commutateurs transfère l'énergie sur la charge pour former l'impulsion de tension rectangulaire. Toutefois, ce type de modulateur présente de nombreux défauts au fur et à mesure que la tension requise sur la charge s'élève. En effet, il est nécessaire d'utiliser un système capable d'équilibrer la tension entre les commutateurs pour que la tension soit répartie de manière homogène entre chacun. Il en

résulte la réduction de la tension de fonctionnement des commutateurs du fait de pertes additionnelles (induites par les circuits d'équilibrage et la multiplication des commutateurs) et l'apparition possible d'oscillations parasites (dus aux valeurs des résistances et des inductances de chaque composant). Dans ce genre de système, il est également nécessaire d'intégrer un système d'isolation et un système de synchronisation entre les commutateurs. Enfin, il faut prendre en compte la limitation des courants de court-circuit durant les commutations qui peuvent être un problème du point de vue de la fiabilité du système. Toutefois, ce système a l'avantage de générer des impulsions dont la durée est variable.

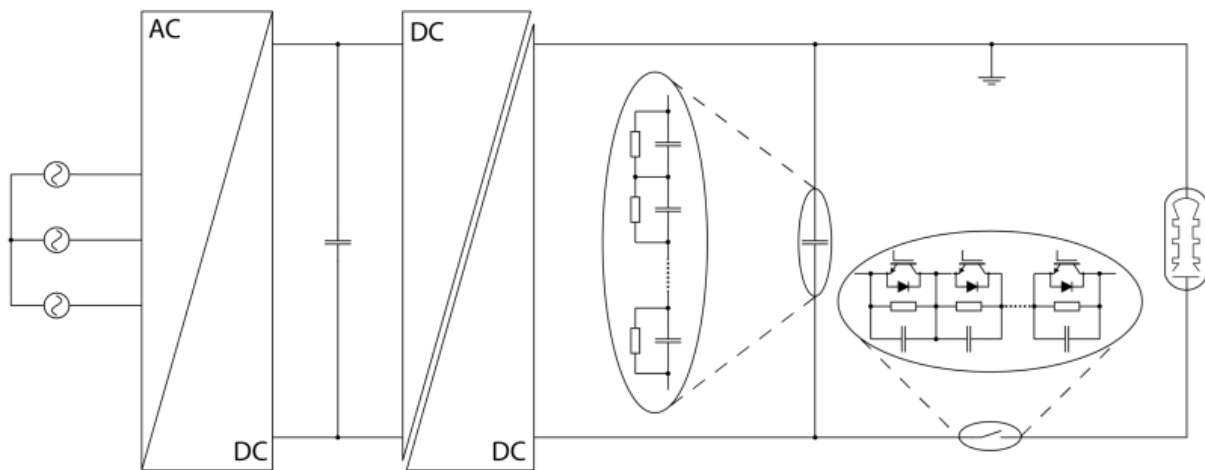


Figure 17 : Topologie de modulateur avec commutateur haute tension [30].

b. Les systèmes à base de générateurs de Marx état solide

Il est également possible de réaliser le modulateur pulsé grâce à un générateur de Marx à semi-conducteur dont la structure est présentée en Figure 18. Le concept est similaire à celui du générateur de Marx traditionnel (charge des condensateurs en parallèle et décharge des condensateurs en série), mais les éclateurs à gaz sont remplacés par des commutateurs état solide. Il a l'avantage de permettre l'élévation de tension sans transformateur. Ces systèmes ne nécessitent pas de système de synchronisation des commutateurs, ce qui augmente la robustesse du système.

Ce principe montre deux inconvénients majeurs. Le premier concerne les durées d'impulsions. En effet, plus elles sont longues et plus le maintien d'un plat acceptable

nécessite de surdimensionner les condensateurs au détriment de la compacité et des risques de transit d'une énergie importante sur la charge en cas de défaut (avec un rapport cyclique qui sera limité par alors limité). Cela va de pair avec le second inconvénient. En effet, pour une valeur de condensateur donnée, plus le nombre d'étages est élevé (et donc la tension de sortie), plus la capacité de sortie diminue induisant une diminution du rendement du générateur. De plus, l'isolement des étages nécessaire lors de la décharge devient plus volumineux, quel que soit le mode d'isolement retenu (en général par inductance ou par commutateur commandé).

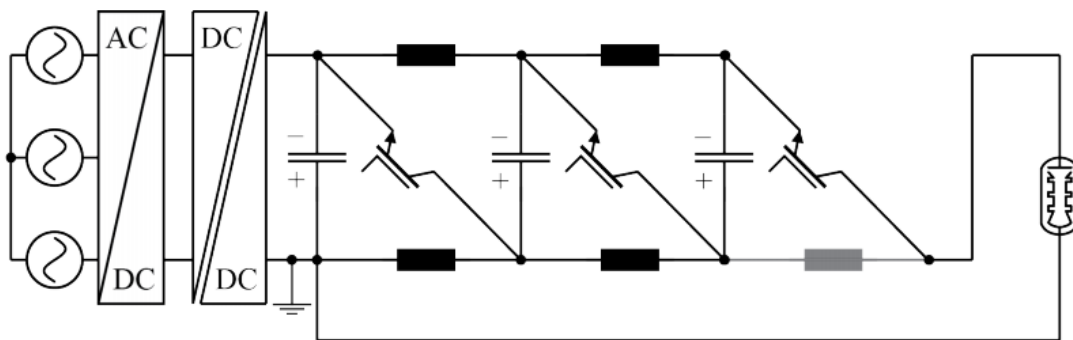


Figure 18 : Topologie de modulateur à base de générateur de Marx état solide [30].

c. Les systèmes à base de transformateurs impulsionnels

Une autre solution pour la réalisation de modulateurs pulsés consiste à utiliser un transformateur impulsionnel comme présenté en Figure 19. Dans ce cas, une impulsion est générée à l'aide d'un système de commutateurs et est transmise à un transformateur qui va assurer l'élévation de la tension. Cette technique permet de délivrer des impulsions d'amplitude élevées tout en gardant, au niveau du primaire, une valeur de tension assez basse pour ne pas avoir à multiplier le nombre de commutateurs. Dans ce cas, un système d'équilibrage doit néanmoins être inséré au niveau des commutateurs. L'inconvénient majeur de cette architecture vient du fait que la durée de l'impulsion est limitée par le transformateur lui-même.

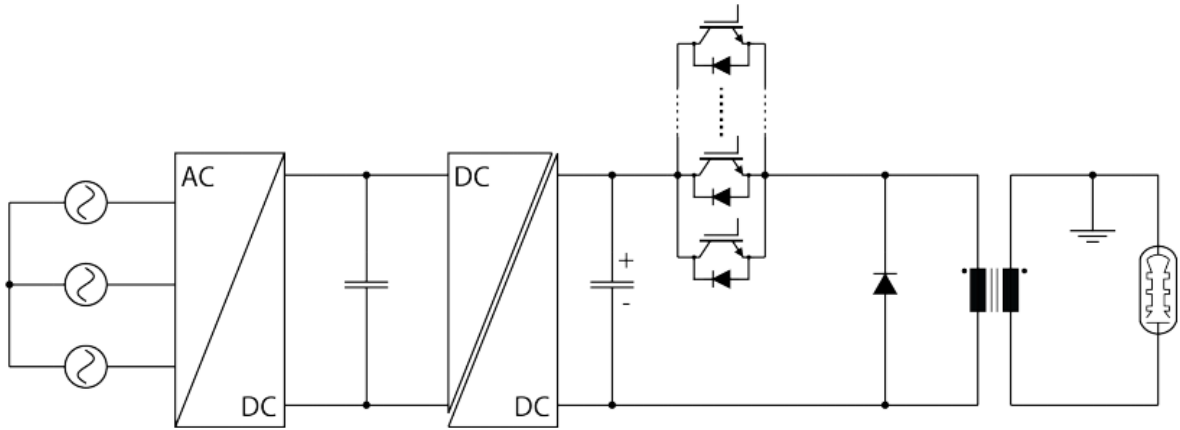


Figure 19 : Topologie de modulateur à base de transformateur impulsionnel [30].

Il est possible en se basant sur ce concept d'associer plusieurs transformateurs impulsionnels en matrice avec des primaires en parallèle et des secondaires en série (Figure 20). Ainsi, en associant plusieurs transformateurs, il est possible d'augmenter la valeur de la tension obtenue sur la charge. La multiplication des transformateurs a aussi l'avantage de réduire les courants mis en œuvre au niveau des primaires de chacun d'entre eux. L'autre alternative consiste à utiliser un transformateur impulsionnel à multi-primaires dans lequel chacun d'entre eux est enroulé sur le même noyau en parallèle avec un secondaire unique.

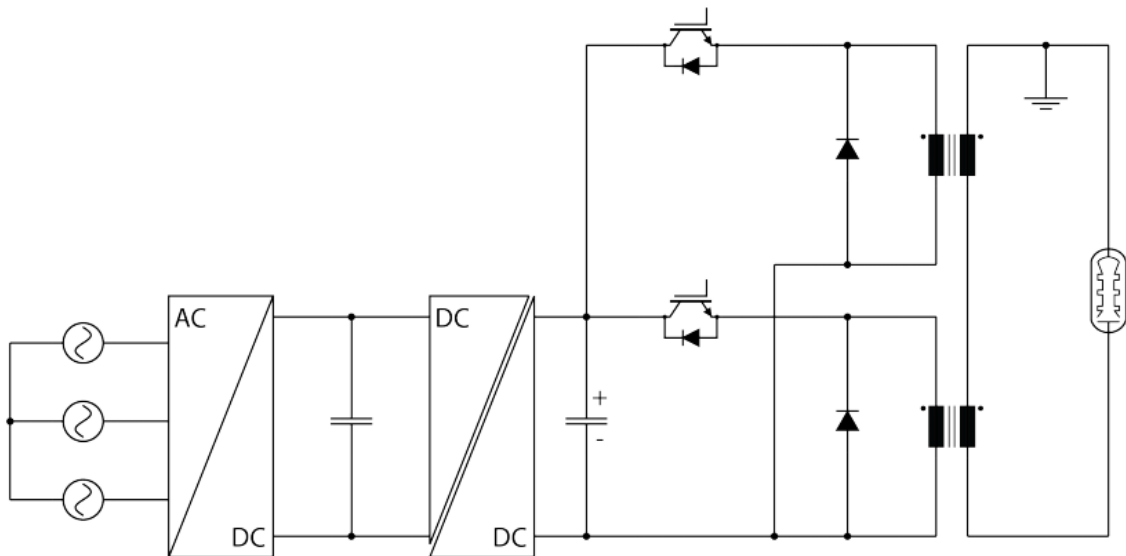


Figure 20 : Topologie de modulateur à base d'une matrice de transformateurs impulsionnels [30].

a. Les systèmes à base de convertisseurs DC-DC

Enfin, la dernière topologie consiste à réaliser le modulateur pulsé en associant plusieurs convertisseurs DC-DC. Le principe repose sur l'addition des tensions de sortie de plusieurs convertisseurs afin de générer différentes allures d'impulsions selon le type d'association des secondaires (forte tension grâce à une association série ou fort courant avec une association parallèle). Cette solution permet d'utiliser des transformateurs compacts fonctionnant en haute fréquence. Ce type de technologie est toutefois à exclure pour la réalisation d'impulsions courtes (typiquement inférieures à 1 μ s).

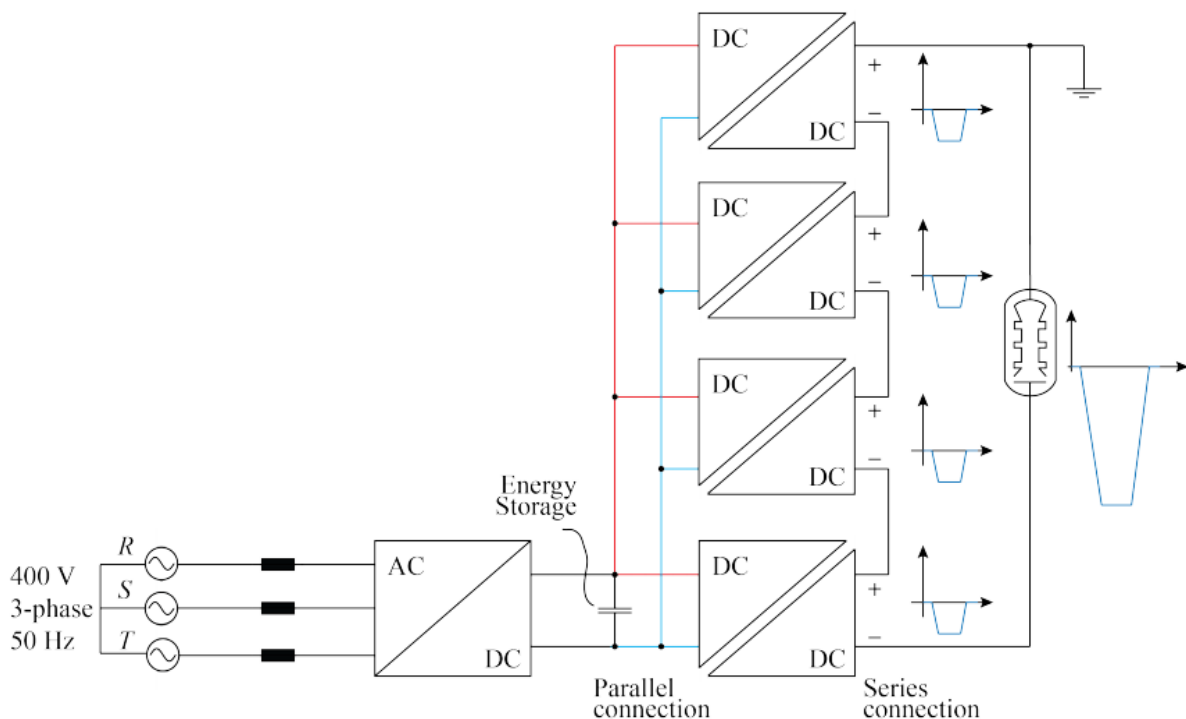


Figure 21 : Topologie de modulateur à base de convertisseurs DC-DC [30].

De plus, le choix d'une architecture de convertisseur résonant permet :

- Un fonctionnement avec un rapport cyclique de 0,5 ce qui permet d'éviter un circuit de démagnétisation pour le transformateur.
- Par association de plusieurs convertisseurs résonants, suivant la façon dont ils sont mis en œuvre : l'augmentation de la cadence de répétition, l'augmentation de la puissance.
- De compenser la perte de tension survenant sur le condensateur de lissage d'entrée au cours de l'impulsion.

- Un lissage naturel de l'impulsion grâce à un déphasage des alternances de chaque convertisseur.
- D'intégrer l'inductance et la capacité parasites du transformateur au circuit résonant.

2. Comparaison entre les systèmes

Chacun des systèmes présentés ci-dessus possède ses avantages et ses inconvénients et est donc à choisir en fonction de l'utilisation souhaitée. La Figure 22 dresse un comparatif entre chaque topologie.

La topologie à base de commutateurs état solide permet la réalisation d'impulsions dont la durée est réglable. Toutefois, la tension disponible au niveau de la charge se trouve limitée par le nombre de semi-conducteurs à mettre en œuvre. Pour pouvoir travailler avec des tensions plus élevées, il est nécessaire d'augmenter ce nombre de commutateurs ce qui engendre l'apparition de pertes supplémentaires et d'éléments parasites impactant la qualité de l'impulsion.

Dans le cas des systèmes à générateurs de Marx, l'aspect limitant se situe au niveau de la compacité du système qui est fonction du nombre d'étages à mettre en œuvre.

Ces deux systèmes ont malgré tout l'avantage de travailler avec des formes d'impulsions variables et des faibles temps de montée.

L'utilisation d'un système à base de transformateurs impulsionnels permet de pallier les défauts des deux premiers systèmes. Il est possible de travailler avec des tensions bien plus élevées avec un système compact. De plus, le fait d'avoir des commutateurs état solide seulement au niveau du primaire en réduit significativement le nombre. Le défaut de cette architecture tient essentiellement au fait que la durée de l'impulsion est limitée par le transformateur.

Enfin, l'association des convertisseurs DC-DC est une solution intéressante pour la génération d'impulsions ne nécessitant pas des temps de montée courts. Elle présente l'avantage de permettre une impulsion dont les paramètres sont réglables,

tout en maintenant une compacité notable. La génération d'impulsions de forte tension dépend du nombre de convertisseurs.

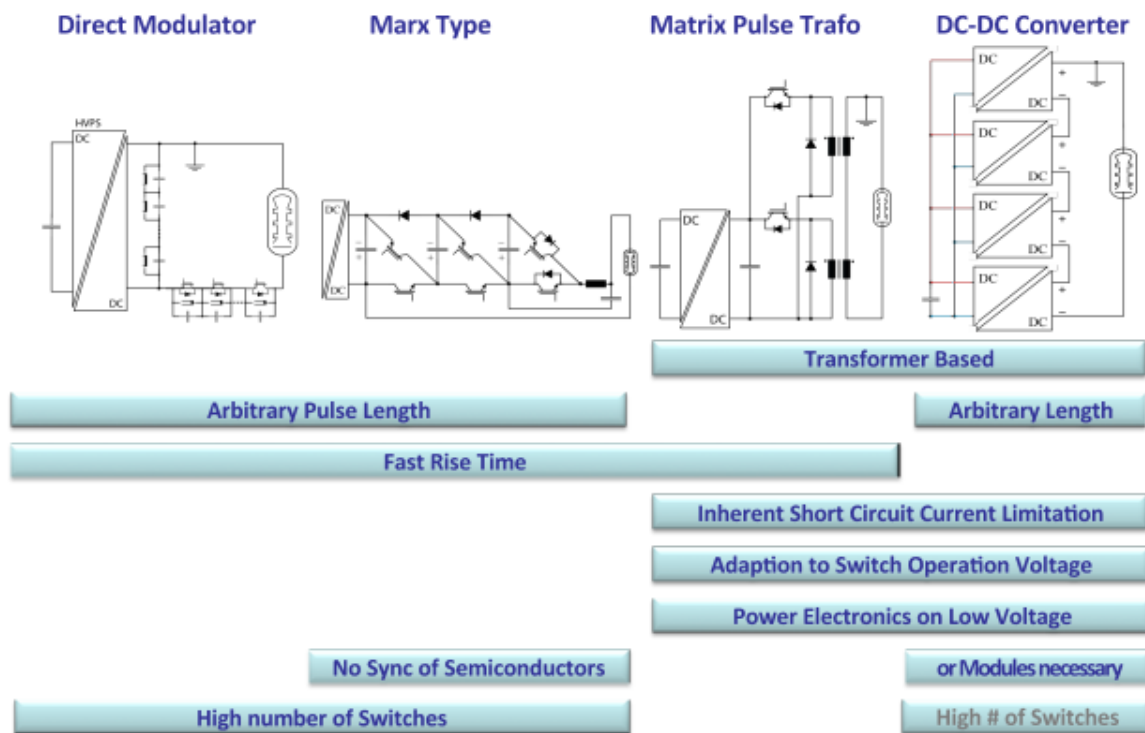


Figure 22 : Comparatif entre les différentes topologies de modulateurs [30].

En se basant sur cette présentation des architectures possibles, et à partir des éléments présentés dans les tableaux 1 et 2 suivants, un choix des architectures a été fait concernant les modulateurs AGIR.

Dans le cas d'AGIR1, l'objectif est de réaliser des impulsions de plusieurs dizaines de microsecondes avec des temps de montées supérieurs à $1 \mu s$, le choix s'est porté sur une topologie associant des convertisseurs DC-DC. En effet, les systèmes à base de commutateurs et de générateurs de Marx sont écartés étant données les puissances mises en œuvre. Les tensions à générer ont une amplitude de plusieurs dizaines de kilovolts sur de « longues » durées, ces techniques impliqueraient une complexité importante avec ces solutions-là.

Tableau 1. Performances garanties et visées du modulateur AGIR1.

	Garanties	Visées
Puissance crête	> 1 MW	> 10 MW
Durée d'impulsion	> 10 μ s	> 100 μ s
Puissance moyenne	> 10 kW	> 100 kW
Ondulation plat d'impulsion	< \pm 1%	< \pm 0,5%

Dans le cadre du modulateur AGIR2, les tensions visées de plusieurs centaines de kilovolts éliminent les deux premières topologies présentées. Dans le même ordre d'idée, comme les fronts de montée sont plutôt rapides (< 300 ns), il paraît évident que l'utilisation d'un système à base d'un transformateur impulsionnel est la solution technologique adéquate.

Tableau 2. Performances garanties et visées du modulateur AGIR2.

	Garanties	Visées
Puissance crête	> 100 MW	> 1 GW
Durée d'impulsion	> 300 ns	> 1 μ s
Puissance moyenne	> 10 kW	> 10 kW
Ondulation plat d'impulsion	< \pm 15%	< \pm 5%

3. Générateurs existants

Une fois les solutions technologiques choisies pour la réalisation des modulateurs AGIR, il est important d'identifier les générateurs disponibles sur le marché permettant l'obtention de performances similaires. Cette partie présente donc un état de l'art sur quelques systèmes existants à ce jour pour la génération d'impulsions rectangulaires. Les dispositifs qui sont présentés ici sont basés sur l'ensemble des solutions développées dans la partie 1. L'objectif est ici d'étayer les choix technologiques faits pour les modulateurs AGIR avec des exemples concrets.

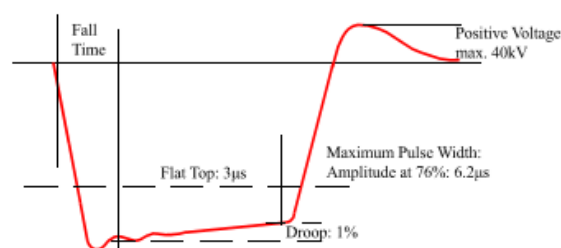
a. Systemes ETHZ

ETHZ est une université suisse basée à Zurich. L'un de ses laboratoires est spécialisé dans le développement de générateurs de puissances pulsées très performants. Cette équipe a développé bon nombre de générateurs capables de délivrer des impulsions rectangulaires de forte puissance avec de nombreuses gammes de tension et/ou de durées disponibles. Cette partie en décrit un certain nombre classé par durée d'impulsion.

• Générateur d'impulsions courtes durées

Un générateur d'impulsion dite « courte » (quelques microsecondes) est présenté dans l'étude de J. Biela [30]. Ce système est capable de délivrer des impulsions rectangulaires de 370 kV à partir d'une alimentation 3 kV DC. Il permet d'atteindre des puissances de plusieurs centaines de mégawatts avec des durées de 3 μ s et une fréquence de répétition allant de 100 Hz à 1 kHz. Ce modulateur, présenté au niveau de la Figure 23, est basé sur l'association de transformateurs impulsionnels. En matière de performances en tension, il s'approche de ce que l'on souhaite réaliser avec le modulateur AGIR2. Le choix de la technologie à transformateur impulsionnel paraît donc être un choix pertinent dans le cas du modulateur AGIR2.

▪ DC supply voltage	$V_{DC} = 3kV \pm 30mV$
▪ Output voltage	$V_L = 370kV$
▪ Output power	$P_{PEAK} = 127MW$
▪ Average power	$P_{AVG} = 36kW$
▪ Pulse length	$T_{PULSE} = 3\mu s$
▪ Repetition rate	$f_{PULSE} = 100Hz-1kHz$
▪ Fall time	$T_{FALL} < 1\mu s$
▪ Voltage drop	$\Delta V_{TP} < 1\%$
▪ Repetition accuracy	$< 10^{-5}$



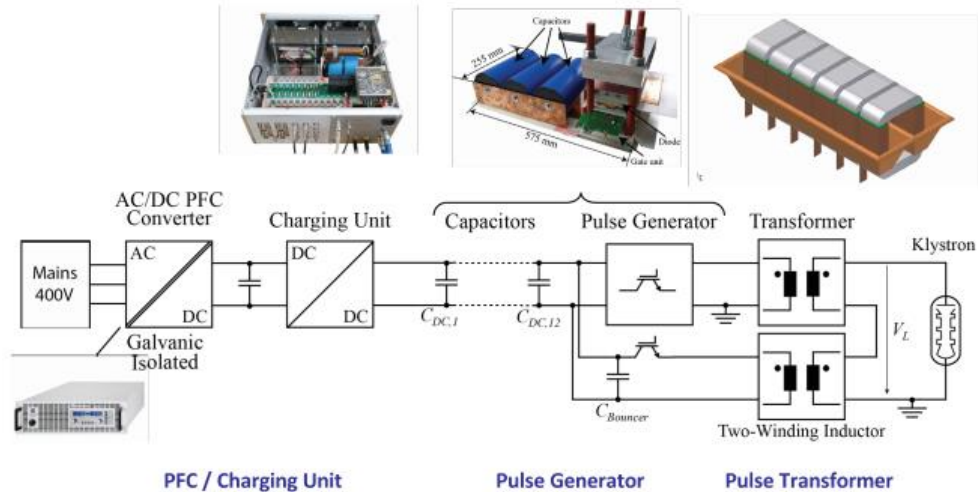


Figure 23 : Caractéristiques, photos et synoptique d'un générateur d'impulsions courtes durées [30].

Il est composé :

- d'un convertisseur AC-DC assurant l'amplification et le redressement de la tension de 400 V alternatifs à 1,3 kV continu,
- d'un convertisseur DC-DC résonant permettant l'amplification de la tension continue de 1,3 kV à 3 kV avec une fréquence de commutation fonctionnant entre 70 et 250 kHz,
- d'un système de condensateurs ($1,5 \mu\text{F}$) associés à un « bouncer » pour la génération de l'impulsion 3 kV / 3 μs ,
- d'un transformateur impulsionnel permettant de délivrer sur la charge l'impulsion de 370 kV / 3 μs .

Le volume total du modulateur n'est pas estimé entièrement. Seules les informations concernant le transformateur (375 L) et le modulateur pulsé (40 L) sont identifiées.

- **Générateur d'impulsions moyennes durées**

De la même manière que pour le générateur d'impulsions « courtes », un générateur a été conçu pour des impulsions « moyennes » (de l'ordre de la centaine de microsecondes). Il s'agit du modulateur présenté en Figure 24, prévu pour l'alimentation de klystron. Il a été développé selon le même principe. Le système bouncer vient délivrer

une impulsion 3 kV / 140 μ s cette fois-ci sur le transformateur impulsionnel. Ce dernier permet ensuite d'élever la tension et d'obtenir sur la charge une impulsion de 180 kV / 140 μ s avec une fréquence de répétition de 50 Hz. Le volume du transformateur utilisé est de 601 L pour un poids de 1,6 T.

- Pulse voltage 180kV
- Pulse power 35MW
- Pulse duration 140 μ s
- Repetition rate 50Hz
- Rise/fall time 3 μ s + 5 μ s settling
- Max. pulse droop 0.85%
- Reproducibility 10ppm
- System efficiency > 90%

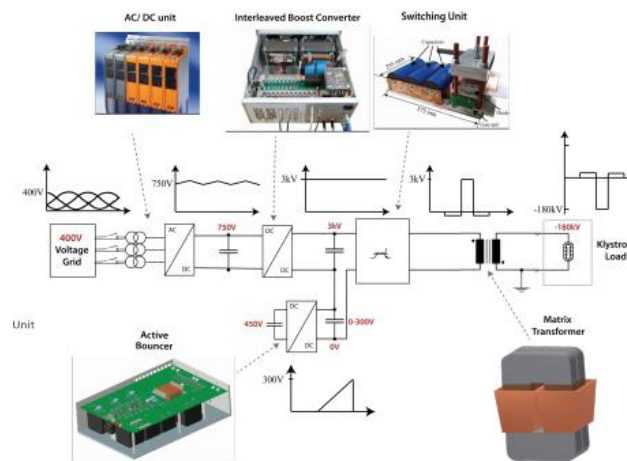


Figure 24 : Caractéristiques, photos et synoptique d'un générateur d'impulsions moyennes durées [30].

- Générateur d'impulsions longues durées

Enfin, un générateur d'impulsions « longues » (supérieures à quelques millisecondes) a été réalisé (Figure 25). Ce dernier repose sur l'association de convertisseurs résonants. Il permet de travailler avec des puissances crêtes de 2,88 MW pour une puissance moyenne 133 kW. Ce générateur délivre sur la charge des impulsions dont la tension est de 115 kV pour des durées de 3,5 ms avec une fréquence de répétition de 14 Hz.

- Pulse power 2.88MW
- Average power 133kW
- Efficiency $\eta \geq 90\%$
- Pulse width $T_{PW} = 3.5\text{ms}$
- Pulse voltage $V_{out} = 115\text{kV}$
- Pulse repetition rate $P_{RR} = 14\text{Hz}$
- Rise/fall time $T_R / T_F \leq 150\mu\text{s}$
- Short circuit energy $E_{Arc} \leq 10\text{J}$

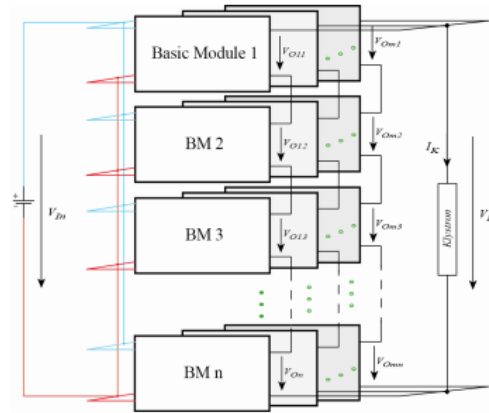
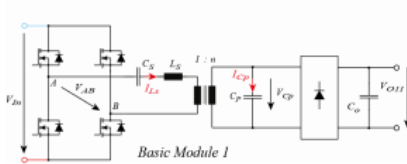


Figure 25 : Générateur d'impulsions longues durées [30].

Le choix de l'architecture à base de convertisseurs DC-DC semble donc la solution la plus adaptée à notre modulateur étant données les performances atteintes par ce générateur. Le volume total du modulateur pour de telles performances se situe aux alentours de 10 000 litres.

- **Modulateur de largeur d'impulsion**

Une association série de convertisseurs permet de réduire les contraintes de tension sur chacun d'entre eux tout en améliorant la régulation en tension. Les pertes en commutation, en particulier en régime continu, subsistent dans ce type d'architecture, ce qui limite la fréquence de commutation et par voie de conséquence la taille minimale atteignable pour le transformateur. Ce type d'architecture (Figure 26) a néanmoins pu fonctionner jusqu'à une fréquence de récurrence de 500 kHz pour une puissance moyenne de 5 kW et une tension de 62,5 kV [31] avec un volume de 3,4 L.

La commutation ne se faisant pas au zéro de tension, elle génère des perturbations électromagnétiques particulièrement importantes lorsqu'elle est rapide.

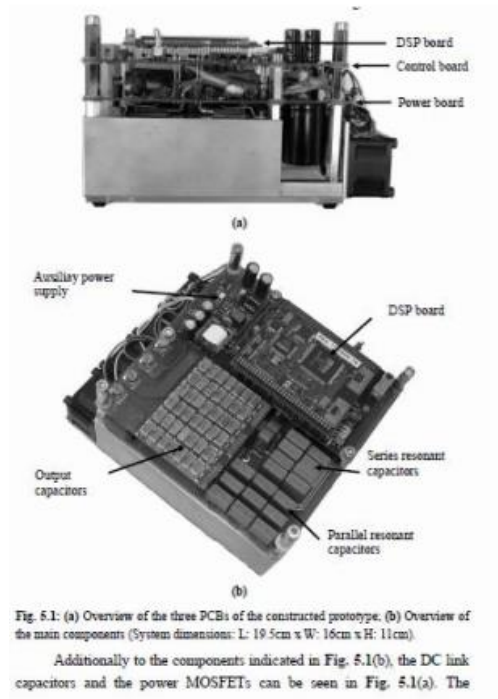


Figure 26 : Générateur à base de modulateur de largeur d'impulsion [31]

b. Systemes EFFITECH

- Générateur à base de commutation d'une capacité

La société EFFITECH a développé un système permettant d'assurer la décharge d'une capacité pour obtenir des impulsions de durée réglable. Le principe est celui énoncé dans le cadre de la topologie à base de commutateurs état solide. Il s'agit d'un commutateur à ouverture et fermeture 100 kV avec un courant de 18 A (Figure 27). L'énergie préalablement stockée dans une capacité est commutée sur la charge avec ouverture du commutateur en fin d'impulsion. L'énergie à stocker dépend de la qualité de plat recherché. Par exemple, pour la génération d'une impulsion de 10 MW pendant 10 μ s (100 J dans l'impulsion) avec un niveau de plat inférieur à 0,1%, il est nécessaire de stocker 50 kJ ce qui accroît le nombre de condensateurs de stockage et par conséquent impacte grandement la compacité du système. Le volume de ce commutateur est de 31,5 L.



Figure 27 : Circuit-breaker pour la réalisation de générateur à base de commutation de capacité [2].

- **Générateur de Marx à commutateur fermeture et ouverture**

Un exemple de générateur de Marx état solide a été conçu et réalisé par la société EFFITECH. Il s'agit d'un générateur de Marx à fermeture et à ouverture pour la génération d'impulsions rectangulaires. Ce dispositif est présenté en Figure 28. Il permet de délivrer des impulsions de 42 kV / 83 A avec des durées allant de 100 ns à 4,5 μ s.

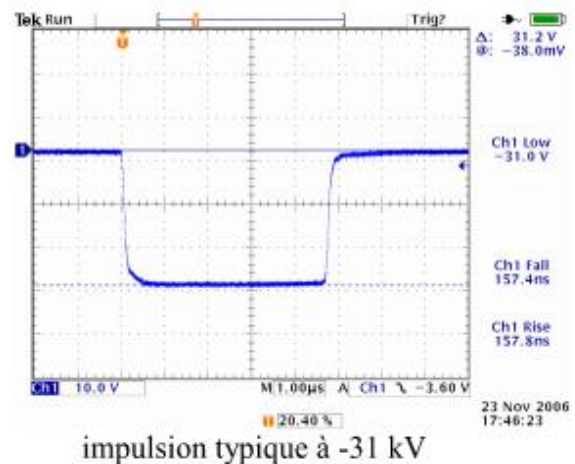


Figure 28 : Exemple de générateur à base de générateur de Marx à fermeture et ouverture [2].

Pour la réalisation d'impulsions plus longues avec un maintien de plat d'impulsion (<1 %), il est nécessaire de sur-dimensionner les condensateurs au détriment de la compacité du système. De plus, l'isolement des étages nécessaire lors de la décharge devient plus volumineux, quel que soit le mode d'isolement retenu (en général par

inductance ou par commutateur commandé). Le volume du générateur de Marx est de 71 L.

c. Systemes Diversified Technology

- Matriçage d'IGBT

Diversified Technology (DTI), une entreprise américaine située dans le Massachussets qui est un des leaders mondial en matière de réalisation de générateurs de puissances pulsées, a, en particulier, développé des systèmes à base de commutateurs haute tension pour l'alimentation de lanceurs de missiles électromagnétiques [32].

L'un d'entre eux est composé de plaques contenant chacune 100 IGBT (Figure 29) associés en série et en parallèle et permettant la génération d'impulsion 10 kV, 10 kA. En associant cinq plaques en parallèle, il est possible d'atteindre des impulsions 10 kV à 50 kA pour une puissance totale de 500 MW sur des durées de 20 μ s à 1 ms. Chaque plaque fait approximativement 10 L, soit un volume de 50 L pour une association de 5 plaques.

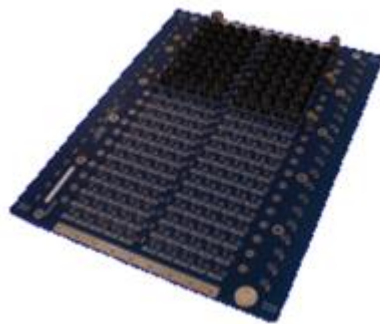


Figure 29 : Générateur DTI à base d'IGBT [32].

- Le Yale Marx 500kV

DTI a mis en œuvre un modulateur à base de générateur de Marx (Figure 30). Le modulateur est conçu pour la génération d'impulsions de 100 kV à 500 kV avec des courants de 500 A pour des durées de 0,2 à 5 μ s et dont les fronts de montée sont inférieurs à 300 ns. Ce générateur est composé d'un ensemble de modules (12,5 kV / 250 A) afin de permettre différentes associations. Il n'y a pas de données précises concernant le volume exact de ce modulateur, toutefois ce modulateur est

composé par l'association de module d'IGBT. Des performances similaires peuvent être obtenues avec le modulateur AGIR2 grâce à l'association d'un seul transformateur avec 4 lignes de mise en forme de type BLUMLEIN.



Figure 1. The Yale Marx 500 kV modulator charges many stages in parallel at low voltage, then discharges in series at high voltage. Each 12.5 kV, 250 A “flat pack” module is identical, providing for low fabrication and assembly cost.

Figure 30 : Photographie du Yale Marx 500kV [33].

- **Modulateur pour klystron ESS (European Spallation Source)**

Un autre système se basant sur l'association d'IGBT a été réalisé afin de concevoir un générateur pour répondre à des besoins concernant l'alimentation de klystrons. Ce modulateur est présenté en Figure 31. Il permet de générer des impulsions rectangulaires de -115 kV / 25 A sur une durée de 3,5 ms. Ce générateur travaille à une fréquence de 14 Hz et fournit une puissance moyenne de 160 kW. DTI n'a pas communiqué quant au volume global du système. Ce genre de modulateur est typiquement dimensionné pour fournir des puissances de l'ordre de 2,5 MW crête par litre. Le modulateur AGIR1 permet quant à lui, pour un même volume, de fournir des puissances de 10 MW crête.

Specification	
Voltage	-115 kV
Current	25 A per klystron
Pulse Width	3.5 ms
Frequency	14 Hz (max)
Average Power	160 kW (per klystron)
Droop	< 1%
Pulse Repeatability	< 0.1%



Figure 1. DTI's prototype solid-state ESS-class klystron modulator, developed under a DOE SBIR grant. This design is optimized for long pulse operation with highest possible reliability and availability required for particle accelerator user facilities and test stands.

Figure 31 : Photographie du modulateur DTI pour klystron de classe ESS [34].

4. Bilan relatif aux modulateurs existants

Durant cette partie, de nombreuses technologies concernant la conception des modulateurs se basant sur les commutateurs état solide ont été présentées. Le choix de la technologie dépend principalement des caractéristiques de l'impulsion que l'on souhaite générer.

L'état de l'art présenté montre que, pour AGIR1, la réalisation des modulateurs passe par la conception d'une association de convertisseurs résonants. Cette architecture doit permettre de réaliser les impulsions de plusieurs mégawatts pour des durées de quelques dizaines de microsecondes à la centaine de microsecondes.

La réalisation du modulateur AGIR2 n'est pas possible selon cette technique. En effet, les temps imposés pour la réalisation d'impulsions de durée inférieure à la microseconde est impossible en associant des convertisseurs DC-DC. Il est donc nécessaire d'étudier et de développer un système utilisant un transformateur impulsionnel.

Les générateurs existants à ce jour permettent d'atteindre des durées d'impulsions avec des puissances du même ordre que ce que l'on souhaite faire avec AGIR. Toutefois, nous avons pour ambition de concevoir des systèmes plus compacts. Une comparaison sera

proposée dans le chapitre IV afin de comparer les volumes des modulateurs AGIR1 et AGIR2 avec ceux des systèmes existants.

III. Architectures utilisées pour les modulateurs

Avant de passer à l'étude et au développement des modules AGIR, il paraît important de préciser les architectures des modules qui viseront à répondre aux besoins exprimés. Dans cette partie, les différentes briques constitutives de chacun des modulateurs ainsi que les technologies mises en œuvre sont présentées. Les éléments spécifiquement développés par le laboratoire SIAME seront par la suite étayés dans les chapitres suivants.

1. Présentation du modulateur AGIR1

Les parties précédentes ont mis en évidence les besoins industriels pour des générateurs d'impulsions rectangulaires de quelques mégawatts crête jusqu'à la centaine de mégawatts avec des durées d'impulsion de plusieurs microsecondes.

De fait, il a été décidé de mettre en œuvre un premier modulateur appelé AGIR1 dont les caractéristiques ont été présentées dans le tableau 1 de la page 46.

Ainsi le modulateur d'AGIR1, vise la génération d'impulsions rectangulaires d'une puissance crête supérieure à 1 MW. Pour augmenter les rendements des applications industrielles visées, l'obtention de fortes puissances moyennes (supérieures à 10 kW) est nécessaire. La durée des impulsions est supérieure à 10 μ s avec un taux d'ondulation maximum de 1% sur le plat d'impulsion.

a. Architecture

Le modulateur AGIR1 est constitué par l'association :

- d'un convertisseur AC/DC assurant l'adaptation au réseau et fournissant une tension continue en sortie,

- d'un stockage intermédiaire apte à absorber les variations de puissance entre la sortie du convertisseur AC/DC (puissance constante) et l'entrée du convertisseur DC/DC (courant constant, puis puissance constante lors des tirs),
 - de 12 convertisseurs DC/DC assurant l'élévation de tension jusqu'à 10 kV, chacun constitué :
 - o de quatre MOSFET en pont en H avec leurs commandes associées,
 - o d'un transformateur élévateur de tension,
 - o d'un redresseur de tension,
- On peut noter que, pour réduire au maximum le taux d'ondulation au niveau du plat d'impulsion, le fonctionnement des convertisseurs est réalisé en mode entrelacé. Cela signifie que chaque convertisseur sera piloté de manière déphasée par rapport aux autres, afin que les alternances obtenues en sortie de chaque convertisseur puissent s'auto-compenser.
- d'un circuit de filtrage permettant de lisser le plat d'impulsion. Du fait de l'association de plusieurs convertisseurs en mode entrelacé, ce système peut être minimisé.
 - de divers sous-ensembles permettant d'assurer la mise en œuvre d'AGIR1 :
 - o charge résistive,
 - o mesures du signal de sortie,
 - o sécurité,
 - o circuit de dissipation thermique.

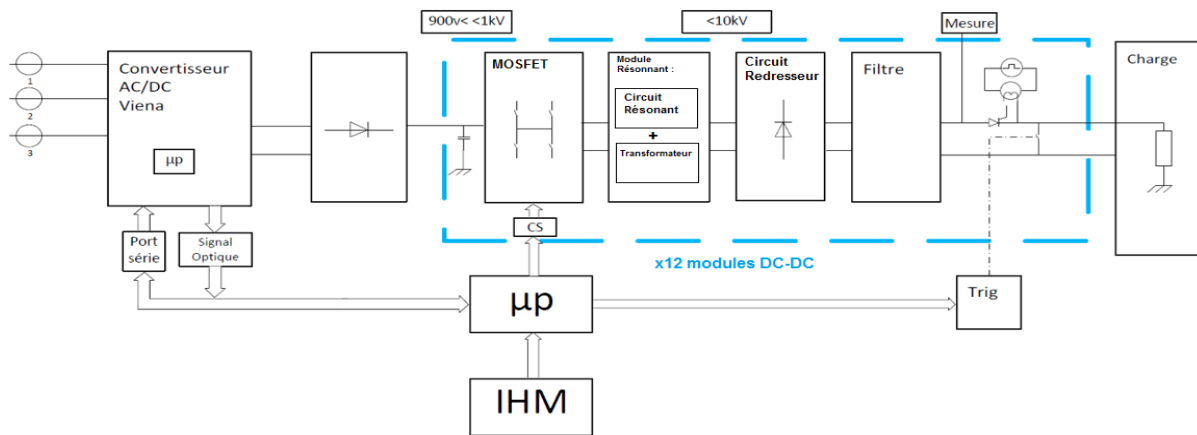


Figure 32 : Synoptique du modulateur AGIR1.

Cette association série/parallèle de convertisseurs résonants, à une fréquence élevée (typiquement 200 kHz), couplée à un rapport cyclique de 1 % permet de réduire fortement les pertes en conduction. Ce rapport cyclique vient du fait que le convertisseur est dimensionné pour adopter un régime pulsé, c'est-à-dire qu'il va fournir des impulsions 100 μ s avec une cadence de répétition de 100 Hz.

Il est proposé d'associer 12 convertisseurs pour permettre le plus grand choix d'architectures série/parallèle possibles (12x1 ; 6x2 ; 4x3 ; 3x4 ; 2x6 ; 1x12). Cet ensemble doit permettre de délivrer une puissance de 10 MW crête, 100 kW moyen pour des tensions de 10 kV à 100 kV crête.

b. Convertisseur AC-DC

La première brique constituant ce modulateur est un convertisseur AC-DC. Ce convertisseur a fait l'objet d'un transfert technologique d'ETHZ vers la société EFFITECH. Il transforme une tension alternative 400 V triphasé en une tension continue 800 V. Ce dispositif a été modifié pour être pilotable à puissance constante et pour obtenir une tension maximale de sortie de 1 000 V (au lieu de 800 V). Ce pilotage à puissance constante présente un fort intérêt au niveau du réseau triphasé. Celui-ci est particulièrement adapté à l'extraction de puissances continues, à condition d'équilibrer les courants sur les trois phases proportionnellement à la tension de chacune des phases. Le fonctionnement du convertisseur en mode pulsé peut en revanche avoir un impact très négatif sur le réseau si l'on ne réussit pas à maintenir une puissance constante en entrée.

Tableau 2. Caractéristiques électriques du convertisseur AC-DC.

Tension nominale d'entrée	400V...480 VAC 50 Hz triphasée
Courant d'entrée maximal efficace	22,5 A
Taux d'harmonique en courants d'entrée	< 3 %
Puissance nominale de sortie	12 kW
Tension nominale de sortie	1 000 VDC

Ce convertisseur permet :

- le contrôle de la tension de sortie,
- le contrôle de la symétrie des tensions de sortie,
- le contrôle du courant moyen en entrée,
- le maintien d'un fonctionnement en continu en cas de déséquilibre du réseau, à puissance réduite,
- la protection contre les sur-courants d'entrée,
- la protection contre les surtensions de sortie,
- la protection contre les tensions d'entrée hors limite (le convertisseur se remet automatiquement en route lors du retour à la normale).

Les spécifications électriques du module final sont présentées dans le tableau 2.

c. Diodes de découplage

Un système de diodes de découplage est inséré au niveau de l'entrée de chaque convertisseur DC-DC. Cela permet à la tension aux bornes des condensateurs d'entrée de chaque convertisseur d'être indépendante des autres. Le pilotage de chaque convertisseur sur cette tension d'entrée est donc indépendant des autres convertisseurs.

d. Système de stockage

Le convertisseur AC-DC permet d'alimenter un stockage capacitif intermédiaire propre à chacun des convertisseurs. Ce stockage est impératif afin de pallier la baisse de tension en entrée des convertisseurs durant les appels de puissance. En effet, la tension en entrée des convertisseurs passe de 1 000 V à 900 V lors de la génération de l'impulsion la

plus contraignante en sortie (1 MW avec des durées supérieures à 10 μ s par convertisseur soit 100 J). Un stockage d'énergie (500 J) est donc assuré par des condensateurs 1 mF / 1 200 V.

e. Convertisseur DC-DC

Chaque convertisseur DC-DC utilise un convertisseur résonant en structure LCC [35]. Le dimensionnement de ce convertisseur développé par le SIAME est présenté en détail au chapitre II.

Le dimensionnement du convertisseur DC-DC est effectué sur l'impulsion de sortie de référence retenue (10 kV avec des durées supérieures à 10 μ s). Une structure de type LCC permet d'intégrer les éléments parasites du transformateur au module résonant, donc de diminuer le nombre de composants, et élimine la composante continue du courant primaire. Une attention particulière est portée sur l'isolation, entre primaire et secondaire, qui doit être supérieure à 100 kV lors de la mise en série des 12 secondaires des convertisseurs.

Enfin, les différents enroulements de ces transformateurs sont réalisés en fils de Litz. Ces fils constitués par l'association de centaines de brins micrométriques de cuivre isolés entre eux ont la particularité d'atténuer les pertes par effet de peau lors d'un fonctionnement à fréquence élevée (200 kHz ici).

Les caractéristiques du convertisseur sont présentées dans le Tableau 4.

Tableau 3. Caractéristiques électriques d'un convertisseur DC-DC d'AGIR1.

Puissance crête	1 MW
Puissance moyenne	10 kW
Durée d'impulsion	>10 μ s
Cadence de répétition	100 Hz
Courant crête maximal	1 500 A au primaire
Tension d'entrée	1 000 V
Tension de sortie maximale	10 kV par convertisseur
Tension d'isolement Primaire-Secondaire	> 100 kV

f. Circuit redresseur

Un circuit redresseur à diodes est présent en sortie de chaque convertisseur. Il est nécessaire d'associer plusieurs diodes afin de tenir les 10 kV et 100 A. Pour cela, des diodes Fairchild RHRP30120 (1 200 V, 300 A) ont été choisies pour chaque bras du pont.

Chaque bras est ainsi constitué de 10 diodes en série. Chaque circuit redresseur est finalement composé de 40 diodes.

g. Charge

Enfin, pour obtenir une puissance crête de 1 MW, sous 10 kV, sur la charge, il faut une charge de 100 Ω , pour chacun des modules. La charge est en céramique et, pour assurer son isolation et son refroidissement, elle est immergée dans de l'huile minérale réfrigérée.

2. Présentation du modulateur AGIR2

Un second modulateur dont les performances en matière de puissance crête sont bien supérieures au modulateur AGIR1 a été développé. Ce modulateur, portant le nom d'AGIR2, délivre des impulsions rectangulaires allant de la centaine de mégawatts crête jusqu'au gigawatt. La puissance moyenne reste la même que celle d'AGIR1. Les durées d'impulsion et les fréquences de répétition sont moins élevées. L'ensemble des objectifs a été présenté dans le tableau 2 en page 47.

a. Architecture

Le modulateur AGIR2 est constitué de l'association :

- d'un convertisseur AC/DC assurant l'adaptation au réseau et fournissant une tension continue en sortie,
- d'un stockage intermédiaire apte à absorber les variations de puissance entre la sortie du convertisseur AC/DC (puissance constante) et l'entrée du convertisseur DC/DC (courant constant, puis puissance constante lors des tirs),

- d'un convertisseur DC/DC assurant l'élévation de tension jusqu'à 40 kV, lui-même constitué
 - o de quatre MOSFET architecturés en pont en H avec leurs commandes associées,
 - o d'un transformateur élévateur de tension,
 - o d'un multiplicateur de tension de type Greinacher,
- de quatre circuits de mise en forme de type BLUMLEIN, chacun constitué :
 - o de deux lignes de mise en forme (PFN),
 - o d'un éclateur commandé,
- d'un système assurant le déclenchement synchronisé des quatre éclateurs,
- d'un transformateur impulsionnel élévateur de tension,
- de divers sous-ensembles permettant d'assurer la mise en œuvre d'AGIR2 :
 - o charge résistive,
 - o mesures du signal de sortie,
 - o sécurité,
 - o circuit de dissipation thermique.

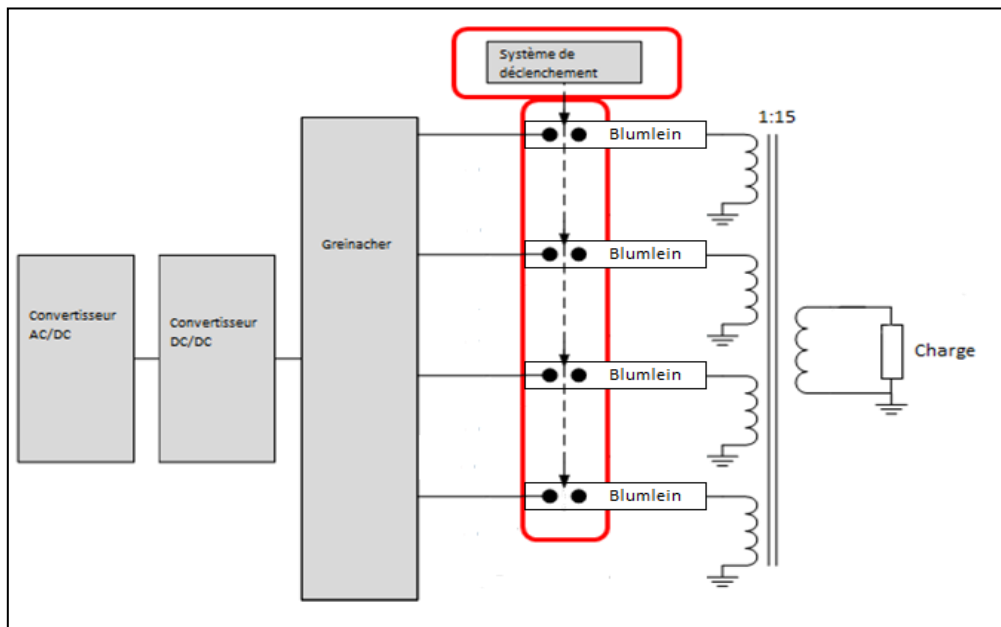


Figure 33 : Synoptique du modulateur AGIR2.

b. Convertisseur AC-DC

Le convertisseur AC-DC est similaire à celui utilisé au niveau du modulateur AGIR1. Le pilotage est modifié afin de fournir une alimentation 800 V continue à l'entrée du convertisseur DC-DC.

c. Convertisseur DC-DC

Le convertisseur résonant possède la même structure que celui du modulateur AGIR1. Toutefois, il fonctionne ici en continu. Il permet l'augmentation de la tension de 800 V jusqu'à 10 kV. L'ensemble des enroulements est également réalisé en fils de Litz. Le dimensionnement de ce convertisseur, développé par EFFITECH, est présenté au niveau du chapitre IV.

d. Multiplieur de tension Greinacher

Un système d'amplification est nécessaire pour alimenter les lignes de mise en forme de type BLUMLEIN à 40 kV à partir des 10 kV obtenus en sortie du convertisseur résonant. Ce circuit multiplieur est un montage Greinacher, composé d'une association de condensateurs et de diodes. Le coefficient de multiplication de la tension dépend directement du nombre d'étages présents multiplié par deux. Ici, 3 étages sont nécessaires.

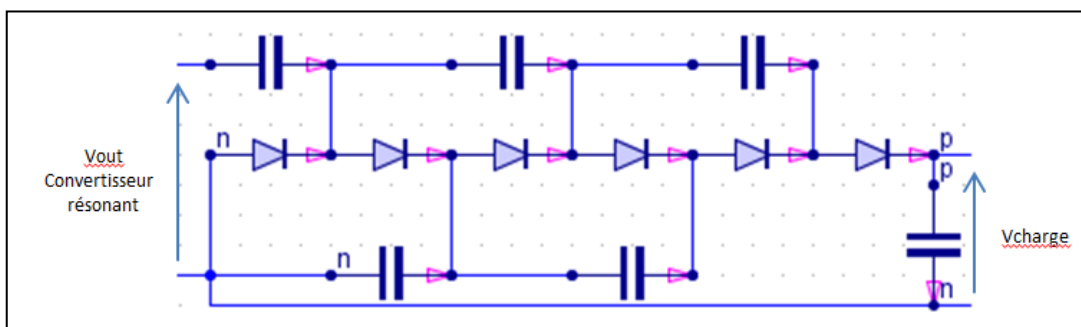


Figure 34 : Schéma électrique du Greinacher en sortie du convertisseur résonant.

Il est nécessaire d'associer suffisamment de diodes en parallèle afin de pouvoir tenir les courants en sortie du convertisseur DC-DC (120 A). Pour cela, des diodes 10 kV, 25 A sont utilisées.

e. Lignes de mise en forme BLUMLEIN

La réalisation d'une impulsion d'allure rectangulaire en amont du transformateur impulsif est un point important du modulateur AGIR2. Parmi les technologies envisagées pour cela, la structure BLUMLEIN [36] offre l'avantage de générer une impulsion dont l'amplitude est égale à la tension de charge (ici $V_{ht} = 40 \text{ kV}$). Le principe de fonctionnement du générateur BLUMLEIN repose sur l'utilisation de lignes de transmissions identiques et chargées par une source le plus souvent continue. Il est alors possible de générer des créneaux rectangulaires dont l'amplitude en tension est, en théorie sur charge adaptée, égale à celle de l'alimentation continue et dont la durée dépend directement des caractéristiques géométriques des lignes mises en œuvre.

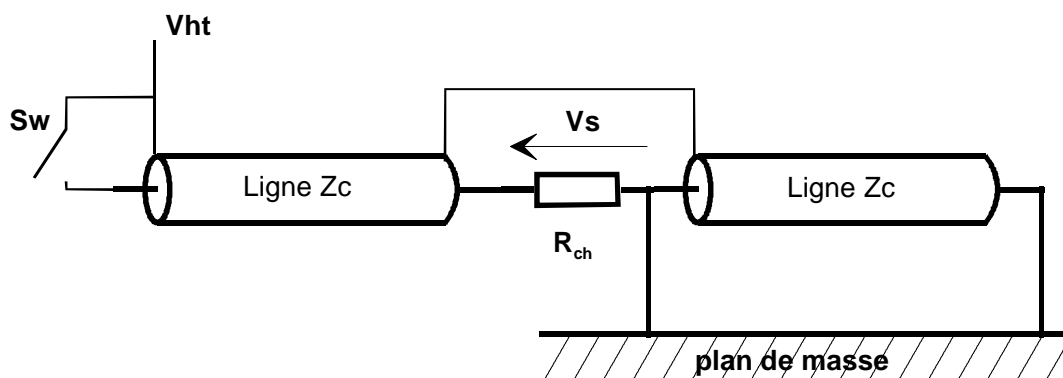


Figure 35 : Schéma de principe des lignes de mise en forme BLUMLEIN [37].

La durée de ces impulsions est fixée par construction et dépend des éléments constitutifs du montage. Elle correspond au temps de propagation de l'onde pour effectuer un aller-retour dans les deux lignes identiques. Utiliser des lignes de transmission coaxiales pour réaliser les structures BLUMLEIN ne permettrait pas d'avoir des systèmes suffisamment compacts pour cette application (durées de la gamme microseconde). Des architectures à constantes réparties (association de cellules LC) sont donc privilégiées. Leur développement est présenté dans le chapitre III.

Les différents paramètres (nombre de cellules, impédance des lignes, valeurs des condensateurs et des inductances) sont calculés de façon à générer des impulsions d'allure rectangulaire, d'amplitude 40 kV et de durée voisine de $1 \mu\text{s}$ avec une ondulation sur le plat inférieure à 5%.

f. Synchronisation des éclateurs

Ces impulsions doivent être appliquées sur chacun des primaires du transformateur impulsionnel de manière synchrone. En fait, il sera montré plus loin que la synchronisation des quatre éclateurs doit être inférieure à 40 ns. Les commutateurs, faisant partie intégrante des générateurs BLUMLEIN, sont des éclateurs pressurisés à trois électrodes. Lors d'un fonctionnement nominal, la tension appliquée aux éclateurs est de 40 kV et la tension d'auto-amorçage est légèrement supérieure. L'application d'une surtension impulsionnelle de quelques dizaines de kV sur la troisième électrode engendre une distorsion du champ électrique dans l'éclateur et conduit ainsi à l'amorçage de l'éclateur.

Lors de l'étude présentée en partie 2 du chapitre III, il apparaît que l'amplitude de l'impulsion de déclenchement doit être au moins égale à 40 kV avec un front de montée inférieur ou égal à 10 ns. Une carte de déclenchement très compacte associant une carte JFET 5 kV à un mini-Marx a été développée pour cette fonction. Elle est présentée dans le chapitre III.

g. Transformateur impulsionnel

Le développement du modulateur AGIR2 nécessite le développement d'un transformateur impulsionnel dont les spécifications principales sont récapitulées dans le Tableau 5.

Tableau 5. Caractéristiques du transformateur impulsionnel d'AGIR2.

Tension d'entrée	40 kV
Tension de sortie	>300 kV (600 kV visé)
Rapport de transformation	7,5
Temps de montée	< 400 ns
Durée d'impulsion	> 300 ns (1 μ s visée)
Taux d'ondulation	< 5%
Pertes	< 5%

Il doit conserver l'allure temporelle de l'impulsion en maintenant le plat de l'impulsion (de durée 1 μ s). Pour cela, il est possible de mettre en œuvre plusieurs transformateurs où les primaires sont mis en parallèle et les secondaires en série, une autre solution consiste à regrouper ces transformateurs sur un seul et même noyau. La procédure permet de déterminer la forme et les dimensions du noyau comme s'il s'agissait d'un transformateur à un seul primaire et un seul secondaire (40 kV \rightarrow 300 kV). La transition sur un transformateur multi-primaires s'effectue en multipliant le nombre de primaires (mis en parallèle) et en divisant le secondaire initial en plusieurs secondaires (selon le nombre de primaires choisis) mis en série. Une étude a été réalisée pour le dimensionnement de ce transformateur (présentée dans le chapitre II).

h. Charge

Enfin, comme pour le modulateur AGIR1, pour obtenir une puissance crête de 1 GW au niveau de la charge, il faut déterminer la valeur de cette dernière. Sachant que la tension en sortie du transformateur est de 600 kV, la valeur de la charge résistive est de 360 Ω . Le développement de la charge est sous-traité à la société General Hybrid. Un système de refroidissement est mis en place afin de pouvoir assurer la dissipation thermique au niveau de la charge.

IV. Conclusion du chapitre

Les modulateurs développés dans le cadre de ce projet permettent de répondre à de nombreuses applications. Il existe différents types de solutions, mais qui permettent difficilement de concilier nombre de caractéristiques essentielles pour couvrir les besoins applicatifs (production d'impulsions de durée ajustable, haute tension, de très fortes puissances, parfaitement rectangulaires, avec une compacité importante, etc...). La contrainte de compacité élimine les solutions classiques (à générateurs de Marx ou associant des commutateurs haute tension). Ce chapitre a mis en avant les apports des modulateurs aussi bien au niveau technologique, qu'au niveau des performances visées.

Des architectures à convertisseurs résonants (AGIR1) et à transformateur impulsionnel multi-primaires (AGIR2) ont été privilégiées.

Les modulateurs AGIR reposent donc essentiellement sur l'utilisation de ces transformateurs dont le développement est à faire. Celui-ci est présenté dans le chapitre II.

L'utilisation d'un transformateur multi-primaires associé à plusieurs lignes de mise en forme de type BLUMLEIN est un autre point important de ce travail de thèse. Il met en avant l'utilisation d'un système de synchronisation performant qui est étudié dans le chapitre III.

Chapitre II :

Les transformateurs

Le chapitre I a montré que les modulateurs développés dans ce projet reposent sur l'utilisation de transformateurs résonants ou impulsionsnels. Dans ce chapitre, il est présenté le dimensionnement complet de ces différents transformateurs.

Le début de l'étude se base sur une caractérisation des isolants polymères dans le cas d'une exposition à des tensions pulsées. En effet, les caractéristiques fournies dans les documentations techniques des matériaux ne font état que de la tenue en régime continu ou alternatif (50 Hz).

La suite de cette étude est centrée sur deux transformateurs en particulier : le transformateur résonant présent dans les convertisseurs DC-DC d'AGIR1 et le transformateur impulsionsnel multi-primaires qui est le cœur du modulateur AGIR2.

I. Caractérisation des isolants

1. Présentation et objectifs de l'étude de tenue en tension

Un des points importants, lors du dimensionnement de transformateurs, est lié au choix de l'isolant adéquat ainsi que de son épaisseur pour respecter les objectifs initiaux en matière de tenue en tension.

Il est proposé, ici, de faire une caractérisation de cette tenue en régime impulsionsnel pour déterminer les solutions à mettre en œuvre pour réaliser l'isolation des transformateurs des modulateurs AGIR.

De manière courante, les matériaux isolants, et en particulier les matières polymères, sont testés afin de caractériser leur tenue en tension (cf. norme CEI 60243-1 [38]). De nombreux facteurs influent sur la tenue d'un matériau [39], la rigidité diélectrique obtenue ne reflète que la tenue du matériau face à une tension continue ou alternative. La plupart du temps, pour une épaisseur donnée, la tenue en tension en impulsionsnel est supérieure et elle dépend fortement de la durée des impulsions appliquées.

La première partie de cette caractérisation vise à évaluer par simulation, la contrainte électrique imposée lors du fonctionnement sur différents matériaux isolants

afin de sélectionner celui qui correspondra le mieux au développement des différents transformateurs des modulateurs AGIR. Cette caractérisation est réalisée à l'aide du logiciel CST EM Studio [40], dans lequel les différents transformateurs sont modélisés en 3D. L'étude des champs électriques au niveau des points critiques pour un matériau donné permet d'évaluer l'aptitude à tenir les hautes tensions appliquées.

Dans la seconde partie, les résultats obtenus sont validés à l'aide de méthodes expérimentales grâce à différents générateurs disponibles au sein du laboratoire.

Il est aussi important de préciser que les essais ne permettront pas de garantir l'absence de claquage lors d'un fonctionnement récurrent du fait que ces générateurs fonctionnent à des fréquences de récurrence faibles. La tenue finale des transformateurs est démontrée au niveau du chapitre IV avec la présentation des résultats expérimentaux obtenus sur chaque modulateur.

Notons que cette étude a eu lieu chronologiquement après le dimensionnement théorique du transformateur. Elle vise en particulier à établir que les épaisseurs d'isolant choisies n'engendreront pas a priori de claquages intempestifs. Les modèles étudiés en simulation sont donc tirés de la partie II de ce même chapitre.

2. Étude d'isolation pour le modulateur AGIR1

Comme discuté dans la partie III du chapitre I, en associant en série les douze transformateurs du modulateur AGIR1, le douzième transformateur voit sa tension au niveau du secondaire atteindre 100 kV avec une tension maximale au niveau du primaire qui n'excède pas 1 kV. Il est donc nécessaire de valider la tenue en tension du diélectrique assurant l'isolation entre primaire et secondaire du transformateur pour atteindre ces 100 kV.

Les tenues diélectriques des isolants majoritairement utilisés pour la réalisation de transformateurs présentent une tenue diélectrique avoisinant les 20 kV/mm. Avec une telle tenue diélectrique théorique, une épaisseur de 6 mm doit être suffisante pour la réalisation du transformateur final, c'est donc cette épaisseur qui est choisie pour les

simulations qui suivent. Les essais menés dans cette partie ont pour objectif de valider cette hypothèse et donc la tenue en tension avant de passer à la réalisation.

Cette caractérisation se fait sur les matériaux polymères les plus couramment utilisés pour la réalisation de transformateurs : le PA6 ou Ertalon (polyamide), le POM (polyoxyméthylène) et l'ABS (acrylonitrile butadiène styrène).

a. Simulations

Une modélisation 3D du transformateur a été réalisée grâce au logiciel CST EM Studio. Cette modélisation prend en compte les différents aspects du transformateur (dimensions, matériaux magnétiques, matériaux isolants, etc...). Le modèle réalisé est présenté en Figure 36 et Figure 37.

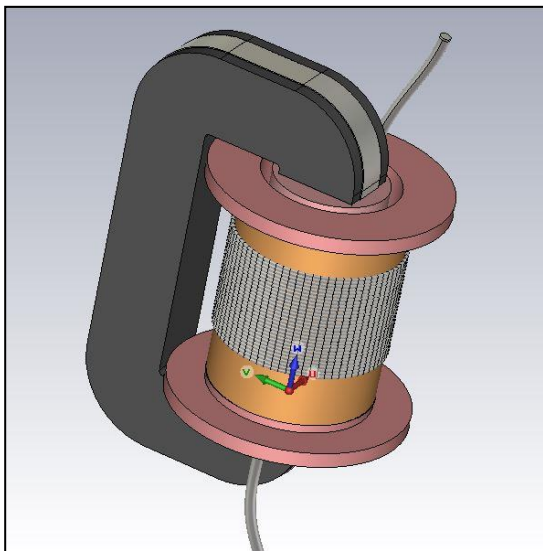


Figure 36: Modèle CST du transformateur AGIRI.

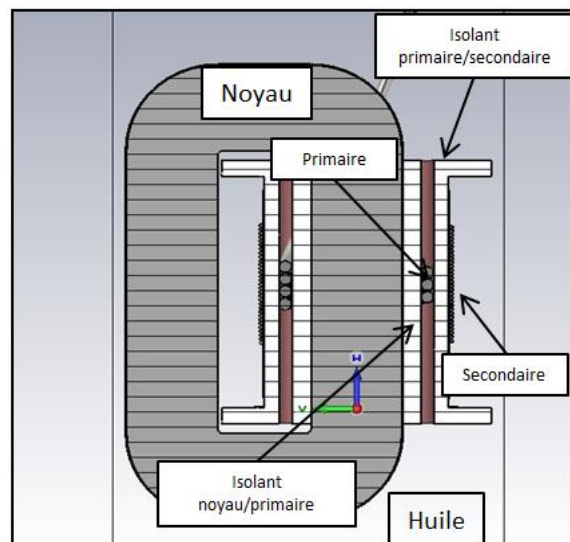


Figure 37: Vue en coupe du transformateur AGIRI.

Deux paramètres ne sont pas pris en compte au niveau de cette simulation. Il s'agit de l'isolant en Kapton des fils de Litz et de la feuille de papier pour transformateur placée sous l'enroulement secondaire. L'épaisseur de ces isolants est bien trop faible pour pouvoir être maillée correctement sans induire de très longs temps de calcul (par rapport au maillage qui est utilisé pour les autres parties du transformateur). Les simulations doivent démontrer la tenue en tension du diélectrique d'isolation primaire-secondaire même sans cette feuille. De plus, en partant du principe qu'il s'agit de deux couches d'isolation

supplémentaires, le Kapton et le papier apporteront vraisemblablement une amélioration aux résultats en tenue.

Pour les mêmes raisons, les fils de Litz sont simulés par des conducteurs cylindriques en cuivre, dont le diamètre est le même que celui de ceux utilisés dans la version finale du transformateur (cf. partie II). Ces deux éléments sont toutefois pris en compte lors de la réalisation des essais.

Comme le douzième transformateur est le plus critique en matière de différence de potentiel, les simulations sont orientées sur ce cas particulier.

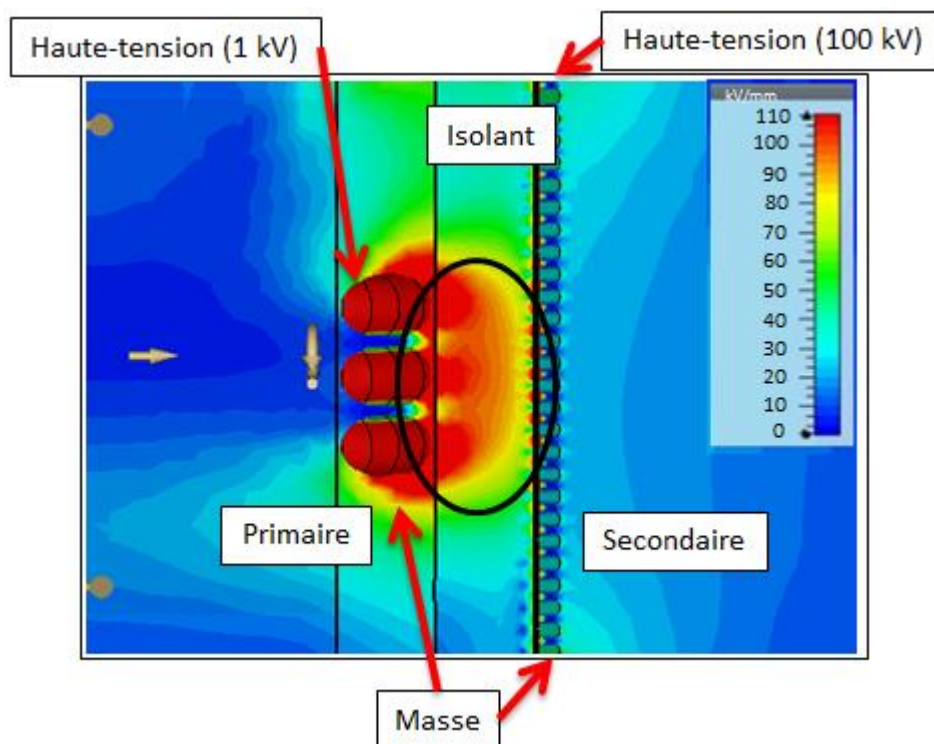


Figure 38 : Exemple de répartition du champ électrique, sur la vue en coupe du transformateur, au niveau de l'isolant en ABS entre le primaire et le secondaire.

La Figure 38 présente les résultats obtenus en simulation avec le logiciel CST EM Studio, lorsque l'isolant primaire-secondaire est fait en ABS. Elle montre l'évolution du champ électrique statique lorsque le primaire est soumis à un potentiel de 1 kV et le secondaire à 100 kV. On observe des renforcements de champs de plusieurs dizaines de kV/mm (zones en rouge). Leurs valeurs maximales sont de l'ordre de 100 kV/mm. Ces zones critiques doivent être particulièrement analysées en particulier celle située entre le primaire et le secondaire (zone entourée en noir sur la figure 38).

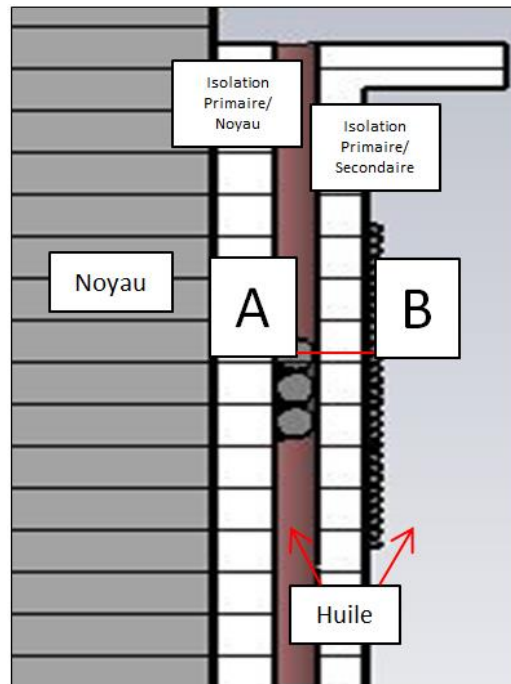


Figure 39 : Zone de tracé entre A et B (ligne rouge) de l'évolution du champ électrique.

A la vue de ces résultats, il est souhaitable de tracer l'évolution du champ électrique entre le primaire et le secondaire le long de cette zone critique (axe A-B sur la Figure 39).

Toutes les simulations effectuées sont réalisées en statique, l'évaluation de la tenue diélectrique en simulation est donc un prédimensionnement. En effet, en régime impulsionnel, il est logique de penser que la tenue diélectrique est plus élevée qu'en régime continu ; toutefois cela peut être compensé lors d'un fonctionnement en récurrent dont on sait qu'il tend à abaisser cette tenue.

- Le PA6 ou Ertalon (polyamide)

En ce qui concerne le PA6, on peut voir l'évolution du champ électrique dans différentes zones entre primaire et secondaire sur la Figure 40. Il y a tout d'abord un renforcement du champ électrique qui se situe au niveau d'un point triple (entouré en bleu) entre le primaire, l'isolant et l'huile où la valeur du champ de 45 kV/mm est toutefois inférieure à la valeur de tenue diélectrique de l'huile Mobilect 39. Comme le montre l'étude faite par R. Pecquois [41], sa rigidité diélectrique pour des fronts proches de 1 μ s est de 120 kV/mm, ce qui est supérieur aux valeurs données par la simulation. Ensuite, le champ électrique dans l'isolant décroît lors de l'approche du secondaire. Ce

champ est supérieur à la tenue diélectrique du PA6 (20 kV/mm) sur 0,5 mm (entre 0,1 et 0,15 cm) puis décroît pour rester en dessous de cette valeur.

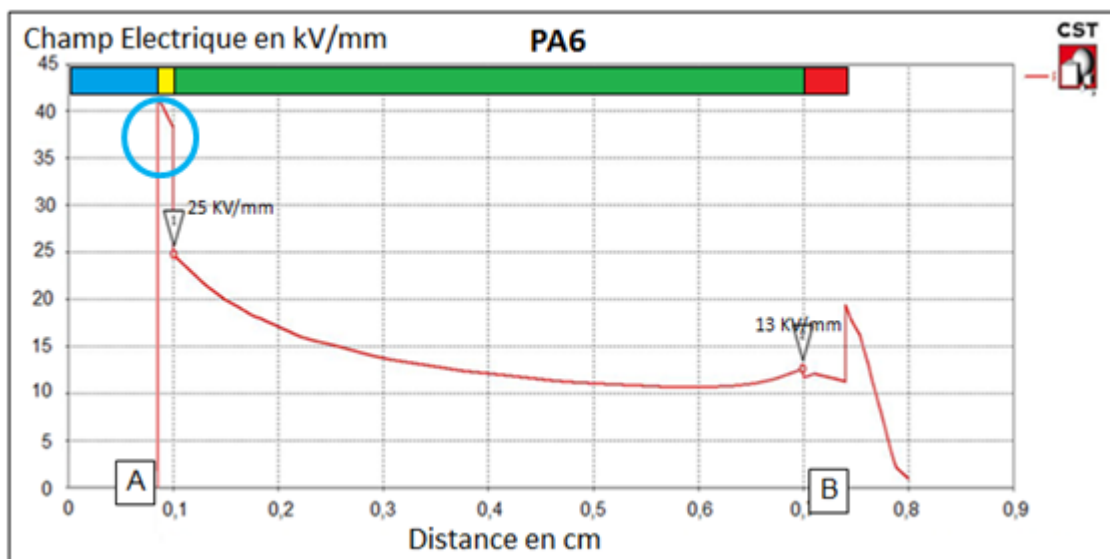


Figure 40 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire avec isolation en PA6 (Ertalon). Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge).

Ces résultats montrent qu'en statique le PA6 peut être un bon candidat pour la réalisation de l'isolant, mais présente quand même une zone critique au niveau de l'isolant côté primaire. De nombreuses études visent à comprendre la tenue diélectrique des isolants dans des modules haute tension et en particulier le phénomène de décharge partielle [42]. En effet, l'apparition d'un champ critique au niveau d'un point d'un isolant peut entraîner l'apparition de décharges internes ou d'effets couronnes qui peuvent en atténuer la tenue. Il est donc nécessaire de trouver un matériau dont les caractéristiques ne laisseront pas de place à cette zone critique.

- L'ABS (acrylonitrile butadiène styrène)

Comme précédemment, le champ électrique au niveau du point triple est inférieur à la tenue diélectrique de l'huile. Concernant l'isolant en ABS (Figure 41), la mesure du champ électrique montre une valeur légèrement supérieure à sa tenue diélectrique (19 kV/mm) sur 0,3 mm. Il est notable que la valeur du champ est bien inférieure à celle observée pour le PA6 au niveau du point triple entre le primaire et l'isolant. Ceci peut être expliqué par le fait que la permittivité relative de l'ABS (3,2) est inférieure à celle du PA6

(3,6). Ce matériau peut être un bon candidat, en restant tout de même attentif à cette zone critique.

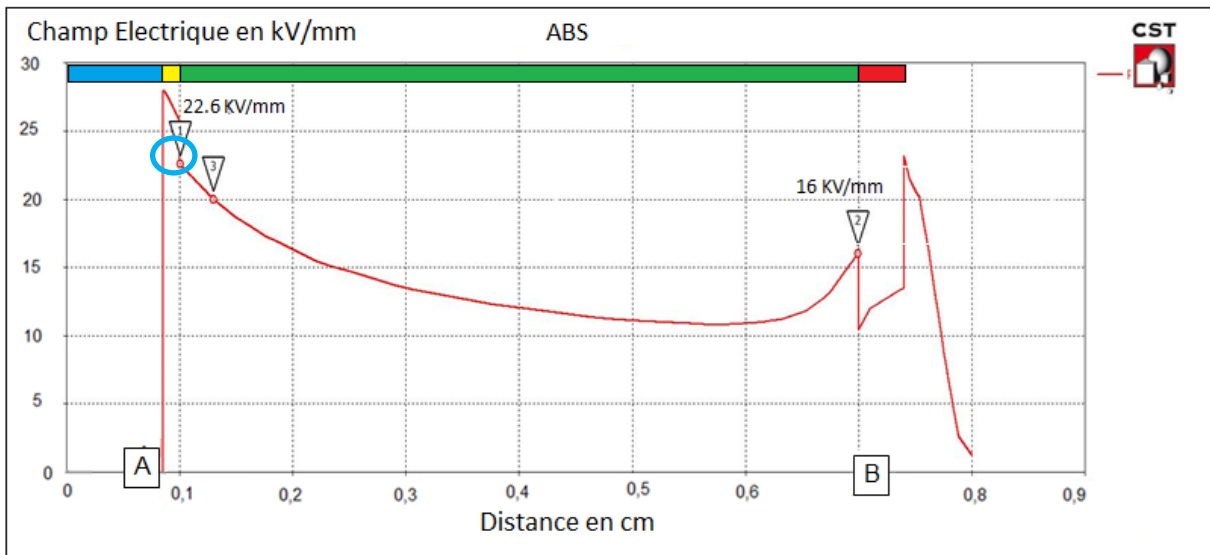


Figure 41 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire avec isolation en ABS. Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge).

- Le POM (polyoxyméthylène)

Enfin, concernant le POM, dont les résultats sont présentés en Figure 42, il est observé que le champ électrique n'atteint pas la valeur critique sur la totalité de la zone d'évaluation. Avec une rigidité plus élevée (38 kV/mm) que les autres isolants, il s'avère qu'il n'y a pas de zone critique dans le matériau.

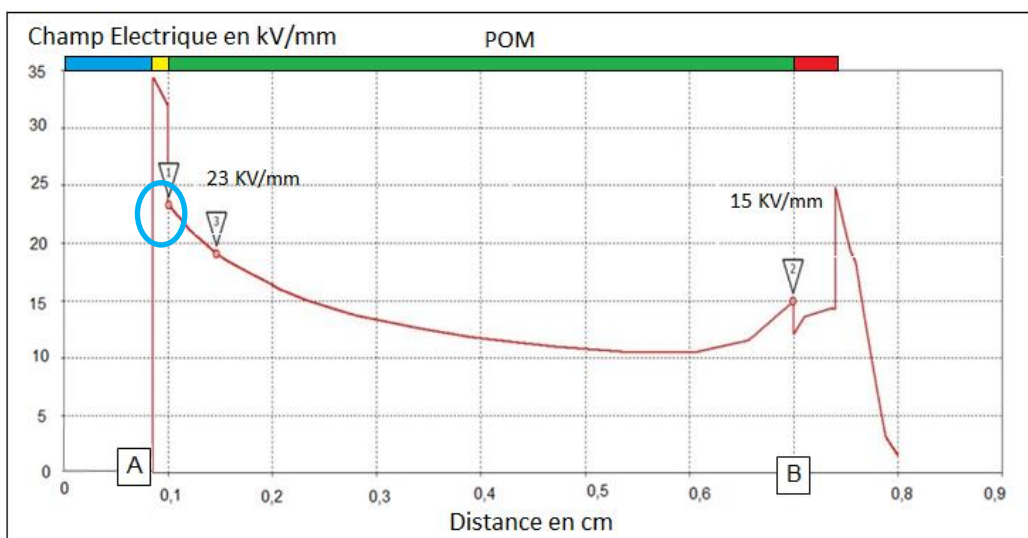
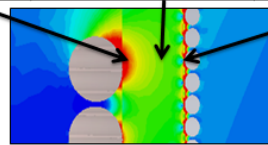


Figure 42 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire avec isolation en POM. Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge).

Tableau 6 : Caractérisation du champ électrique pour chaque matériau soumis aux essais.

Diélectrique	Tenue diélectrique en continu à 1mm (kV)	Distance critique (mm)	Champ électrique maximum sur le primaire (kV/mm)	Champ électrique minimal dans le volume (kV/mm)	Champ électrique maximum sur le secondaire (kV/mm)
ABS	20	0,3	24	11	16
PA6	19	0,5	25	11	13
POM	38	aucune	27	11	12,6



Les résultats obtenus au niveau des simulations sont regroupés dans le tableau 6. Il est possible de voir que les premières conclusions qui avaient été formulées avec l'analyse des champs électriques permettent d'identifier que le POM est le meilleur des trois candidats étudiés. En effet, grâce à sa rigidité diélectrique plus élevée que pour les autres matériaux, il ne présente pas de renforcement de champ local supérieur à la rigidité théorique en continu.

b. Essais de tenue en tension

Les essais qui suivent visent à simuler expérimentalement le fonctionnement du transformateur en appliquant sur les échantillons testés des impulsions de durées équivalentes à celles du modulateur AGIR1. Pour ce faire, trois impulsions issues de configurations expérimentales différentes permettent de s'approcher de l'impulsion désirée de 100 μ s de durée. Un échantillon d'isolant est fabriqué à l'aide des trois matériaux diélectriques identifiés comme prometteurs en simulation. Chaque échantillon est soumis à 5 séries de 5 tirs successifs afin de valider sa tenue.

Pour ces essais, la topologie adoptée est celle mise en œuvre dans la version finale du transformateur. A la différence que pour ces essais, l'impulsion HT de test est envoyée d'un côté du primaire tandis que son autre extrémité est reliée à la masse. Quant à lui, le secondaire est relié à la masse des deux côtés. Cette configuration, présentée en Figure 43, a pour vocation de soumettre les isolants à des impulsions haute tension en diminuant les effets d'inductances parasites créées par les enroulements et qui viendraient modifier les caractéristiques temporelles de l'impulsion de test (oscillations par exemple).

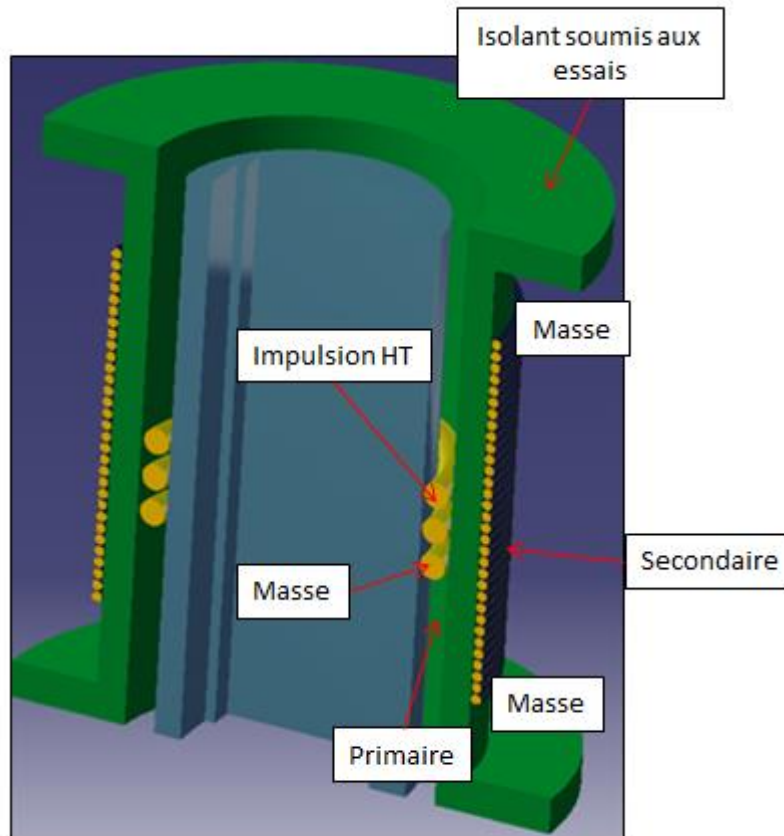


Figure 43 : Représentation 3D de l'échantillon avec méthode de branchement pour les essais.

Chaque enroulement est réalisé à l'aide de fils de Litz. De plus, une couche de papier Nomex T418 [43] de 0,25 mm est insérée entre l'enroulement sur le secondaire et l'isolant (couche non présente durant les simulations). Enfin, les essais sont menés dans de l'huile Mobilect 39 [44] ayant une rigidité diélectrique de 120 kV/mm pour ce type d'impulsion.

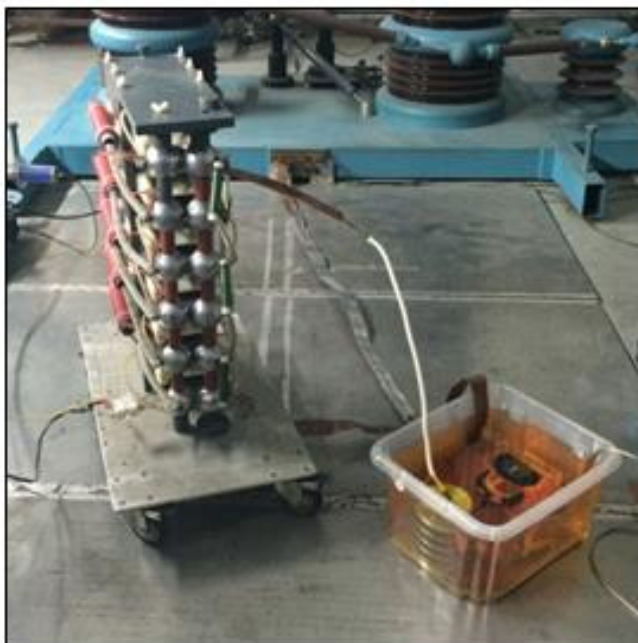


Figure 44 : Photographie du montage de l'expérimentation pour la configuration 1.



Figure 45 : Photographie du montage de l'expérimentation pour les configurations 2 et 3.

Les trois configurations d'impulsion sont réalisées à l'aide des montages expérimentaux présentés en Figure 44 et Figure 45. Ils utilisent deux générateurs de Marx délivrant des impulsions bi-exponentielles. Le premier générateur (Figure 44) est un générateur 6 étages permettant de réaliser des impulsions jusqu'à 250 kV. Le second (Figure 45) quant à lui délivre des tensions maximales voisines d'1 MV. Un système de mise en forme est mis en œuvre afin de s'approcher de l'allure de l'impulsion d'AGIR1 (temps de montée et temps de descente), sur chacun des générateurs.

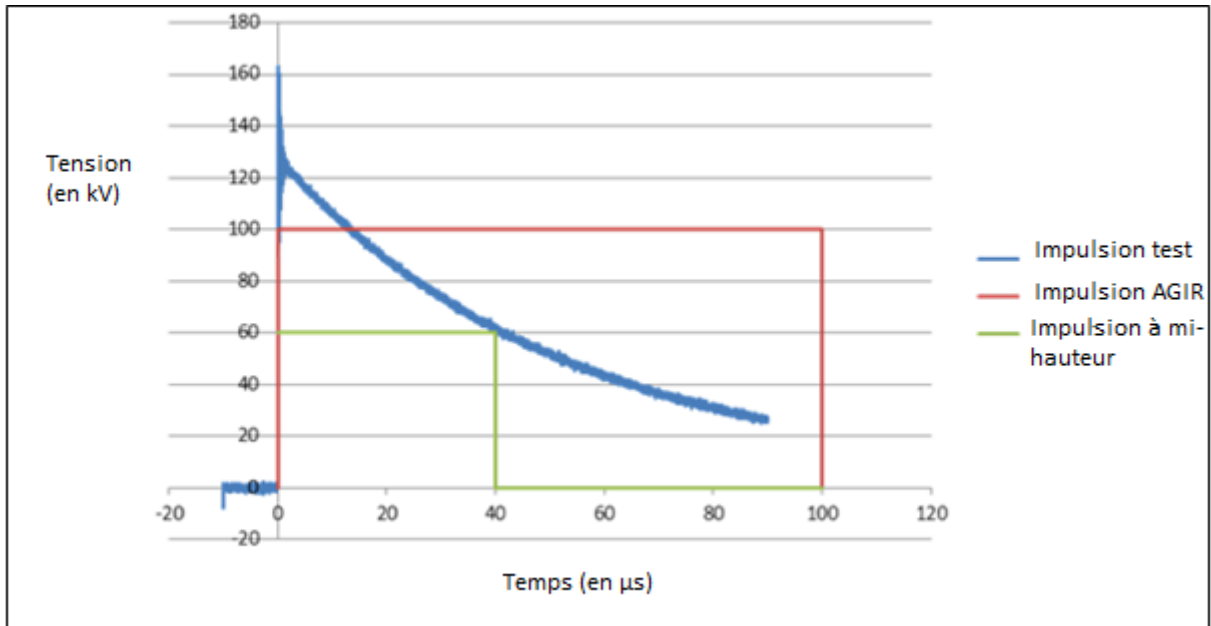


Figure 46 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR1 (rouge) pour la configuration 1.

La première configuration permettant de réaliser l'impulsion (bleue) présentée en Figure 46 est faite à l'aide du générateur de Marx 6 étages, cette configuration permet d'appliquer des impulsions dont l'amplitude est supérieure à 100 kV, mais avec une durée moins contraignante que l'impulsion de sortie du modulateur AGIR1. La courbe en rouge correspond à l'impulsion théorique visée pour le modulateur AGIR1. Le signal en bleu représente l'allure de l'impulsion expérimentale, enfin l'impulsion en vert présente l'impulsion équivalente à mi-hauteur. Chaque isolant a tenu les 5 séries de 5 tirs de cette première série de tests.

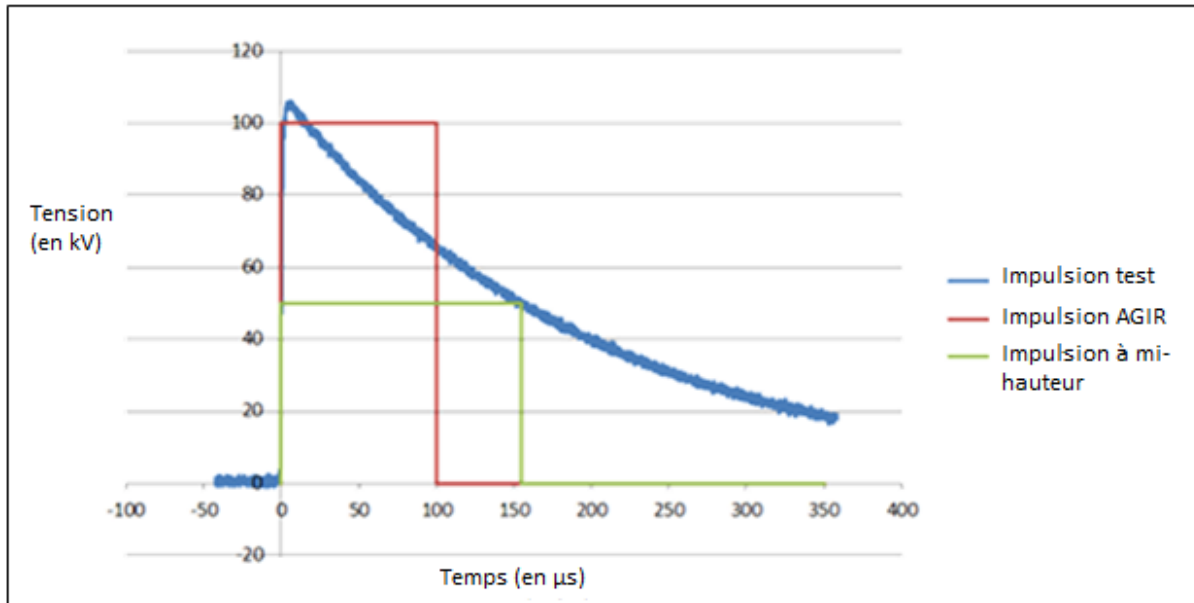


Figure 47 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR1 (rouge) pour la configuration 2.

La deuxième configuration (Figure 47) a des caractéristiques temporelles plus proches de celles d'AGIR1. En effet, le temps au-dessus de 100 kV est de 20 μs (ce qui est plus court que l'impulsion finale). Néanmoins, du fait de la décroissance exponentielle plutôt lente, cette impulsion est plus contraignante que dans la première configuration. Les essais ont montré que chaque échantillon a passé le test avec succès. Aucun claquage intempestif n'est à observer.

Enfin, la troisième configuration, dont l'impulsion est présentée en Figure 48, est générée à partir du générateur 10 étages associés à un système de mise en forme permettant l'obtention d'impulsions ayant une amplitude supérieure à 100 kV pendant 100 μs , mais avec un front de montée et une queue d'impulsion bien plus longue que l'impulsion carrée de 100 μs délivrée en sortie du modulateur AGIR1. L'aptitude des matériaux à tenir ces impulsions plus contraignantes est évaluée ici. Il s'avère qu'avec une impulsion bien plus contraignante, chaque matériau a réussi le test sans claquage.

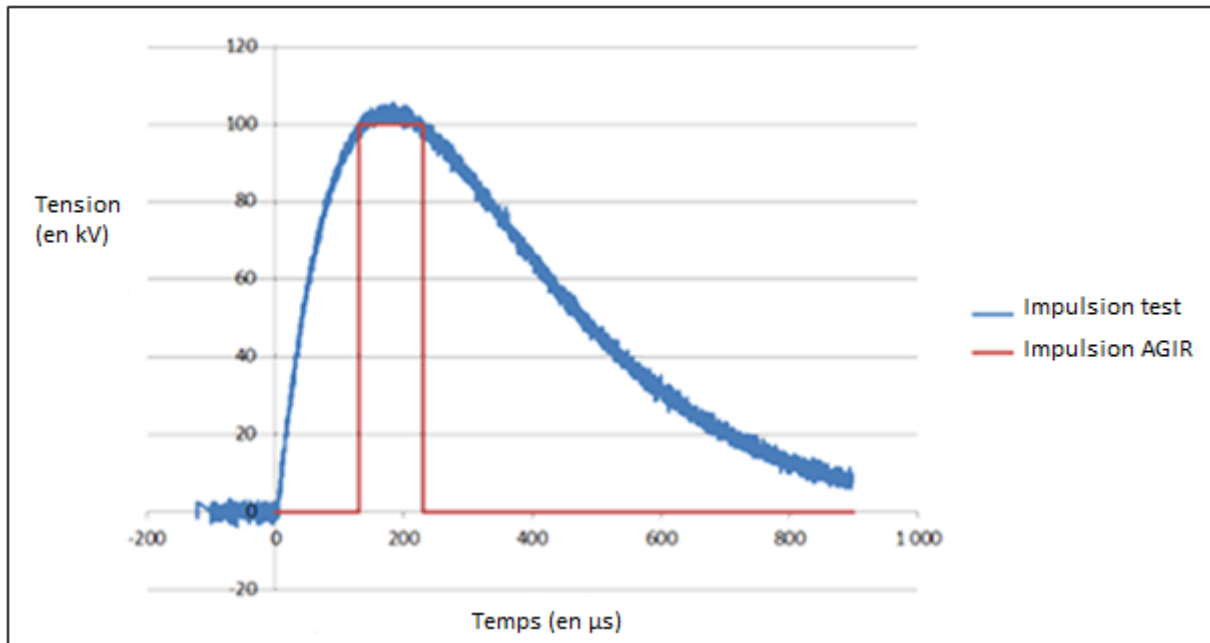


Figure 48 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR1 (rouge) pour la configuration 3.

En conclusion, les résultats montrent que les différents isolants ont réussi les différents tests de tenue diélectrique. Le choix du matériau final se porte sur le POM.

Ces essais permettent de mettre en avant la tenue des pièces assurant l'isolation à 100 kV en monocoup. La validation sur un fonctionnement du transformateur en récurrent sera validée durant les essais qui sont présentés dans le chapitre IV.

3. Étude d'isolation pour le modulateur AGIR2

De même que dans le cas du transformateur résonant d'AGIR1, il s'agit ici de trouver les matériaux adéquats et leurs dimensions pour la réalisation du transformateur impulsionnel multi-primaires du modulateur AGIR2 (dont le principe de fonctionnement est montré dans la présentation des architectures du chapitre I et le développement est abordé dans la dernière partie de ce chapitre.). La façon de procéder est toutefois bien différente. En effet, comme une simulation expérimentale du transformateur d'AGIR2 n'est pas évidente à mettre en œuvre au laboratoire, l'idée est d'extrapoler les valeurs de résultats expérimentaux obtenus à plus basse tension pour déduire l'épaisseur minimale à

choisir au niveau de l'isolation primaire/secondaire du transformateur (dont la configuration de montage est présentée en figure 49 et figure 50).

Une fois cette épaisseur d'isolant prédéterminée, des simulations du champ électrique permettent de confirmer ce choix. Les résultats expérimentaux finaux relatifs à l'assemblage du modulateur AGIR2, qui permettent en outre de valider la tenue de l'isolant au niveau du transformateur, sont présentés dans le chapitre IV. Les simulations effectuées dans cette partie ont pour objectif d'assurer une isolation de 300 kV correspondant aux objectifs garantis pour ce transformateur. L'amélioration de celle-ci afin de correspondre aux objectifs visés de 600 kV sera discutée au niveau du chapitre IV.

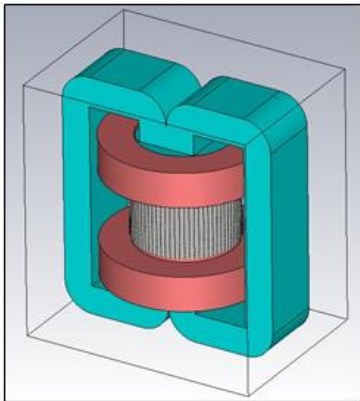


Figure 49: Modèle CST du transformateur AGIR2.

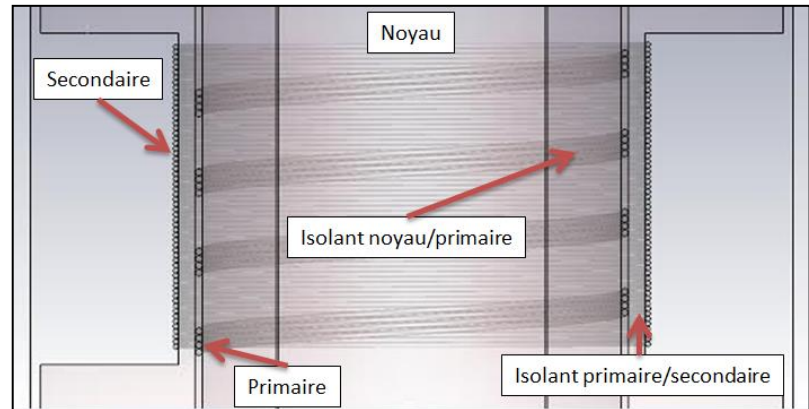


Figure 50 : Vue en coupe sous CST du transformateur AGIR2.

a. Détermination des tenues diélectriques en régime pulsé

La première étape consiste à caractériser la tenue diélectrique de différents matériaux diélectriques polymères en fonction de leur épaisseur. Les essais sur les différents échantillons sont réalisés selon un protocole identique au protocole de test de tenue en tension de ce type de matériau en continu (norme CEI 60243-1 [38])

Un système de porte-échantillon développé durant la thèse de B. Palomo Losada [45] est présenté en Figure 51. Ce porte-échantillon est composé de deux disques en PVC permettant de fixer deux électrodes de 30 mm de diamètre en acier inoxydable. Il a été spécialement étudié afin d'assurer une homogénéité du champ électrique lors du test d'échantillons dont l'épaisseur est inférieure à 5 mm. Les dimensions géométriques des échantillons sont identiques à celles précisées dans la norme [38] (10 cm x 10 cm). Le

montage est ensuite immergé dans de l'huile minérale afin de pallier tout problème de contournement. Les échantillons sont alors soumis à des impulsions de tension dont la forme est celle présentée en Figure 52 et dont l'amplitude est augmentée au fur et à mesure des essais. Le test est considéré comme validé si l'échantillon résiste à 5 séries de 5 tirs sans claquage. Pour éviter les accumulations de charges après des essais successifs, les échantillons sont systématiquement déchargés entre chaque tir à l'aide d'une perche reliée à la masse.



Figure 51 : Photographie du système de test des échantillons [38].

Lorsque l'amplitude des impulsions à appliquer aux échantillons est inférieure ou égale à 40 kV, le système de ligne BLUMLEIN développé dans le chapitre III est utilisé. Au-delà, un générateur de Marx 6 étages permet l'application d'impulsions, dont la valeur crête est appliquée durant 1 μ s avec un front de montée très court (quelques centaines de nanosecondes et une queue d'impulsion de 15 μ s) (figure 52). Comme dans la partie concernant AGIR1, il n'est malheureusement pas possible de tester de manière récurrente les échantillons avec une impulsion exactement similaire à l'impulsion finale du modulateur d'AGIR2.

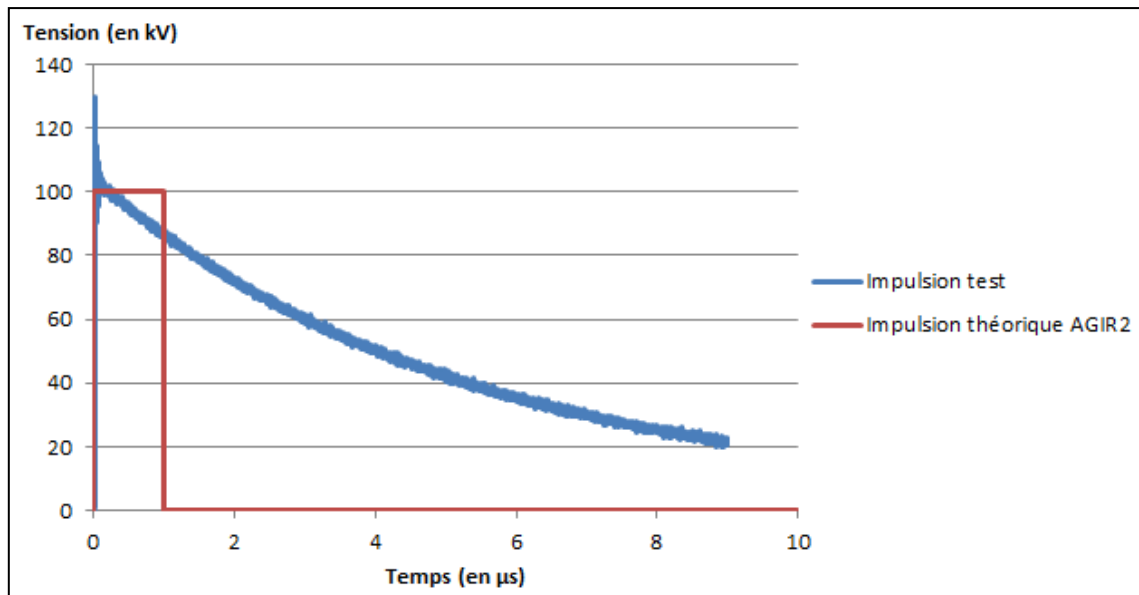


Figure 52 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR2 (rouge).

Les matériaux sélectionnés pour être soumis aux essais sont ceux dont les tenues diélectriques en continu sont jugées comme étant les plus intéressantes pour notre application. Leur rigidité diélectrique en continu est présentée dans le tableau 7. Il s'agit de tester le PA6, l'ABS et le Cestilène (PEHD 1000 Polyéthylène Haute Densité). Durant ces premières expérimentations, pour des échantillons dont l'épaisseur est comprise entre 1 et 4 mm, il n'est pas possible de soumettre aux essais le POM qui a fait ses preuves pour le transformateur résonant d'AGIR1. En effet, ce matériau possède de très bonnes caractéristiques lorsque l'on souhaite réaliser des pièces avec des épaisseurs importantes. Toutefois, dès lors que l'épaisseur devient petite, le POM a tendance à être très fragile. Un matériau de remplacement a été trouvé pour la réalisation de ces tests. Il s'agit du Cestilène (PEHD 1000). Grâce à sa solidité et sa haute densité, il est possible de le mettre en œuvre pour des échantillons de faible épaisseur. Il présente une tenue diélectrique par millimètre supérieure à celle du POM. Du fait de son coût d'usinage important, son utilisation est envisageable pour le transformateur d'AGIR2 mais nous l'avons écarté pour la réalisation des 12 transformateurs d'AGIR1 au profit d'une solution moins coûteuse (le POM).

En se basant sur la tenue diélectrique en continu, il paraît compliqué de réaliser l'isolant final du transformateur impulsif d'AGIR2. En effet, avec une tenue

diélectrique de 20 kV/mm, il faudrait une épaisseur de 15 mm d'isolant pour garantir la tenue diélectrique théorique. Avec une telle épaisseur, il n'est pas possible de respecter le critère concernant l'inductance de fuite calculée dans la partie III de ce chapitre

Tableau 7 : Caractéristiques de tenue diélectrique des matériaux en continu.

	Tenue diélectrique théorique en continu à 1 mm (kV)
ABS	20
PA6	20
Cestilène	45

Les résultats obtenus durant ces essais en régime pulsé sont présentés en Figure 53. Les courbes montrent les mesures expérimentales de tensions de claquage sur des échantillons allant jusqu'à 4 mm d'épaisseur. Les impulsions générées (200 kV max) ne permettent pas d'obtenir des résultats probants au-delà de 4 mm pour l'ABS et l'Ertalon (PA6) et de 3 mm pour le Cestilène

On peut observer que les résultats obtenus concernant l'ABS et l'Ertalon sont identiques en impulsionnel. Les courbes de ces matériaux se superposent au niveau du graphe de la figure 53.

. De plus, comme on pouvait s'y attendre, il s'avère qu'en impulsionnel, la tenue diélectrique par millimètre est bien plus grande qu'en continu (90 kV dans le cas de l'ABS et de l'Ertalon au lieu de 20 kV et 130 kV dans le cas du Cestilène au lieu de 45 kV). Des courbes théoriques, où la rigidité diélectrique est proportionnelle à la racine carrée de l'épaisseur, sont également tracées sur ce même graphe.

Les résultats expérimentaux sont en accord avec ces courbes théoriques : la rigidité diélectrique en pulsé est donc fonction de la racine carrée de l'épaisseur de l'isolant.

Ces essais visaient notamment à quantifier l'augmentation de rigidité diélectrique en pulsé $1 \mu\text{s}$ par rapport au continu. Il est possible d'extrapoler ces résultats pour obtenir une tenue en tension supérieure à 300 kV en sortie du modulateur AGIR2. Seuls les résultats obtenus sur le Cestilène permettent de répondre favorablement, avec une épaisseur mécaniquement réalisable, aux contraintes relatives au transformateur

développé en partie III de ce chapitre. À partir de ces résultats, nous optons pour une épaisseur de 5 mm couplée à l'isolation Kapton des fils de Litz et à l'insertion d'une feuille de papier Nomex T418. Cette valeur garantit une inductance de fuite minimale (voir partie III) et doit être suffisante pour la réalisation du transformateur. Elle doit être confirmée à l'aide de simulations avant la réalisation.

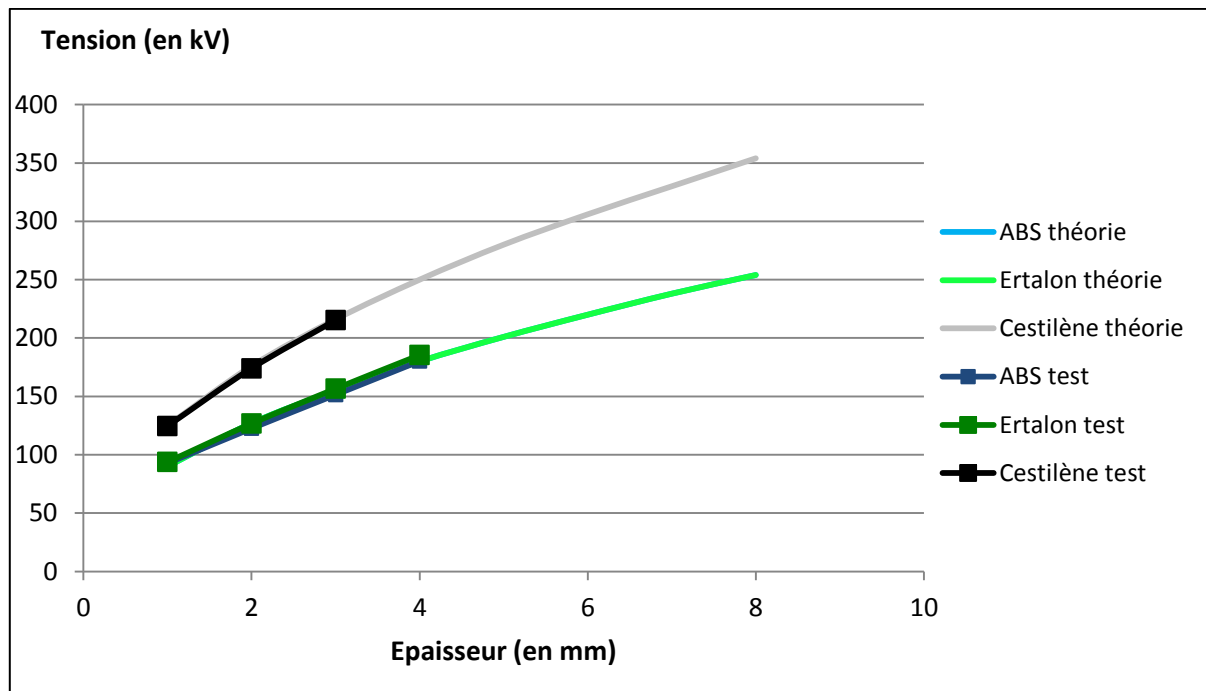


Figure 53 : Mesures et évaluations des tenues diélectriques en pulsé (1 μ s).

b. Simulation relative au transformateur impulsif du modulateur AGIR2

Les essais expérimentaux en régime pulsé ont permis de conduire à un choix de matériau et une épaisseur minimale à mettre en œuvre pour la réalisation du transformateur. Avant de passer à une fabrication mécanique de la pièce isolante, il paraît nécessaire de confirmer ces résultats par le biais d'une simulation à l'aide du logiciel CST.

Comme dans le cas du transformateur résonant du modulateur AGIR1, une représentation schématique en 3D a été adoptée pour les simulations. La Figure 50 représente une vue en coupe de la partie critique, concernant le champ électrique. Elle se situe au niveau de la différence de potentiel entre la masse du primaire et le potentiel maximal du secondaire (300 kV).

Ainsi, dans cette zone, l'évolution du champ électrique entre le point (A) et (B) est évaluée au niveau de l'isolant.

Pour une épaisseur de 5 mm, l'évaluation du champ électrique montre que ce dernier (100 kV/mm au maximum) est inférieur à la tenue diélectrique obtenue en impulsionnel (130 kV/mm), cela permet de valider le choix de l'épaisseur de 5 mm.

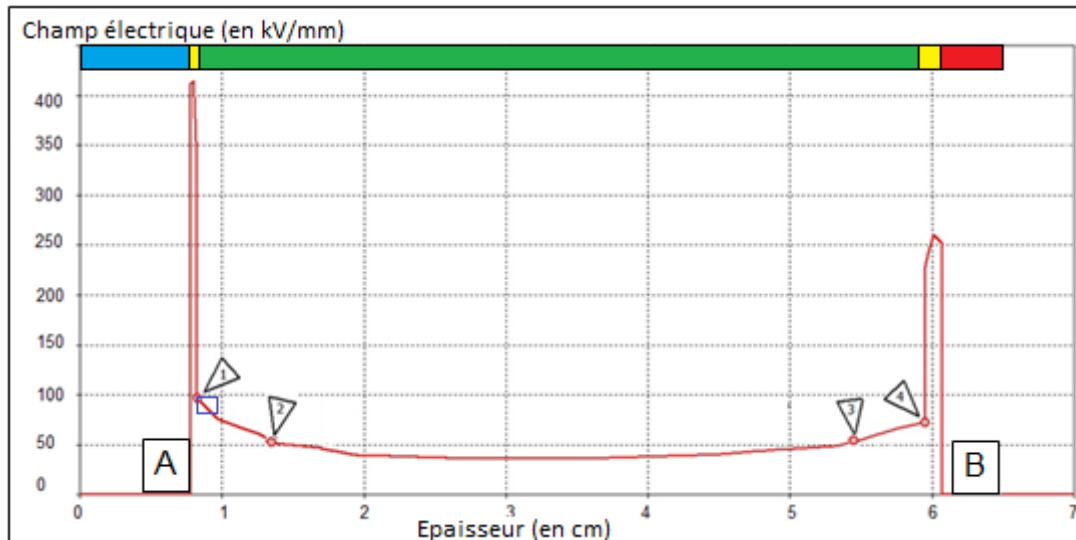


Figure 54 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire du transformateur AGIR2 pour une épaisseur de 5 mm de Cestilène. Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge)

L'évolution du champ électrique présentée en figure 54 montre deux renforcements de champ important au niveau des points A et B. Ceux-ci sont dus à l'écart entre les enroulements et les isolants qui sont comblés dans la version finale du transformateur par l'isolant en Kapton des fils de Litz et le papier Nomex couplé à l'huile minérale. Ces valeurs de renforcement (400 kV/mm au point A et 250 kV/mm au point B) sont très élevées dans l'huile, mais sont, en réalité, bien moindres (150 kV/mm au point A et 120 kV/mm au point B) si l'on prend en compte ces deux couches d'isolation présentes dans la version finale du transformateur (non pris en compte dans la simulation en raison des épaisseurs qui sont trop faibles pour permettre une simulation du transformateur). Il s'avère ensuite que dans l'isolant, il y a une zone critique où la valeur du champ mesuré supérieure à la tenue diélectrique impulsionnelle correspondant au Cestilène (130 kV/mm) sur une distance de 0,1 mm puis elle est inférieure, sur tout le reste de l'épaisseur.

Cette isolation sera soumise aux essais du transformateur dont les résultats seront présentés dans le chapitre IV. Si ces essais (en particulier en récurrent) n'étaient pas concluants, une solution alternative peut être adoptée. Elle est présentée dans le chapitre IV.

4. Bilan de l'étude d'isolation

Différents matériaux isolants ont été testés en vue d'une caractérisation en régime impulsionnel. Les essais ont permis de quantifier l'augmentation de la rigidité des diélectriques soumis aux tests lors de régimes pulsés avec des caractéristiques temporelles proches de celles des modulateurs AGIR1 et AGIR2.

Il s'avère également que l'évolution de la tenue diélectrique d'un matériau évolue selon la racine carrée de son épaisseur en impulsionnel comme cela a pu être démontré en continu dans la littérature.

Les simulations expérimentales et électrostatiques ont permis de déterminer les matériaux ainsi que leurs épaisseurs pour respecter l'objectif de tenue en tension dans chacun des modulateurs (100 kV pour AGIR1 et 300 kV pour AGIR2).

Les résultats des essais nominaux des transformateurs en vue de valider les choix faits dans cette partie, seront présentés dans le chapitre IV.

II. Dimensionnement du transformateur résonant AGIR1

Il a été montré dans le chapitre I que le modulateur d'AGIR1 repose essentiellement sur l'utilisation des convertisseurs résonants. Cette partie a pour thème le développement du convertisseur, et plus particulièrement celui du transformateur. Elle est structurée en deux étapes majeures. La première est dédiée au dimensionnement des convertisseurs et de l'architecture choisie. La deuxième étape concerne l'étude du transformateur à travers un développement théorique réalisé à l'aide de simulations et d'essais.

2. Convertisseur résonant LCC

Afin d'améliorer l'efficacité des convertisseurs DC-DC, la taille des composants passifs doit être réduite (transformateur, inductance et condensateur). Pour ce faire, il faut opérer à très haute fréquence. Cette augmentation de la fréquence de travail affecte directement les composants actifs (en particulier les composants à semi-conducteur) puisque les pertes de commutation dépendent de la fréquence.

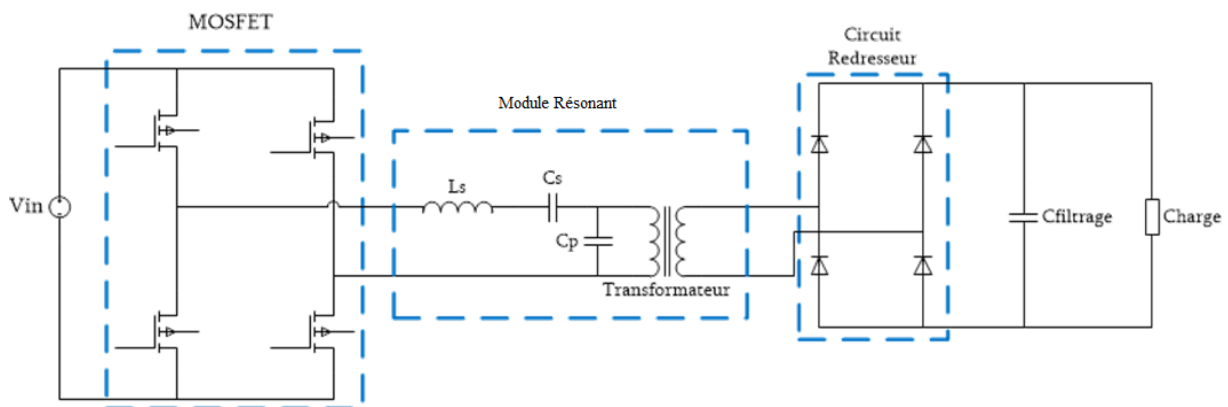


Figure 56 : Principe de fonctionnement du convertisseur LCC.

De nombreux types de convertisseurs résonants existent avec différentes topologies. Dans le cas des modulateurs AGIR, le convertisseur est réalisé en architecture LCC en raison de la composition du circuit résonant associé au transformateur. Celui-ci est composé d'une inductance série L_s (qui est ou intègre l'inductance de fuite du transformateur) et de deux capacités : une en série C_s et une en parallèle C_p (qui incorpore les capacités parasites du transformateur) comme le montre la Figure 56. Le convertisseur fonctionne de la manière suivante :

- Le pont en H permet de transformer la tension continue disponible en entrée du convertisseur, en une tension alternative ± 1 kV à 200 kHz.

- Le circuit résonant a plusieurs rôles, il permet de faire fonctionner le transformateur avec des régimes sinusoïdaux, d'augmenter les performances du transformateur en matière de rapport de transformation et il assure le filtrage des signaux carrés en sortie.

-Le transformateur amplifie la tension pour obtenir une tension alternative de ± 10 kV.

-Le circuit rectificateur redresse les alternances négatives.

-Enfin un filtrage capacitif est introduit avant la charge afin de lisser l'impulsion pour la rendre la plus rectangulaire possible.

Plusieurs publications [35] [46] traitent de la conception de convertisseurs y compris de son système résonant. EFFITECH, en se basant sur la publication [35], a travaillé sur l'adaptation de l'algorithme génétique qui y est décrit afin de dimensionner ce convertisseur. Il est possible à l'aide des éléments du cahier des charges présentés dans le tableau 8 de calculer les éléments du convertisseur résonant pour obtenir un fonctionnement optimisé au niveau de ses performances, des pertes induites et avec un volume minimal.

Tableau 8 : Cahier des charges d'un convertisseur LCC.

Tension d'entrée V_{in}	1 kV
Courant d'entrée	1,2 kA
Tension de sortie V_{out}	10 kV
Courant de sortie	120 A
Fréquence de commutation f_s	200 kHz
Puissance crête de sortie P_{out}	1 MW
Temps de montée (0-90%) t_r	<2 μ s
Plat d'impulsion ΔV	<5 %
Rapport de transformation m	10
Rapport cyclique	1/100

L'analyse de cet algorithme conduit à une valeur d'inductance de fuite L_s de 1 μ H et une valeur de capacité série de 1 μ F. L'ensemble des éléments du circuit résonant est récapitulé au niveau du tableau 9.

Tableau 9 : Récapitulatif des valeurs du circuit résonant.

Inductance série L_s	1 μ H
Capacité série C_s	1 μ F
Capacité parallèle C_p	150 nF

L'objectif est maintenant de développer le transformateur adéquat. Ce dernier doit pouvoir fonctionner avec une tension d'entrée de 1 kV à 200 kHz et produire une tension de 10 kV à la même fréquence sans distorsion. Il doit de plus permettre une tenue

diélectrique entre primaire et secondaire de 100 kV (point développé au niveau de la partie 1 de ce chapitre).

3. Conception du transformateur

Le transformateur résonant est le composant clé du convertisseur, sa conception est donc cruciale. Les caractéristiques données dans les tableaux 8 et 9 sont le point de départ de l'étude.

Le dimensionnement d'un transformateur est un processus relativement commun [41] [47] même s'il reste complexe. La première étape consiste à choisir un matériau magnétique qui fonctionne à des fréquences très élevées avec des pertes minimales.

La deuxième étape consiste à prendre en compte les éléments imposés par le convertisseur qui affectent le dimensionnement. De là, il est possible d'évaluer le nombre de tours sur chaque enroulement du transformateur. Dans ce cas, une attention doit être portée pour répondre à un critère particulier. Il est nécessaire de prévoir une tenue diélectrique de 100 kV entre le primaire et le secondaire ainsi qu'entre le secondaire et le noyau du transformateur.

a. Choix du matériau magnétique

La première étape de la procédure de dimensionnement a trait au choix concernant le matériau magnétique. Il est préférable de choisir un matériau ayant une perméabilité magnétique relative (μ_r) et une densité de flux magnétique de saturation (B_{sat}) élevées. De plus, en raison de la fréquence de fonctionnement, il est important que le matériau induise peu de pertes magnétiques. Pour ces raisons, il est choisi d'utiliser le Vitroperm [48]. La sélection quant à la variété de Vitroperm se fait par rapport à la perméabilité magnétique relative. Il a été choisi de prendre la version 500F qui a une perméabilité plus faible que les autres afin d'assurer la possibilité de réaliser des transformateurs dont l'inductance de fuite n'excède pas 1 μH avec un nombre d'enroulements réalisable n'induisant pas un surdimensionnement de la section du noyau. Ce matériau possède un B_{sat} de 1,2 T et un μ_r égal à 20 000. La Figure 57 montre une comparaison des cycles d'hystérésis du

Vitroperm 500F par rapport au Vitroperm 250F et à des ferrites traditionnelles. La Figure 58 quant à elle permet de démontrer les faibles pertes d'un tel matériau. En effet, comme il est montré plus tard dans cette partie, avec un fonctionnement optimisé au niveau magnétique (0,35 T cf. 4.C), les pertes sont de l'ordre de 500 W/kg pour un fonctionnement à 200 kHz. Étant données les puissances visées, cela est en accord avec les objectifs initiaux.

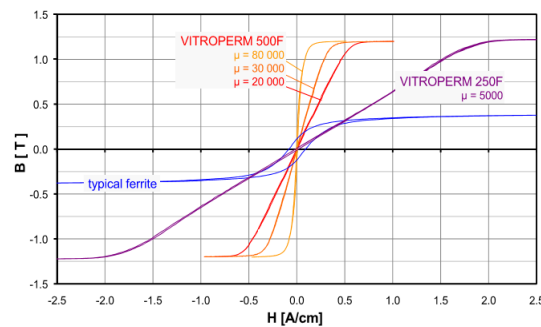


Figure 57: : Cycle d'hystérésis du Vitroperm 500F en fonction de sa perméabilité, comparées à une ferrite traditionnelle et au Vitroperm 250F [48].

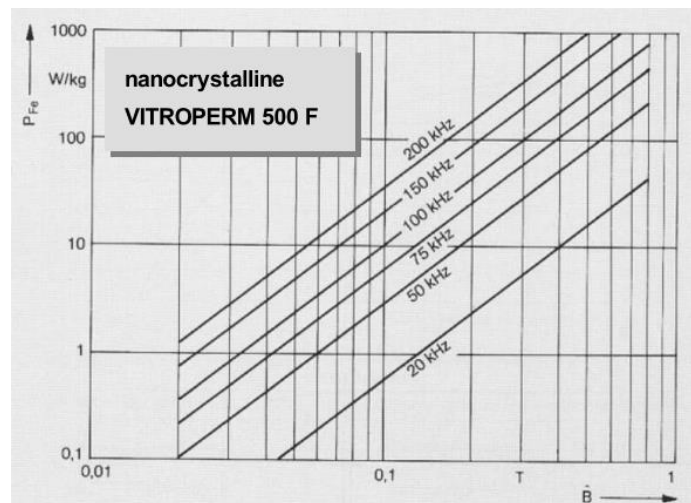


Figure 58: Courbe d'évaluation des pertes du Vitroperm 500F en fonction du flux magnétique pour différentes fréquences de fonctionnement [48].

b. Dimensionnement du transformateur

Le choix du noyau magnétique est l'un des points les plus complexes. Dans ce cas, deux critères entrent en jeu pour la sélection du noyau. Le premier concerne directement le convertisseur. Ici, l'un des objectifs pour la réalisation du transformateur est que

l'inductance de fuite (correspondant à l'inductance série du circuit résonant) ne dépasse pas 1 μH . Le deuxième critère est lié à une marge de sécurité en relation avec la question de l'isolation électrique (entre primaire et secondaire, mais aussi entre secondaire et noyau). En effet, on souhaite pouvoir réaliser une isolation de 100 kV entre primaire et secondaire comme le montre la partie 1 de ce chapitre.

La première étape relative à la sélection du noyau magnétique consiste à choisir un modèle de noyau capable de respecter une valeur adéquate de K_{gfe} , définie comme étant la constante géométrique du noyau. Cette constante peut être calculée de deux manières différentes :

- soit à l'aide des caractéristiques électriques du transformateur,
- soit par rapport à la géométrie de son noyau.

L'objectif est de définir la valeur minimale de cette constante grâce au cahier des charges du transformateur et, ensuite, d'évaluer la capacité d'un modèle de noyau à respecter cette valeur de constante calculée.

Le calcul de K_{gfe} est réalisé à l'aide de l'équation (1) :

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \cdot \varphi^2 \cdot I_{rms}^2 \cdot k^{\frac{2}{\beta}}}{4 \cdot K_u \cdot (P_{tot})^{\frac{\beta}{\beta+2}}} \quad [49] \quad (1)$$

Où φ correspond au flux magnétique (en Volt.seconde ou V.s) et est défini par la relation(3)). Le primaire du transformateur étant soumis à un signal sinusoïdal, la valeur du flux magnétique se calcule sur la demi-période du signal (cette dernière vaut $2,5 \times 10^{-6}$ s)

$$\varphi = \int_0^{2,5 \times 10^{-6}} V_{in}(t) \cdot dt \quad (2)$$

La valeur φ est égale à $1,6 \times 10^{-3}$ V.s.

Quant aux autres variables, I_{rms} est le courant efficace au primaire, k est la constante de perte du noyau ($1,19 \times 10^{-6}$ W/cm³). Le paramètre ρ correspond à la résistivité du cuivre ($1,7 \times 10^{-8}$ $\Omega \cdot \text{cm}$), K_u est le facteur de remplissage défini en Figure 61 [49] (pour la réalisation d'un transformateur haute tension, ce critère doit être compris entre 0,05 et 0,2) et P_{tot} est la puissance dissipée admise pour le transformateur défini au niveau du

cahier des charges (5 % de la puissance totale, c'est-à-dire 500 W). La variable β (2,19) est une constante propre au matériau. Pour les calculs préliminaires, la valeur de K_u est prise à 0,2 (valeur la plus contraignante).

Pour qu'un noyau sélectionné puisse fonctionner pour la réalisation du transformateur résonant, il faut que le paramètre K_{gfe} soit supérieur à $1,98 \times 10^{-5}$.

Une fois la valeur minimale calculée, il faut choisir un noyau magnétique qui respectera ce critère à partir de la relation (3) :

$$K_{gfe} \geq \frac{W_A \cdot A_c^{\left(\frac{2(\beta-1)}{\beta}\right)}}{(MLT) \cdot l_m^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}} \cdot \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right]^{-\frac{\beta+2}{2}} \quad [49] \quad (3)$$

Où A_c (cm²) est la section du noyau, W_A (cm²) est l'aire de la fenêtre du noyau, MLT est la longueur moyenne par tour (cm) et l_m équivaut au parcours moyen du flux dans le noyau (cm).

Différents noyaux respectent cette condition, toutefois à l'aide du critère d'isolation électrique imposé durant le développement du modulateur AGIR1 (pour 100 kV), il a été décidé de choisir le noyau T60102-L2198-W160 de chez Vacuum Schmelze [48] dont les caractéristiques sont présentées en Figure 59.

Pour ce noyau :

- $A_c = 11,692$ cm²,
- $W_A = 34,5$ cm²,
- $MLT = 13,84$ cm
- $l_m = 37,4$ cm.

La relation (3) permet de déterminer que ce noyau possède une constante géométrique K_{gfe} égale à $1,84 \times 10^{-4}$ dont la valeur est supérieure à celle imposée par les paramètres électriques du transformateur.

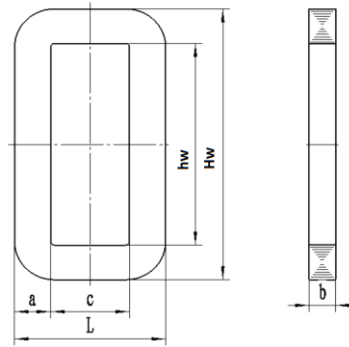


Figure 59 : Modèle du noyau.

Tableau 10 : Dimensions du noyau T60102-L2198-W160 de chez Vacuum Schmelze[48].

a	37,6mm
b	31,6mm
c	30mm
hw	118mm
Hw	198mm
L	115mm
A_c , section efficace du noyau	7,95cm ²

Le dimensionnement du nombre d'enroulements peut se faire avec la relation (7).

$$N_1 = \frac{\varphi}{2 \times \Delta B \times A_c} [49] \quad (4)$$

Où ΔB (T) correspond à la valeur de la densité de flux magnétique. Lors de son fonctionnement, un transformateur est soumis à deux types de pertes : les pertes magnétiques sur le noyau et les pertes en conduction. Ainsi, il faut une valeur ΔB optimisée pour assurer un bon compromis entre pertes magnétiques et pertes en conduction afin de diminuer les pertes au niveau du transformateur.

Si ΔB est faible, les pertes sont essentiellement des pertes en conduction et a contrario plus la valeur de ΔB est grande, plus les pertes magnétiques sont grandes (ce principe est présenté dans le graphique de la Figure 60).

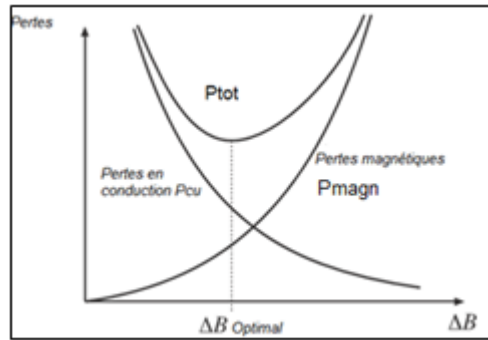


Figure 60 : Courbe d'optimisation des pertes du transformateur [13].

Avec le modèle de noyau choisi, il est possible de calculer la valeur de ΔB grâce à l'équation (5). Cette valeur doit être la plus proche possible de 0,35 T pour le noyau choisi. Cela indique donc que le nombre de tours sur le primaire avec l'équation (4), N_1 est égal à 3 tours.

$$\Delta B = \left[\frac{\rho \cdot \varphi^2 \cdot I_{tot}^2}{2K_u} \cdot \frac{(MLT)}{W_A \cdot A_c^3 \cdot l_m} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{gfe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \quad [49] \quad (5)$$

Le rapport de transformation m du transformateur vise à obtenir une augmentation de la tension de 1 kV à 10 kV en utilisant un rapport 10, il y a donc 30 tours au secondaire.

Une fois que le nombre d'enroulements est défini, la dernière étape passe par le calcul du facteur de remplissage (K_u) afin de vérifier qu'il correspond bien à la valeur prise en compte au début. Il est impératif que la valeur calculée de K_u permette de respecter le critère d'isolation électrique fixé à 100 kV. Le calcul de ce facteur se fait à l'aide de la relation (6).

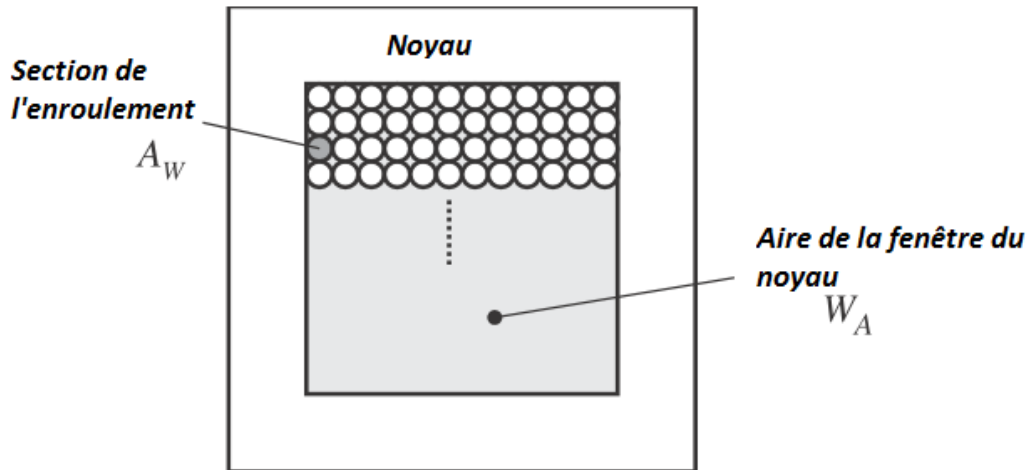


Figure 61 : Caractérisation du facteur de remplissage [49].

$$K_u = \frac{N_1 \cdot S_{pri} + N_2 \cdot S_{sec}}{W_A} \quad (6)$$

Dans cette équation N_1 et N_2 représentent respectivement les nombres de tours au primaire et au secondaire. S_{pri} et S_{sec} correspondent à la section de chacun des enroulements et dont la caractérisation est faite plus bas et W_A correspond à l'aire de la fenêtre du noyau. Avec les éléments définis durant ce dimensionnement, le modèle de transformateur établi permet d'obtenir un facteur de remplissage K_u égal à 0,06 qui est bien compris entre 0,05 et 0,2.

Du point de vue de la réalisation mécanique, le rayon de chaque enroulement est fixé de manière à correspondre au critère d'isolation électrique entre enroulements, le réglage de l'inductance de fuite ne dépend ainsi que de la hauteur d'enroulement. La différence de potentiel entre l'enroulement primaire et le noyau ne dépasse pas 1 kV. L'isolant est donc construit en utilisant un procédé d'impression 3D à base de PLA (Acide Polylactique). Ce polymère a une rigidité diélectrique DC de 20 kV/mm, ainsi une épaisseur de 1 mm est suffisante pour assurer à la fois l'isolation et la rigidité mécanique de l'ensemble (notée W_b dans la figure 62).

Concernant l'isolation entre primaire et secondaire, la distance entre enroulements est imposée par le critère concernant l'isolation électrique montré plus tôt. Concernant l'isolation entre primaire et secondaire, la distance entre enroulements est imposée par le critère concernant l'isolation électrique montré plus tôt. À partir des essais

mentionnés dans la partie 1 de ce chapitre, il convient d'utiliser du POM ayant une rigidité diélectrique DC de 38 kV/mm. Avec ce matériau, les simulations expérimentales ont montré qu'avec une épaisseur de 6 mm, il est possible d'assurer un bon fonctionnement pour ce type de contraintes temporelles. Les essais présentés dans le chapitre IV permettront de valider ce choix en récurrent.

Intéressons-nous maintenant aux pertes. Les pertes magnétiques sont directement liées à la fréquence de fonctionnement et au champ magnétique. Ces pertes peuvent être évaluées à partir de l'équation empirique de Steinmetz [50] (équation 7).

$$P_{magn} = kf^{\alpha} \hat{B}^{\beta} \quad (7)$$

Où k , α et β sont les coefficients de Steinmetz du Vitroperm 500F (avec $k = 1,19 \times 10^{-6}$, $\alpha = 1,747$ et $\beta = 2,19$), f correspond à la fréquence de travail (en Hertz), P_{magn} est exprimé en Watt/m³ et B en Tesla. Pour le volume donné, les pertes magnétiques pour ce noyau s'élèvent à 500 W pour une impulsion de 1 MW.

En ce qui concerne les pertes en conduction, elles dépendent directement de la nature des conducteurs. En effet, travailler à une fréquence de 200 kHz provoquerait un effet de peau important pour les conducteurs traditionnels. Nous avons donc choisi d'utiliser des fils de Litz. Ces fils ont la particularité d'être composés par une association de nombreux brins isolés entre eux et le tout étant entouré par une couche d'isolant (comme le Nylon ou le Kapton). Pour travailler à des fréquences entre 150 kHz et 250 kHz, il est conseillé d'utiliser des brins d'un diamètre de 71 μm [52]. Il est donc nécessaire de calculer le nombre de brins nécessaires pour pouvoir supporter le courant sur chaque enroulement (1,2 kA sur le primaire et 120 A sur le secondaire).

En considérant qu'un câble de 1 mm² est dimensionné pour un courant efficace de 10 A, les enroulements seront donc composés pour le primaire d'un fil de 2500 brins de 71 μm et un câble de 250 brins de 71 μm pour le secondaire.

Le calcul de ces pertes se fait selon la relation de calcul de la résistance d'un fil en

(8)

$$R_{brin} = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (8)$$

Où R_{brin} (en Ω) correspond à la résistance d'un brin de $71\mu\text{m}$, ρ est la résistivité du cuivre ($1,7 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$), l (en m) la longueur du fil sur chaque enroulement et S (en m^2) la section d'un brin.

Après avoir calculé la résistance d'un brin, il est possible d'évaluer la résistance de chaque câble qui constituera chacun des enroulements. En ramenant la résistance d'un brin sur un câble de 2500 brins (primaire) et un câble de 250 brins (secondaire). La résistance du primaire est de $1,4 \text{ m}\Omega$ et celle du secondaire est égale à $160 \text{ m}\Omega$. Par calcul, les pertes en conduction sont évaluées à $4,3 \text{ kW}$ pour une impulsion de 1 MW .

Ainsi, les pertes totales lors d'un fonctionnement à puissance nominale du transformateur sont estimées à $4,8 \text{ kW}$ pour une puissance de 1 MW crête, ce qui correspond à des pertes totales inférieures à $0,5 \%$.

c. Estimation des éléments parasites

L'inductance de fuite est le paramètre le plus influent pour faire fonctionner le convertisseur dans des conditions optimales. La distance entre les enroulements étant imposée, le seul paramètre permettant l'ajustement de l'inductance de fuite à $1 \mu\text{H}$ est la hauteur d'enroulement (h_b). Cette hauteur peut être déterminée selon l'équation 9.

$$L_{\sigma} = \frac{\mu_0 \times N_1^2 \times \pi \times (R_2^2 - R_1^2)}{h_b} \quad [49] \quad (9)$$

Où h_b (en m) correspondant à la hauteur d'enroulement secondaire, μ_0 à la perméabilité du vide ($\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-2}$) et R_1 (m) et R_2 (m) au rayon d'enroulement du primaire et du secondaire respectivement égaux à $31,6 \text{ mm}$ et $37,6 \text{ mm}$ pour ce transformateur.

Par calcul, la hauteur d'enroulement doit être aussi proche que possible de 60 mm pour que l'inductance de fuite se rapproche de $1 \mu\text{H}$. Cette hauteur est compatible avec h_w (118 mm) correspondant à la hauteur de la fenêtre intérieure du noyau.

Comme il a été vu en II.3, les capacités parasites (en particulier C_{ps} , la capacité parasite entre primaire et secondaire) du transformateur sont intégrées à la capacité C_p du

circuit résonant. Cette dernière peut être calculée grâce à la relation (10) [49]. En considérant que le champ électrique varie linéairement entre les enroulements en raison de l'enroulement cylindrique.

$$C_{ps} = \frac{(m - 1) \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r h_b (R_2^2 - R_1^2)}{3(R_2 - R_1)^2} \quad [49] \quad (10)$$

Où m correspond au rapport de transformation. C_{ps} est égale à 200 pF. En ramenant cela au primaire (20 nF), cette capacité parasite peut être intégrée à la capacité parallèle du convertisseur (150 nF).

Une fois tous les éléments définis, il est nécessaire de valider les résultats obtenus en les intégrant dans une simulation du transformateur et du convertisseur LCC.

d. Simulations électriques

Les simulations électriques du transformateur sont réalisées à l'aide des logiciels GeckoCircuits et GeckoMagnetics [51]. GeckoMagnetics permet de modéliser physiquement le transformateur, intégrant des paramètres liés aux matériaux magnétiques ainsi que la stratégie de bobinage (Figure 75). Ce modèle n'est qu'une approche du transformateur réel, puisqu'il n'est pas possible de choisir la façon dont le bobinage va être effectué avec ce logiciel (cylindrique autour du noyau dans notre cas).

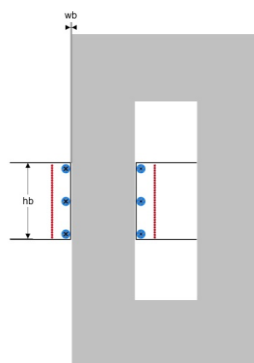


Figure 62 : Stratégie de bobinage qui va permettre de régler $L\sigma$ à $1 \mu H$.

Une fois les caractéristiques du transformateur calculées à l'aide de GeckoMagnetics, elles sont intégrées dans la simulation du convertisseur sous GeckoCircuits (Figure 63).

Ceci permet d'évaluer le comportement d'un transformateur proche du modèle réel pendant le fonctionnement du convertisseur. Il est possible de voir le résultat électrique en observant le courant (1,2 kA) et la tension d'entrée (10 kV) à 200 kHz (Figure 64 (a) et (b)) et l'impulsion de 10 kv de durée 100 μ s (Figure 64 (c) et (d)).

L'étude magnétique (Figure 65) montre l'évolution du champ magnétique durant l'impulsion. Comme le montrent les résultats, le champ magnétique maximal (0,35 T) reste autour de la valeur optimale, soit entre 0,3 T et 0,4 T.

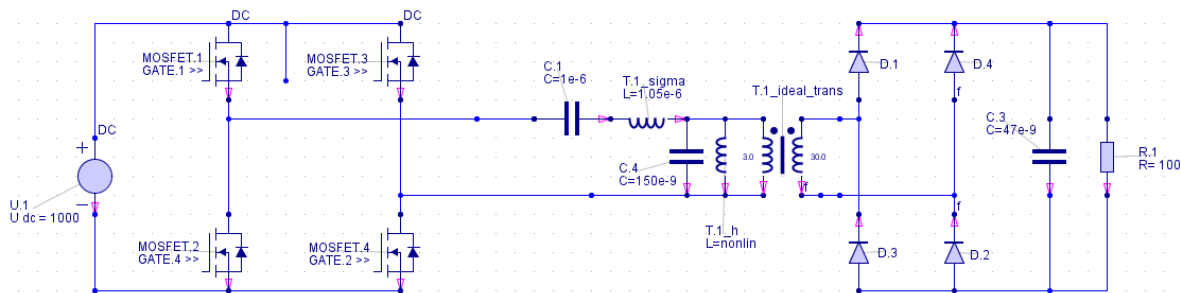


Figure 63 : Schéma électrique sous GeckoCircuits incluant le modèle du transformateur conçu et simulé sous GeckoMagnetics.

Notons que, lors de la simulation, la capacité C_p (nommée C_4 au niveau du schéma) est placée entre l'inductance de fuite L_σ et le transformateur. Cela est possible du point de vue de la simulation, mais n'est pas réalisable physiquement. Pour cette raison, lors de la réalisation, la capacité C_p (divisée par le rapport de transformation au carré) est en réalité positionnée au secondaire du transformateur. Cette modification n'implique en rien une modification au niveau du fonctionnement final du convertisseur.

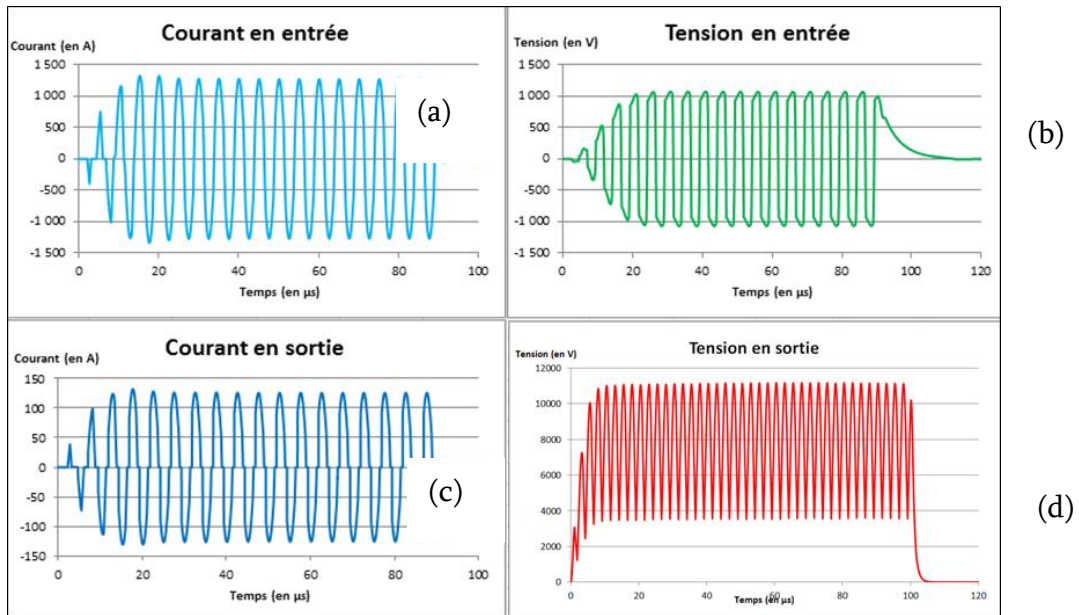


Figure 64 : Courant (a) et tension (b) en entrée du transformateur et courant (c) et tension (d) de sortie du convertisseur.

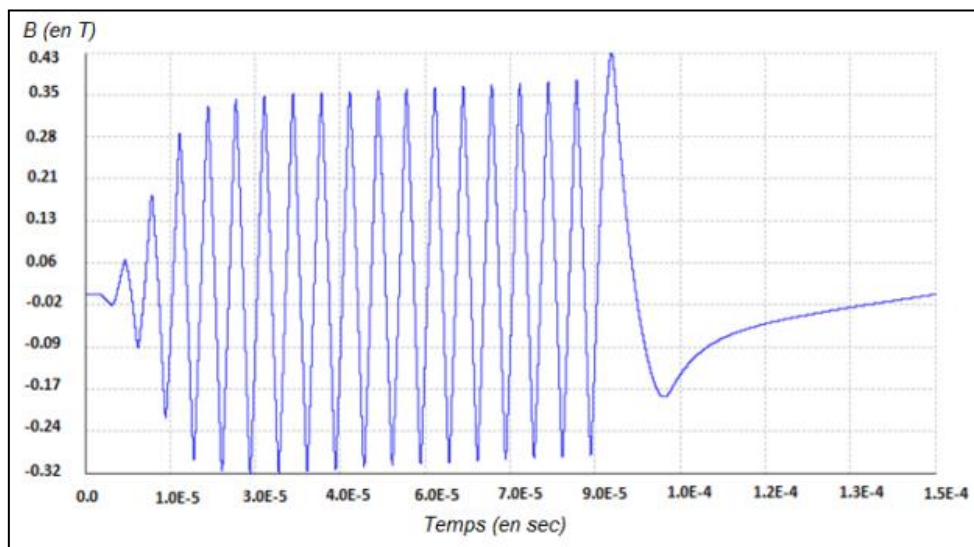


Figure 65 : Simulation du champ magnétique du transformateur.

GeckoMagnetics permet d'évaluer les pertes obtenues lors du fonctionnement. Après simulation, les pertes totales sont estimées à 4,5 kW (4 kW pour les pertes en conduction et 500 W pour les pertes magnétiques) pendant l'impulsion et se situent dans le même ordre de grandeur que celles calculées théoriquement (4,8 kW). La différence entre les calculs et la simulation se situe au niveau des longueurs des fils. En effet, GeckoMagnetics ne permet pas de choisir la forme des enroulements exactement comme ceux qui ont été choisis. Ces pertes restent toutefois inférieures à 0,5 % de la puissance crête. Une fois la conception théorique du transformateur réalisée, il a été physiquement

fabriqué (Figure 66) et intégré dans le convertisseur (Figure 67) afin de comparer les simulations et les résultats expérimentaux.

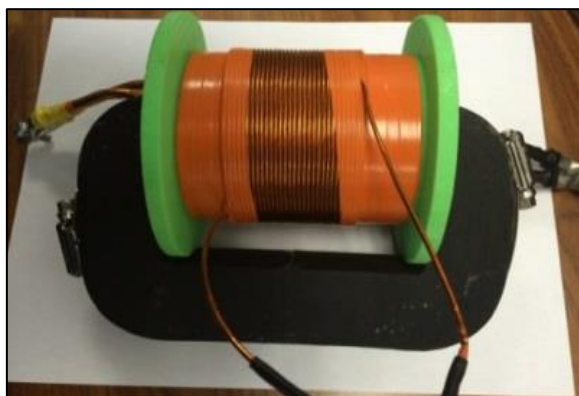


Figure 66: Photographie du transformateur.

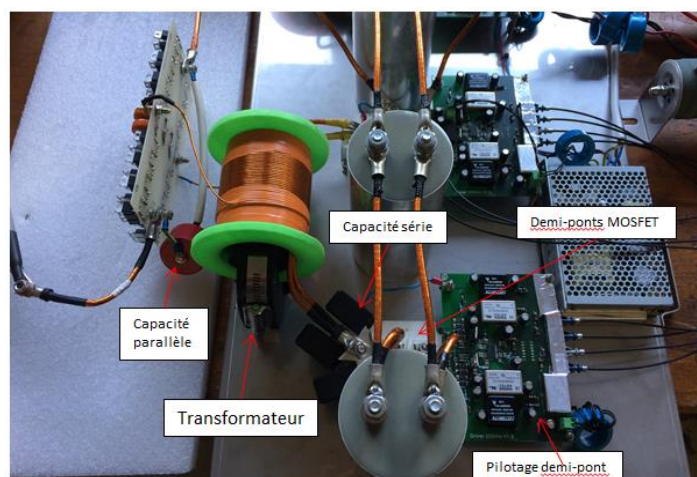


Figure 67: Photographie d'un convertisseur.

Les résultats expérimentaux (Figure 68) montrent des essais préliminaires concernant le convertisseur. Ces premiers essais ont été effectués sur une période plus courte de $30 \mu\text{s}$, cela permet toutefois d'avoir un aperçu de la tension de sortie similaire à la simulation (forme d'onde similaire). Les ondulations de $2,5 \mu\text{s}$ correspondant à la fréquence de 200 kHz obtenues lors des essais sont identiques à la simulation. De plus, il n'est observé aucune saturation du matériau magnétique lors du fonctionnement en récurrent (100 Hz).

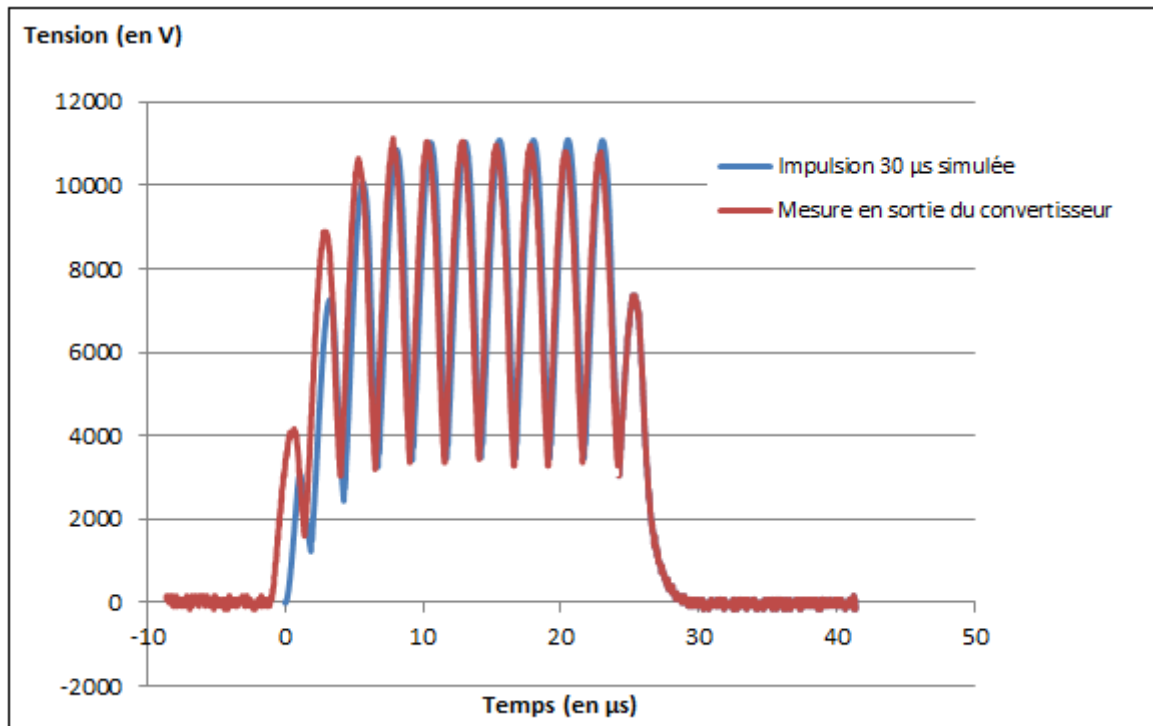


Figure 68 : Comparaison entre la mesure de la tension en sortie du convertisseur et la simulation sur une période de 30 μs (sans capacité de lissage).

Grâce à une mesure réalisée à l'aide d'une caméra thermique, il est possible de voir que le transformateur ne présente que très peu d'échauffement durant ces essais sur de courtes périodes. Toutefois, l'ensemble des transformateurs sera tout de même immergé dans de l'huile avec un système de dissipation thermique pour la réalisation des essais en récurrent de la version finale du modulateur (cf. chapitre IV).

Une fois le modèle d'un convertisseur validé, il paraît important de valider le fonctionnement de l'association des convertisseurs. Une simulation Geckocircuit a été mise en place avant de lancer la réalisation de la totalité des convertisseurs. En Figure 69, il est présenté les résultats d'une association des 12 convertisseurs mis en série Figure 69. La simulation montre une impulsion finale de 100 kV un taux d'ondulation inférieur à la valeur de 5 % fixée par le cahier des charges.

Les résultats expérimentaux sur les 12 convertisseurs sont présentés dans le chapitre IV.

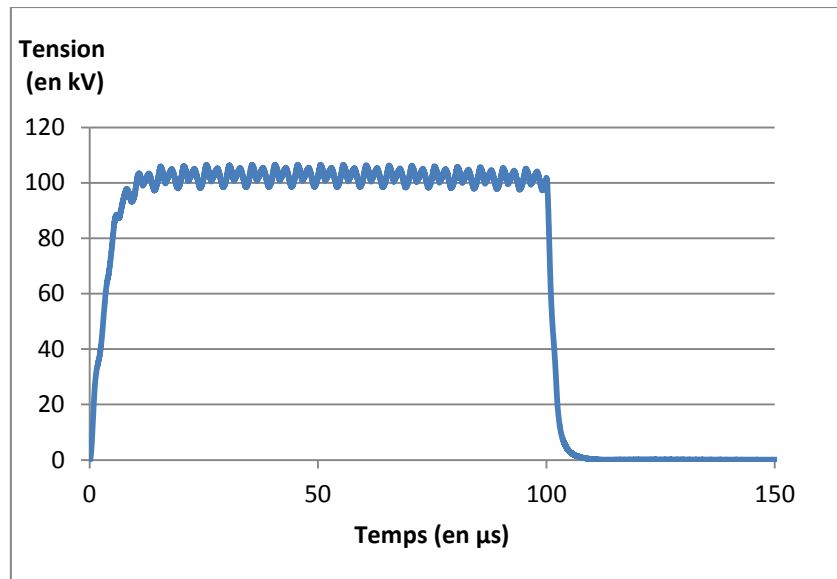


Figure 69 : Simulation de l'association de 12 convertisseurs en série.

III. Dimensionnement du transformateur impulsionnel du modulateur AGIR2

Le modulateur développé dans le cadre d'AGIR2 repose en grande majorité sur le fonctionnement du transformateur impulsionnel à multi-primaires. Il doit assurer le transfert et l'amplification de l'impulsion jusqu'à la charge. Afin d'obtenir une impulsion dont le temps de montée (400 ns) et le plat d'impulsion (5 %) soit en accord avec les objectifs fixés initialement sur le transformateur, il est important :

- que l'impulsion transmise à chacun des primaires possède a minima les caractéristiques de l'impulsion souhaitée au secondaire (Chapitre III partie 1),
- que le décalage temporel entre les impulsions appliquées sur les primaires du transformateur, soit inférieur à 40 ns (Chapitre III partie 2),
- que le transformateur impulsionnel soit capable d'amplifier l'impulsion jusqu'à la charge sans affecter les caractéristiques temporelles de l'impulsion.

Cette partie a pour objectif de présenter l'étude de ce transformateur. La première étape de ce processus vise à caractériser la valeur des éléments parasites (inductance de fuite et capacités parasites) du transformateur qui n'impacteront pas l'allure de l'impulsion lors de l'amplification. L'objectif est ensuite de dimensionner un transformateur qui respecte les critères énoncés dans la première partie. Le modèle est alors évalué de

manière théorique (calcul des éléments parasites, des pertes, etc...) pour s'assurer du respect des critères initiaux. Enfin, cette étude théorique est couplée à différentes simulations afin de valider le bon fonctionnement du transformateur modélisé.

1. Rappel sur le fonctionnement du modulateur AGIR 2

Comme il l'a été vu dans le chapitre I, le modulateur AGIR2 (Figure 70) repose sur l'utilisation d'un transformateur impulsionnel à quatre primaires. Le modulateur est composé :

- d'un convertisseur AC-DC : 230 V -> 800 V,
- d'un convertisseur DC-DC LCC résonant (800V – 10 kV à 70 kHz) dont le fonctionnement est identique à celui développé dans le cadre du modulateur AGIR1. Celui-ci est suivi par un multiplicateur de tension de type Greinhacher qui permet de fournir la tension continue 40 kV nécessaire pour la charge des condensateurs,
- ces condensateurs sont associés à des inductances. Le tout est agencé de manière à réaliser deux lignes de mise en forme de type BLUMLEIN, afin de créer l'impulsion 40 kV/1 μ s,
- d'un système de déclenchement synchronisé,
- d'un transformateur impulsionnel 40 kV -> 600 kV à quatre primaires.

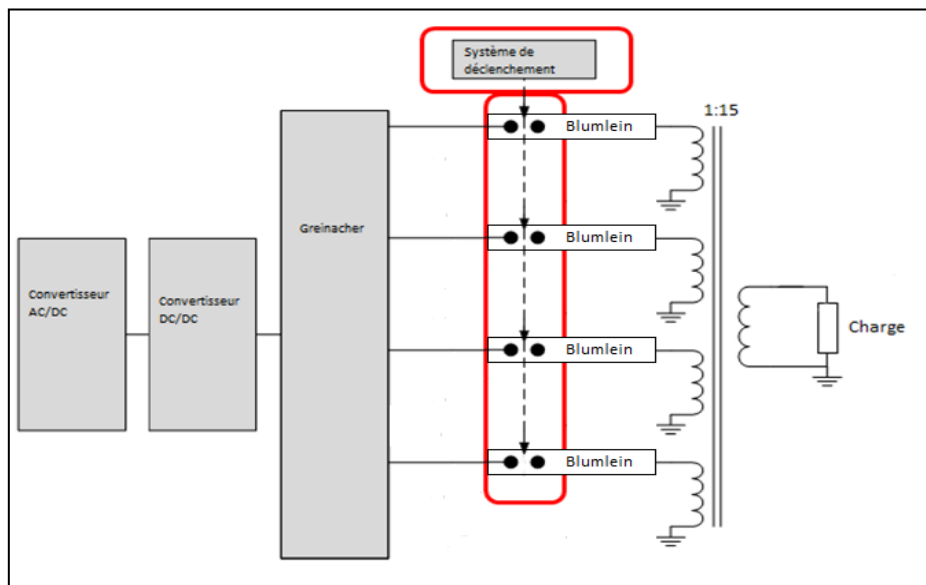


Figure 70 : Synoptique du modulateur AGIR2.

Ce transformateur impulsionnel est donc l'organe principal autour duquel s'architecture le fonctionnement du modulateur, car il doit permettre l'amplification de l'impulsion, sans déformation, jusqu'à la charge adaptée.

2. Conception du transformateur

L'utilisation d'un transformateur est quelque chose de fréquent qu'il s'agisse de transformateurs résonants [41],[35] ou bien impulsionnels [53] lors de la mise en place d'un système reposant sur les HPP. Le dimensionnement reste tout de même un procédé souvent complexe.

Il est présenté au niveau du tableau 11, les caractéristiques définies par le cahier des charges du transformateur impulsionnel. Ces données servent de point de départ pour cette étude.

Tableau 11. Cahier des charges du transformateur impulsionnel.

Tension d'entrée V_{in}	40 kV
Courant d'entrée	16 kA
Tension de sortie V_{out}	600 kV
Courant de sortie	4300 A
Fréquence de répétition	10 Hz
Puissance crête de sortie P_{out}	1 GW
Temps de montée (0-90%) t_r	< 400 ns
Plat d'impulsion ΔV	< 5 %
Rapport de transformation m	15
Pertes admissibles	< 5 %

Comme le montre la publication [53], la première étape concernant le dimensionnement d'un transformateur consiste à définir les paramètres de l'impulsion rectangulaire. Il s'agit de calculer les éléments parasites maximums (inductance de fuite et capacités parasites) à mettre en œuvre pour que l'impulsion soit le moins altérée possible lors de la transmission de l'impulsion sur la charge.

Une fois ces paramètres calculés, il est nécessaire de définir le matériau à utiliser. Dans le cas présent, les critères de sélection se basent sur le choix d'un matériau capable de fonctionner avec des fréquences très élevées (induites par le faible temps de montée de l'impulsion) couplées à des faibles pertes magnétiques et possédant une saturation haute afin de permettre le passage du plat de l'impulsion.

Suite à cela, il est possible de dimensionner le transformateur. Celui-ci est étudié en vue d'un fonctionnement aux objectifs visés du le cahier des charges (600 kV). Une attention particulière est faite quant à la tenue diélectrique entre primaire et secondaire à partir de l'étude d'isolation présentée dans la première partie de ce même chapitre.

a. Caractérisation de l'impulsion rectangulaire

Cette étude se base sur la publication [53] qui présente la démarche à mettre en œuvre pour le dimensionnement d'un transformateur d'impulsion avec des temps de montée rapides (quelques centaines de nanosecondes). La première étape consiste à évaluer les paramètres maximums d'inductance de fuite et de capacité parasite admissibles au niveau du transformateur. En effet, ces derniers impactent directement le temps de montée de l'impulsion et la qualité du plat (en particulier l'overshoot).

Une impulsion rectangulaire est définie selon trois éléments majeurs : la qualité de son plat (essentiellement en rapport avec le taux d'ondulation ΔS_{max} et l'overshoot ΔV_{max}), son temps de montée (T_r) et sa durée (T_p) comme le montre la figure 71.

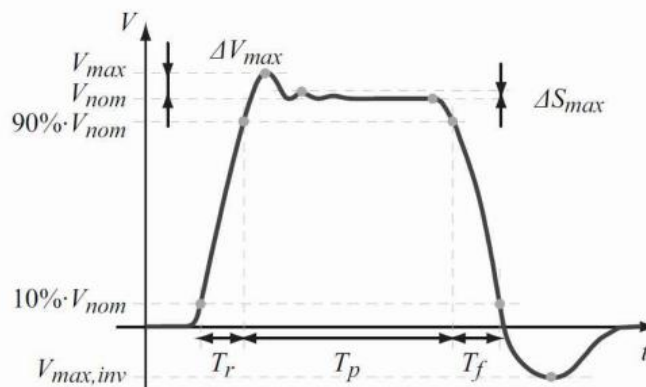


Figure 71 : Caractérisation des paramètres d'une impulsion rectangulaire [53].

En connaissant cela et à partir du tableau 11, il est possible de définir le paramètre σ , comme étant le coefficient d'amortissement de l'impulsion, et dépendant uniquement du temps de montée et de l'overshoot souhaités sur l'impulsion transmise par le transformateur. Le transformateur se comporte comme un circuit « RLC » durant le front de montée, où R est l'impédance du système (i.e Rload), L correspond à l'inductance de

fuite du transformateur (i.e. L_σ) et C est donné par les capacités parasites (i.e. C_p) et en particulier la capacité parasite entre primaire et secondaire ramenée au primaire (i.e. C_{ps}).

Il est important de définir les bonnes valeurs d'inductance de fuite (L_σ) et de capacités parasites (C_p). Dans le cas d'un transformateur où l'impulsion est générée par la fermeture et l'ouverture de commutateurs IGBT, il est important de qualifier le coefficient d'amortissement induit par ce système « RLC » pour assurer un respect des objectifs de l'impulsion. Le choix du facteur sigma se fait par calcul avec les relations (11) et (12) est définie la valeur des éléments à mettre en œuvre.

$$2 R_{load} \cdot \sigma = \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_d}} \quad (11)$$

$$T_r = 2\pi \cdot T_{10\%-90\%} \cdot \sqrt{L_\sigma \cdot C_d} \quad (12)$$

Où R_{load} est la valeur de la charge en sortie du transformateur (ici 360 Ω suivant le dimensionnement présenté dans la présentation des architectures de la partie III du Chapitre I), T_r est le temps de montée maximum de l'impulsion (400 ns) et $T_{(10\%-90\%)}$ correspond au temps en valeur normalisée entre 10% et 90% du temps de montée (0,32).

Toutefois, dans le cas de ce modulateur, il y a une différence majeure à considérer vis-à-vis du dimensionnement de la publication [53]. En effet, l'impulsion transmise au niveau des primaires du transformateur est générée par un système de ligne de mise en forme de type BLUMLEIN. Ce système étudié dans la partie I du chapitre III, est dimensionné pour calibrer directement l'impulsion envoyée selon le cahier des charges (i.e. avec un overshoot inférieur à 5 % et un front de montée inférieur à 400 ns). Il faut mettre en œuvre un transformateur capable de laisser passer le front de montée de l'impulsion sans le dégrader. Selon la relation (12), le dimensionnement doit laisser une certaine marge de manœuvre au niveau des valeurs de l'inductance de fuite et des capacités parasites. La contrainte est donc de mettre en œuvre un transformateur dont le produit de L_σ par C_p est inférieur à $4,3 \times 10^{-14}$. L'avantage de cette méthode est lié au fait que si la valeur de la capacité est plus grande que celle requise dans le cas d'un

transformateur attaqué par une impulsion calibrée, un ajustement est possible au niveau de la valeur de l'inductance.

b. Choix du matériau magnétique

Une fois que les paramètres optimaux pour la réalisation de l'impulsion ont été définis, il est nécessaire de choisir le matériau magnétique à utiliser. Il faut choisir un matériau ayant une perméabilité magnétique relative (μ_r) et une densité de flux magnétique de saturation (B_{sat}) élevées. De plus, en raison de la fréquence de fonctionnement (induite par le front de montée, ici de l'ordre de 1 MHz), il est important que le matériau induise peu de pertes magnétiques. Ainsi, il est choisi d'utiliser le Metglas 2605SA1, qui respecte ces critères ($B_{sat} = 1,56$ T et $\mu_r = 45\ 000$). Les caractéristiques du Metglas sont présentées en Figure 72.

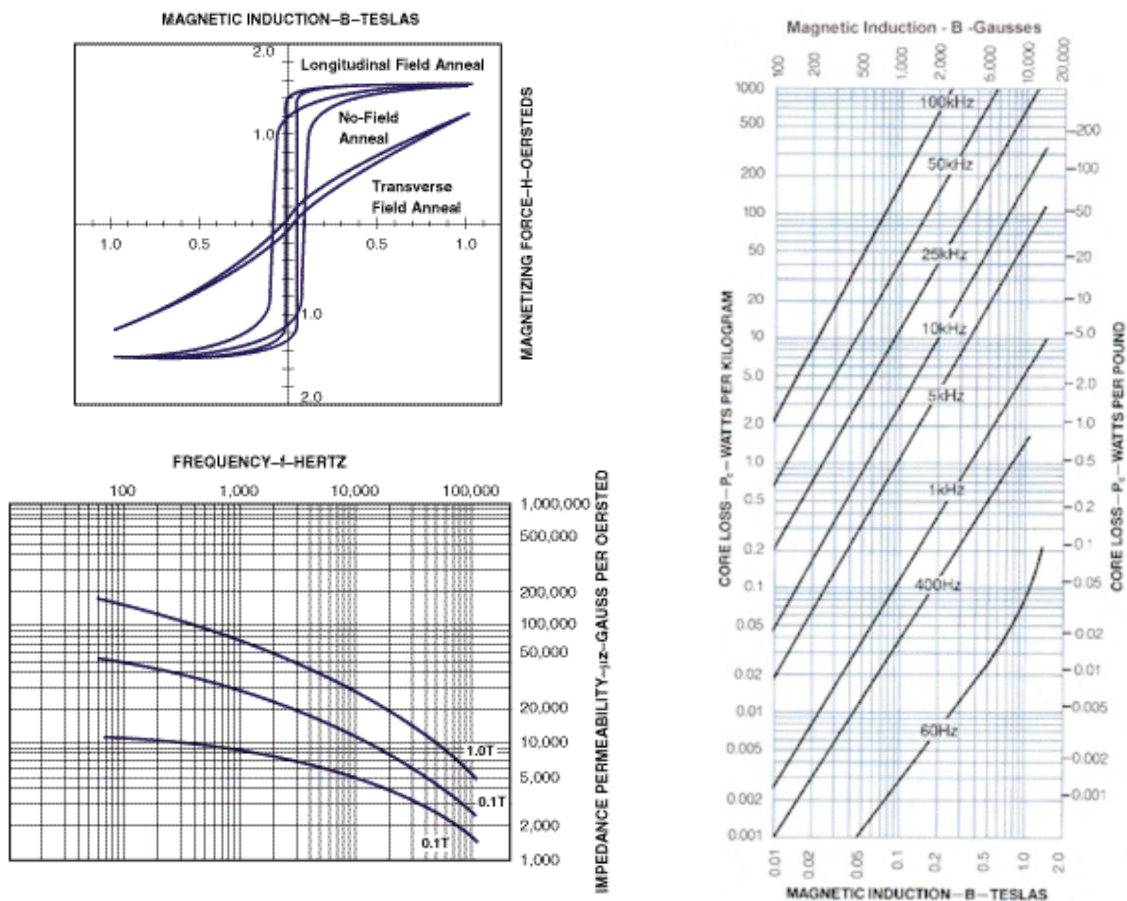


Figure 72: Caractéristiques du Metglas 2605SA1 [54].

c. Dimensionnement du noyau

Le circuit magnétique doit être capable de transmettre l'impulsion de l'enroulement primaire vers l'enroulement secondaire. Il faut que la section du noyau soit suffisamment grande afin que le matériau ne sature pas durant le passage de l'impulsion et que cette dernière soit entièrement transmise à la charge.

Il est possible selon l'étude [53], de dimensionner ce transformateur en utilisant une simplification des calculs. En effet, le transformateur à quatre primaires et un secondaire peut être vu comme étant l'association de quatre transformateurs séparés à un primaire et un secondaire (où le secondaire correspond au quart du secondaire du transformateur multi-primaires).

Le dimensionnement du noyau se fait grâce à la relation (4) liant le nombre d'enroulements primaire à la section du noyau. Il s'agit de trouver un bon compromis afin d'avoir un noyau avec une section suffisamment grande pour fonctionner avec des impulsions de 40 kV / 1 μ s tout en maintenant un nombre de spires raisonnable afin de ne pas augmenter la valeur de l'inductance de fuite (cette dernière est proportionnelle au carré du nombre de spires). Le nombre de spires au primaire a donc été fixé à 4. À partir de là, il est possible de calculer la section du noyau magnétique A_c avec la relation (4) liant le flux magnétique à la section du noyau :

$$N_1 = \frac{\varphi}{\Delta B \times A_c} \quad (4)$$

Où φ correspond au flux magnétique (en Volt.seconde ou Weber Wb), ΔB (T) est la valeur de la densité de flux magnétique (le circuit magnétique ne fonctionnant qu'avec des impulsions rectangulaires, la valeur de ΔB peut donc être égale à $B_{sat} = 1,56$ T, toutefois pour s'assurer que la valeur reste en dessous de 1,56 T il est choisi de viser une valeur de 1,30 T maximum, pour être sûr que le matériau magnétique ne sature pas avec l'overshoot de 5 %).

La valeur de φ se calcule à partir de l'intégrale de la tension en entrée du transformateur (40 kV pendant 1 μ s) en rapport avec la relation de l'équation (2). La valeur φ est égale à 0,04 V.s (ou 40 mWb).

Ainsi en incluant la valeur de φ au niveau de la relation (16), la section doit être supérieure à $76,9 \text{ cm}^2$ pour éviter la saturation du transformateur.

Le rapport de transformation (m) du transformateur équivalent vise à obtenir une augmentation de la tension de 40 kV à 150 kV (correspondant au quart de la tension de 600 kV visée pour l'impulsion finale), il y a donc 15 spires au secondaire de chaque transformateur équivalent, soit 60 au total au secondaire du transformateur global.

La réalisation des enroulements peut se faire de manière conique ou cylindrique autour du noyau. Le choix de la première structure est en général privilégié pour minimiser l'inductance de fuite du transformateur. Toutefois, du fait de la complexité de réalisation mécanique de cette pièce, notre choix s'est porté sur une structure cylindrique qui permet néanmoins de respecter la valeur de l'inductance de fuite pré-définie.

Pour la réalisation de la pièce isolante entre noyau et primaire, il est difficile de mettre en œuvre une pièce usinée. La topologie permettant l'enroulement cylindrique autour du noyau requiert l'usinage d'une partie rectangulaire à l'intérieur de la pièce ayant la forme du noyau (figure 73 (b)). Etant données les dimensions et en particulier la hauteur de la pièce (200 mm), un tel usinage requerrait une découpe à base de jet d'eau. Sur de telles longueurs, il n'est pas possible de garantir une réalisation sans déformations. Une solution consiste donc à mettre en œuvre la pièce grâce à un procédé d'impression 3D. Les matériaux les plus couramment utilisés sont le PLA (Acide Polylactique) et l'ABS (présenté plus haut). Le choix se porte donc sur l'utilisation du PLA. Ce matériau est le plus utilisé pour la réalisation de pièce plastique à l'aide d'impression par fil. Il présente l'avantage d'être imprimé avec de faibles températures. De plus il s'agit d'un matériau biosourcé et bio-compostable qui n'induit aucune fumée toxique durant l'impression (contrairement à l'ABS), car il est fait à base d'amidon. Un des critères principaux de sélection de ce matériau est lié au fait qu'il permet de réaliser des pièces imprimées plus proche du modèle 3D conçu en CAO, car il possède très peu de retrait lors de l'impression. Ce point est très important dans le cadre de la réalisation de la pièce isolante entre noyau et primaire.

La tension entre l'enroulement primaire et le noyau est de 40 kV. Ainsi, avec le PLA qui possède une rigidité diélectrique théorique continue de 20 kV/mm lorsqu'il est usiné, une épaisseur minimale de 2 mm serait suffisante pour la tenue en tension et la rigidité mécanique de la pièce isolante. Toutefois, l'impression 3D laisse la place à des orifices au niveau de la pièce qui doivent se combler lors de l'immersion dans l'huile. Ainsi, on peut espérer que l'association du PLA et de l'huile soit suffisante pour avoisiner la rigidité diélectrique théorique de 20 kV/mm. La zone critique correspondant à cette épaisseur de 2 mm (entourée en noir dans la Figure 73 (a)) représente la distance entre le coin du noyau et l'enroulement primaire.

Chaque primaire est enroulé autour de cette pièce en parallèle et un espace est laissé entre chaque jeu de spires (2 cm afin d'éviter les claquages inter-spires).

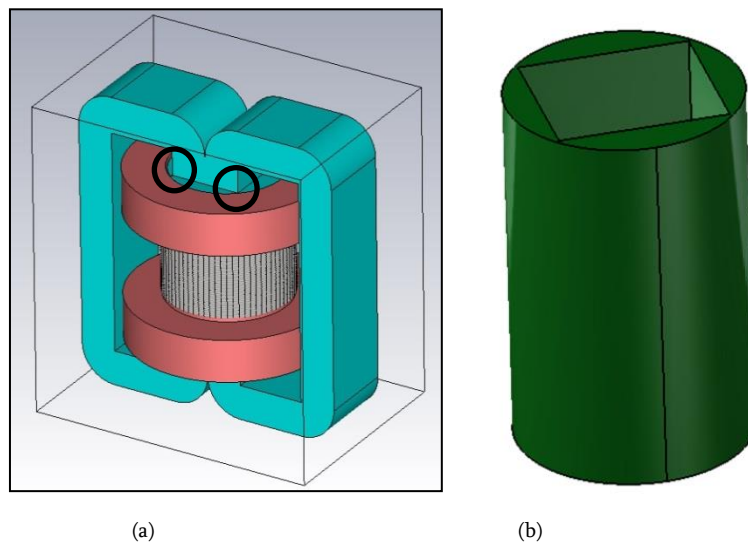


Figure 73 : Visualisation de la distance critique entre le noyau et l'enroulement primaire (a) et modélisation 3D de la pièce assurant l'isolation.

Concernant l'isolation entre primaire et secondaire maintenant, la distance entre enroulements est imposée par la tenue diélectrique de 600 kV ; toutefois, comme indiqué dans la partie 1, l'objectif premier est de respecter les objectifs garantis. Il s'agit donc de valider a minima un fonctionnement pour une tension de 300 kV en sortie. Les essais mentionnés dans la partie 1 ont montré que le Cestilène est privilégié du fait de sa rigidité diélectrique élevée. Les essais impulsions menés sur cette matière polymère ont montré qu'une épaisseur de 5 mm minimum est requise pour un fonctionnement avec des tensions de 300 kV / 1 μ s.

L'isolation entre le secondaire du transformateur et son noyau est réalisée avec de l'huile minérale ayant une tenue diélectrique de 120 kV/mm pour des impulsions ayant un front proche de la microseconde. Il est donc nécessaire de laisser une distance de 50 mm entre l'enroulement secondaire et le bord du noyau extérieur afin d'éviter tout problème. Cette distance permet aussi de mener des tests sur le transformateur à des plus bas niveaux de tension dans l'air. L'ensemble des dimensions du noyau magnétique est présenté en Figure 74 et dans le tableau 12.

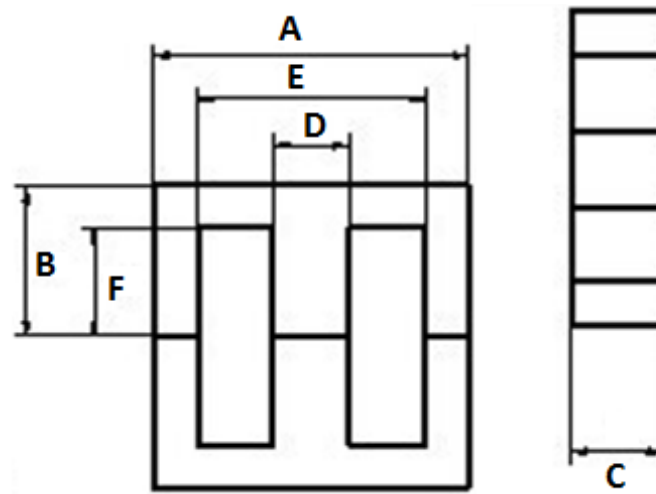


Figure 74 : Dimensions du noyau magnétique.

Le noyau magnétique doit être divisé en trois noyaux de 30 mm sur sa largeur. En effet, le Metglas étant réalisé par la combinaison de tôles feuilletées (fines feuilles collées les unes aux autres). Il est indispensable de réaliser cette lamination du matériau magnétique pour éviter que des claquages aient lieu au niveau du noyau magnétique, car de forts courants de Foucault importants sont induits durant le passage de l'impulsion

Tableau 12. Dimensions du noyau magnétique (en mm)

A	320
B	155
C	90
D	90
E	230
F	110

d. Calcul des pertes

Au vu des puissances visées, que ce soit crêtes (1 GW) ou bien moyennes (10 kW), le fonctionnement de ce transformateur va engendrer à la fois des pertes en conduction au niveau des enroulements et des pertes fer au niveau du noyau magnétique.

Dans le cas des pertes magnétiques, celles-ci sont engendrées principalement durant le front de montée de l'impulsion. En effet, un front de 400 ns implique un spectre de fréquence s'approchant de 1 MHz. Les pertes magnétiques peuvent ainsi être calculées à partir de la relation empirique de Steinmetz [50] (équation 7).

$$P_{magn} = kf^{\alpha} \hat{B}^{\beta} \quad (7)$$

Les coefficients de Steinmetz du matériau Metglas k, α et β valent respectivement 2×10^{-4} , 1,5 et 1,8. Pour un noyau de 27 kg, les pertes magnétiques s'élèvent à 12 MW pour une impulsion de 1 GW, soit 1,2 %.

Quant aux pertes en conduction, du fait des hautes fréquences mises en jeu, l'utilisation de fils de Litz a été privilégiée. L'ensemble des brins composant ces fils est entouré par un isolant (Nylon ou Kapton). Pour travailler à des fréquences approchant le Mégahertz, il est conseillé d'utiliser des brins d'un diamètre de 40 μm (AWG46) [52].

Il faut ensuite calculer le nombre de brins nécessaires pour pouvoir supporter le courant maximal sur chaque enroulement (16 kA sur le primaire et 300 A sur le secondaire). Avec des impulsions de 1 μs et une fréquence de répétition de 10 Hz, le rapport cyclique est égal à 1/10 000. Grâce à ce ratio, il est possible de calculer les courants efficaces au niveau du primaire et du secondaire. Ces courants sont égaux à 1,6 A pour le primaire et 0,43 A pour le secondaire.

Avec l'approximation qu'un câble de section 1 mm^2 est dimensionné pour un courant efficace de 10 A, les enroulements seront donc composés pour le primaire d'un fil de 1 700 brins de 40 μm et un de 420 brins de 40 μm pour le secondaire.

En ramenant la valeur, de la résistance d'un brin sur un câble 1 700 brins (primaire) et un câble de 420 brins (secondaire), on trouve une résistance totale de 7 m Ω au primaire

et de 214 mΩ au secondaire. Par calcul, les pertes en conduction sont évaluées à 5,4 MW pour une impulsion de 1 GW, soit 0,54 %.

Par addition, les pertes totales lors d'un fonctionnement à puissance nominale du transformateur sont estimées à 17,4 MW pour une impulsion de 1 GW crête, ce qui correspond à des pertes totales inférieures à 1,74 % (soit 174 W en pertes moyennes).

e. Estimation des éléments parasites

Comme il l'a été vu lors de l'étude du transformateur résonant d'AGIR1, deux paramètres agissent sur le bon fonctionnement du transformateur. Il s'agit principalement de l'inductance de fuite du transformateur et des capacités parasites.

On rappelle que le calcul de l'inductance de fuite peut-être réalisé à l'aide de l'équation (9).

$$L_{\sigma} = \frac{\mu_0 \times N_1^2 \times \pi \times (R_2^2 - R_1^2)}{h_b} \quad (9)$$

Dans cette relation, les rayons d'enroulement du primaire et du secondaire R_1 (m) et R_2 (m) sont respectivement égaux à 65,5 mm et 70,5 mm. Avec une hauteur d'enroulement de 70 mm la valeur de l'inductance de fuite est de 1,1 μH.

Les capacités parasites correspondent principalement à la capacité parasite entre primaire et secondaire du transformateur (C_{ps}). Cette dernière est calculée grâce à la relation (10) en considérant que le champ électrique varie linéairement entre les enroulements.

$$C_{ps} = \frac{(m - 1) \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_r h_b (R_2^2 - R_1^2)}{3(R_2 - R_1)^2} \quad (10)$$

Par calcul, on obtient une valeur de capacité parasite entre primaire et secondaire ramenée au niveau du primaire de 8nF.

Grâce à ces deux éléments calculés, il est possible de vérifier que le modèle de transformateur dimensionné dans cette partie permet l'amplification de l'impulsion sans aucune altération de cette dernière (en particulier au niveau du front de montée de l'impulsion).

f. Simulations électriques

Une fois le modèle du transformateur défini théoriquement, il est donc modélisé sous CST [40] et Geckomagnetics [51]. Ces programmes vont permettre de valider en simulations les choix effectués. Grâce à ces logiciels, le transformateur est modélisé en intégrant les paramètres liés au matériau magnétique ainsi que la stratégie de bobinage adoptée (Figure 75).

La complexité de la simulation réside dans le fait qu'il n'est pas possible de réaliser un transformateur à multi-primaires sous Geckomagnetics. Il est donc choisi de réaliser une décomposition de ce dernier en quatre transformateurs où chaque primaire est mis en parallèle et tous les secondaires sont placés en série. Cette décomposition permet de valider le fonctionnement du transformateur général. Comme le montre la publication [53], cela n'impacte pas le fonctionnement du transformateur ou son dimensionnement.

En associant la modélisation faite sous Geckomagnetics à une simulation du transformateur sous CST, il est possible de vérifier le calcul des éléments parasites.

Une fois le modèle général du transformateur validé, celui-ci est intégré au niveau de la simulation électrique présentée en 76.

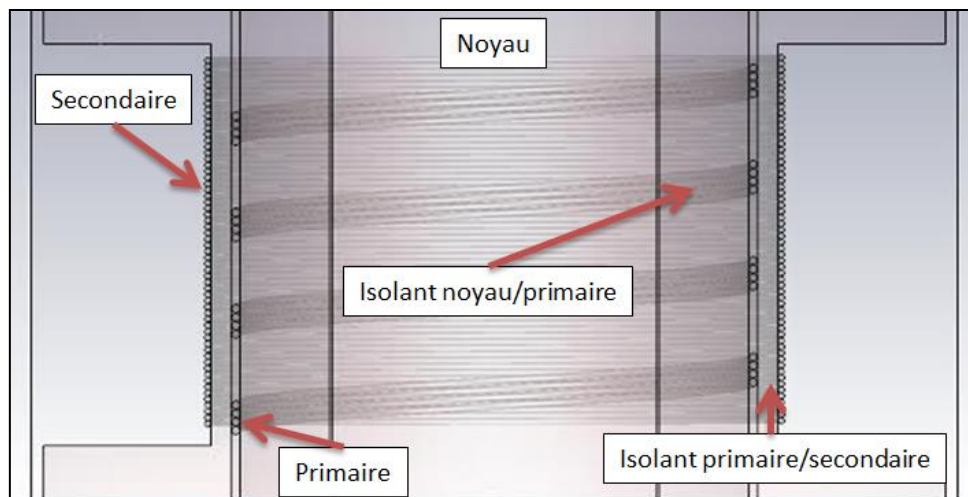


Figure 75 : Stratégie de bobinage permettant de respecter les critères d'inductance et de capacités parasites maximum calculées sous CST [40].

Le modèle obtenu présente des caractéristiques proches de ce qui a été calculé plus tôt. En effet, les valeurs relevées pour l'inductance de fuite sont de $1 \mu\text{H}$ (avec le logiciel Gecko) et $0,9 \mu\text{H}$ (avec le logiciel CST).

À partir de ces éléments, il est possible de recalculer la valeur du produit $L\sigma.C_p$ afin de vérifier que les résultats obtenus respectent les conditions initiales sur ce produit. Avec une valeur de $8,8 \times 10^{-15}$ (inférieure à la valeur de $4,2 \times 10^{-14}$) calculée en début de cette étude. Cela signifie qu'avec de telles valeurs d'inductance de fuite et de capacités parasites pour le transformateur, il est possible de réaliser l'impulsion sans altération du front de montée. La valeur de σ correspondant à ces valeurs d'inductance et de capacité induit un overshoot qui serait supérieure aux 5 % visés. Toutefois, cela n'est pas rédhibitoire étant donné que dans le cas du modulateur AGIR2 l'impulsion est précalibrée, grâce aux lignes de mise en forme BLUMLEIN.

Dans la simulation de la Figure 77, les lignes de mise en forme BLUMLEIN sont simulées à l'aide de leur modèle réel (intégration des éléments parasites des condensateurs). La figure représentée ici ne fait état que d'un seul primaire, mais la simulation complète prend en compte la totalité des éléments. Chaque transformateur correspond au modèle réel du transformateur dimensionné. Il est donc nécessaire de mesurer l'impulsion au niveau de la charge, afin de vérifier que l'impulsion de sortie n'est pas déformée par le transformateur.

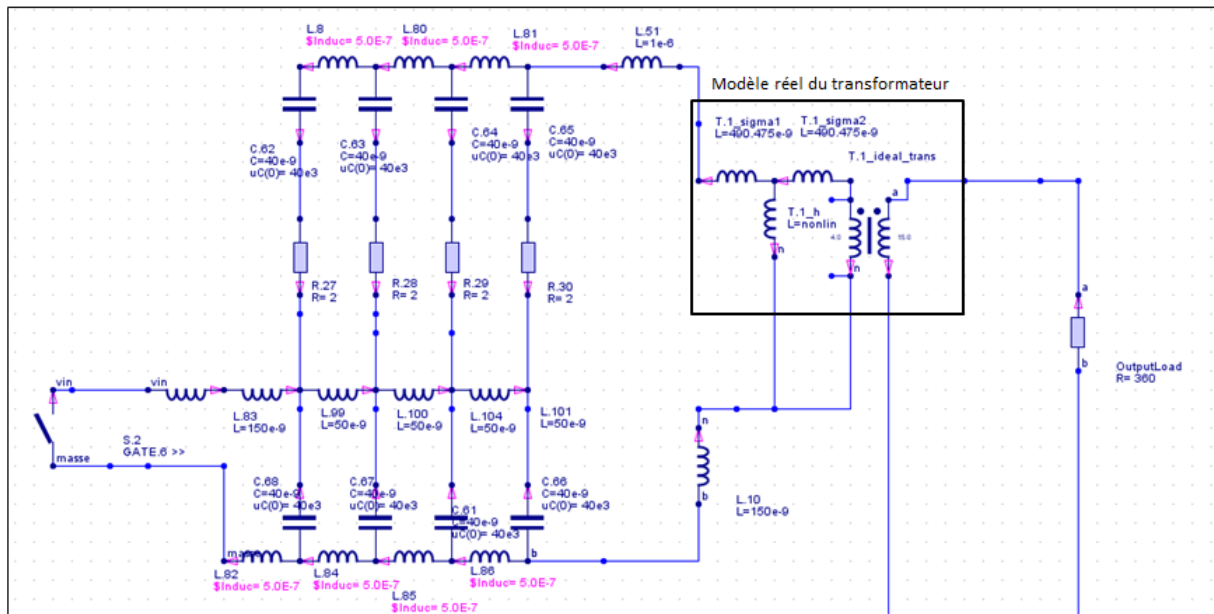


Figure 76 : Schéma électrique d'une des quatre lignes BLUMLEIN sous GeckoCircuits incluant le modèle du transformateur conçu et simulé sous GeckoMagnetics [51].

La tension de sortie, présentée en Figure 77, montre que le transformateur n'altère que très peu l'impulsion obtenue sur la charge. En effet, il est obtenu en sortie une impulsion rectangulaire de 600 kV d'une durée de 1 μ s avec un front de montée de 380 ns, ce qui correspond aux critères initiaux

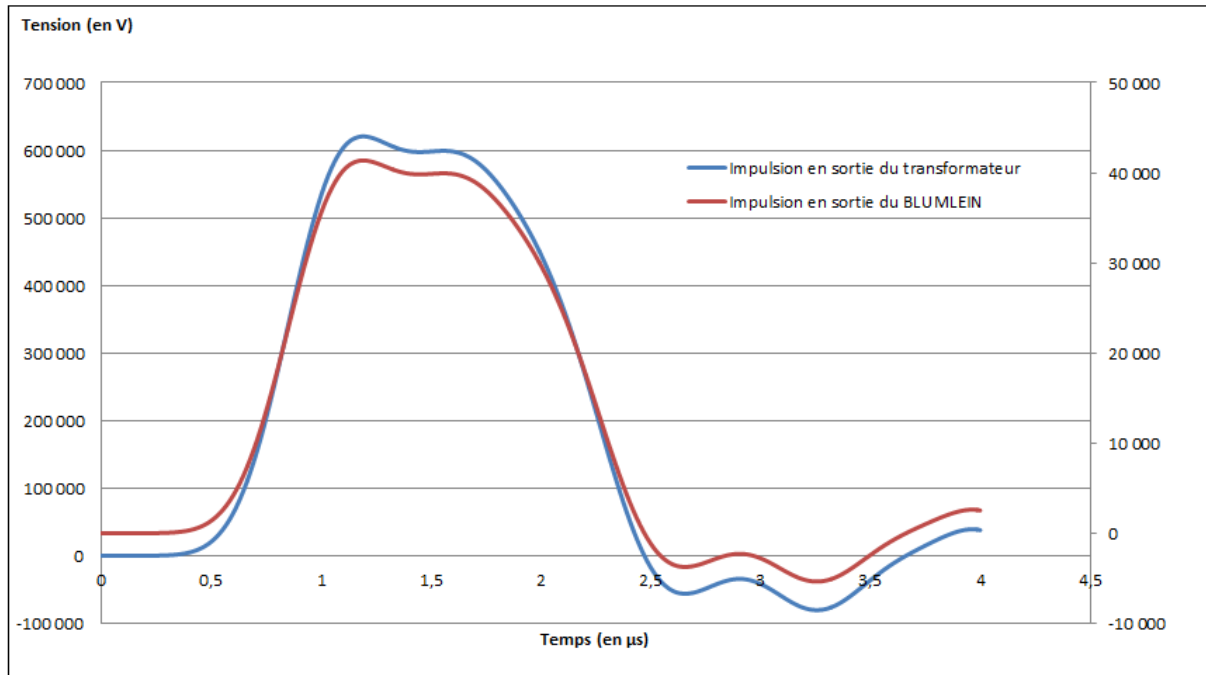


Figure 77 : Comparaison entre l'impulsion expérimentale générée par une des lignes de mise en forme BLUMLEIN (en rouge) et l'impulsion obtenue en sortie du transformateur (en bleu).

Une fois ce résultat validé, il est nécessaire de visualiser l'évolution du champ magnétique au niveau du transformateur. En effet, deux points sont importants. Dans un premier temps durant l'impulsion, la valeur du flux doit rester inférieure à la valeur de saturation du matériau magnétique. Dans un second temps, il faut qu'après un cycle (période correspondant à 100 ms liée à la fréquence de récurrence de 10 Hz), le flux au niveau du noyau redescende bien à 0 T. Cela permet d'éviter qu'avec la répétition des impulsions, le matériau finisse par saturer.

L'évolution du champ magnétique au niveau du transformateur est présentée en Figure 78. On peut voir que le flux maximum atteint est de 1,30 T durant l'impulsion, ce qui est bien inférieur au 1,56 T de saturation du matériau. Cette valeur correspond bien à la valeur déterminée en III.3.c. De plus au bout de 10 ms, la valeur du flux redevient nulle.

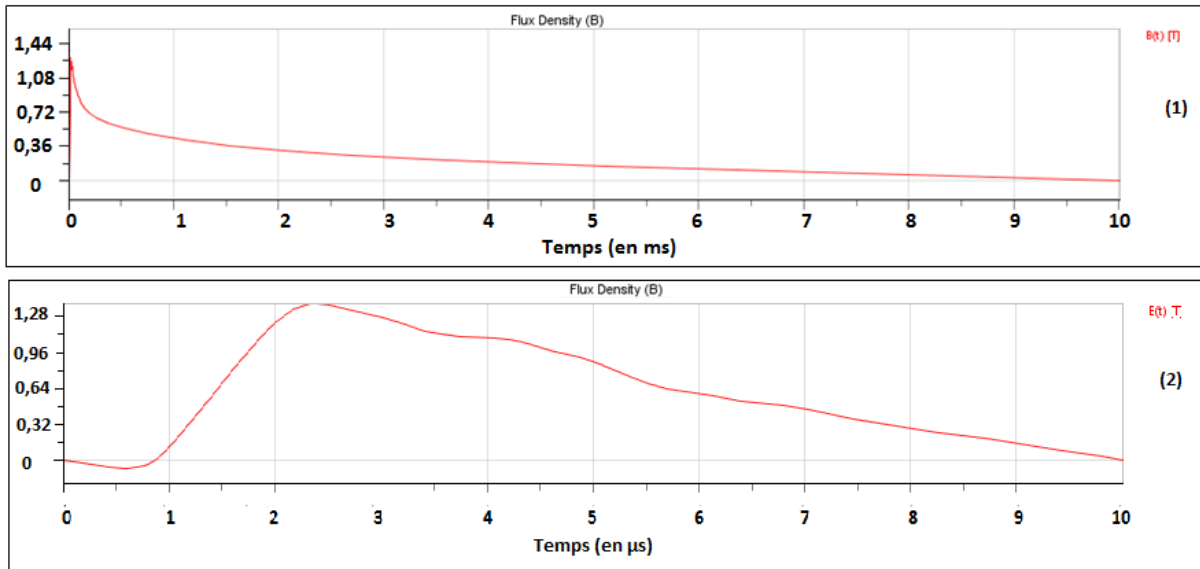


Figure 78 : Simulation du champ magnétique du transformateur (avec en (1) la simulation sur une période de 10 ms et en (2) un zoom durant l'impulsion).

GeckoMagnetics permet aussi d'évaluer les pertes obtenues lors du fonctionnement. Ainsi, les pertes totales estimées sont de l'ordre de 17,3 MW pendant l'impulsion et sont très proches de celles calculées théoriquement (17,4 MW). Ces pertes restent inférieures aux 5 % imposés par le cahier des charges.

Une fois la conception théorique du transformateur réalisée, il a été fabriqué (Figure 79), il occupe un volume de 25 L.



Figure 79 : Photographie du transformateur du modulateur AGIR2.

IV. Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, il a été présenté l'étude des transformateurs nécessaires au bon fonctionnement des modulateurs AGIR1 et AGIR2. Pour assurer le respect de la tenue diélectrique des isolants utilisés pour chacun des modulateurs, une caractérisation avec des simulations et des essais a été mis en place.

Ainsi grâce aux résultats obtenus, les isolants dimensionnés doivent permettre d'assurer une tenue en tension lors des essais des transformateurs. Les valeurs obtenues n'ont pu qu'être testé qu'en monocoup. Les résultats quant à des essais en récurrent seront développés au niveau du chapitre IV.

Le transformateur résonant du modulateur AGIR1 permet d'assurer l'amplification en tension de 1 kV à 10 kV sans aucune saturation avec une inductance de fuite de $1\mu\text{H}$ pour un volumes de 1,5 L avec des pertes n'excédant pas 4,8 kW durant l'impulsion et respectant donc les objectifs initiaux (<5%).

La transformateur impulsionnel permet théoriquement une amplification de l'impulsion jusqu'à 600 kV à partir de l'impulsion 40 kV délivrée par les lignes de mise en forme Blumlein. Les pertes estimées pour ce transformateur sont de 17,4 MW durant l'impulsion de 1 GW avec un volume de 12 L.

Les essais concernant ces transformateurs seront présentés dans le chapitre IV.

Chapitre III :

Système de déclenchement à

base d'éclateurs synchronisés

Lors de la présentation de l'architecture du modulateur AGIR2 dans le chapitre I, il était précisé que le dispositif global est basé sur l'association de 4 générateurs de type BLUMLEIN dont le déclenchement est synchronisé afin d'envoyer une impulsion sur chacun des primaires du transformateur de façon quasi-simultanée (40 ns).

Dans ce chapitre, le choix des spécifications, l'étude et la mise en œuvre de ces générateurs BLUMLEIN sont présentés. Le système de déclenchement pour leur synchronisation est ensuite décrit et développé. Enfin, une dernière partie est dédiée à la fiabilisation du système du point de vue de sa durée de vie au travers d'une étude d'érosion des électrodes.

I. Mise en forme de type BLUMLEIN

Le modulateur développé dans le cadre du projet AGIR2 repose sur l'utilisation d'un transformateur impulsif à quatre primaires. Chacun de ces primaires est ainsi relié à un système permettant de générer directement une impulsion rectangulaire de 40 kV d'une durée d'une microseconde. Pour réaliser un tel signal, plusieurs types de technologies (générateur de Marx à ouverture et fermeture, générateurs BLUMLEIN, etc...) peuvent être envisagés. Dans le cadre de ce projet, il a été choisi de mettre en œuvre un générateur à base de lignes de transmission en configuration BLUMLEIN [36]. Une réalisation modulaire ainsi qu'une adaptation d'impédance ajustable en ont fait dans ce cas le premier choix. Dans cette partie, il sera décrit le principe de fonctionnement de ce type de système. Un dimensionnement théorique sera proposé pour répondre aux critères de cette application en vue de la réalisation et de l'optimisation du modèle choisi.

1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du générateur BLUMLEIN repose sur l'utilisation de lignes de transmissions identiques et chargées par une source le plus souvent continue. Il est alors possible de générer des créneaux rectangulaires dont l'amplitude en tension est, en théorie sur charge adaptée, égale à celle de l'alimentation et dont la durée dépend directement des caractéristiques géométriques des lignes mises en œuvre.

Pour ce genre de structure, il est important de porter une attention particulière à l'impédance caractéristique des lignes. Pour simplifier, en considérant le cas d'une ligne sans pertes et d'une impédance caractéristique purement résistive, la décroissance du plat (ou taux d'ondulation) et la valeur crête de l'impulsion obtenue en sortie seront d'autant meilleures (peu ou pas de résonance et valeur de la tension en sortie égale à celle de l'alimentation) que le fonctionnement s'effectue sur une charge dont la valeur est proche de celle donnée par la condition d'adaptation.

La Figure 80 montre le schéma classique de la structure BLUMLEIN, avec :

- les deux lignes d'impédance Z_c dont les caractéristiques identiques vont fixer la durée de l'impulsion,
- la charge en sortie R_{ch} ,
- l'alimentation V_{ht} permettant de charger les lignes,
- le commutateur Sw assurant le rôle de déclencheur.

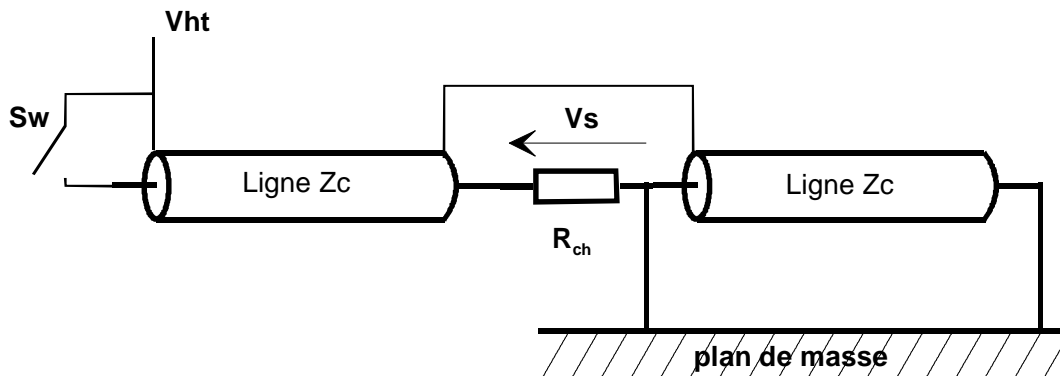


Figure 80 : Schéma de principe d'un générateur BLUMLEIN [37].

Le fonctionnement des générateurs BLUMLEIN est présenté de façon détaillée dans la thèse de M. Rivaletto [37]. Compte tenu des phénomènes de propagation et de réflexion des signaux dans les lignes de transmission, il est possible de réaliser une impulsion rectangulaire dont la valeur de la tension en sortie V_s est donnée par la relation (13).

$$V_s = \frac{2R_{ch}}{R_{ch} + 2Z_c} \cdot V_{ht} \quad (13)$$

Il existe alors une condition d'adaptation avec la charge pour obtenir un créneau dont l'amplitude est égale à la valeur de la tension appliquée et pour éviter des impulsions résiduelles après l'impulsion principale. Celle-ci est donnée grâce à la relation (14).

$$R_{ch} = 2Z_c \quad (14)$$

L'allure de la tension théorique en sortie du générateur BLUMLEIN est donnée en Figure 81, pour S_w se fermant à $t = 0$. L'amplitude de la tension de sortie est égale à celle de l'alimentation et la durée de l'impulsion obtenue correspond à deux fois le temps de propagation (τ) dans une ligne de transmission (i.e. 2τ).

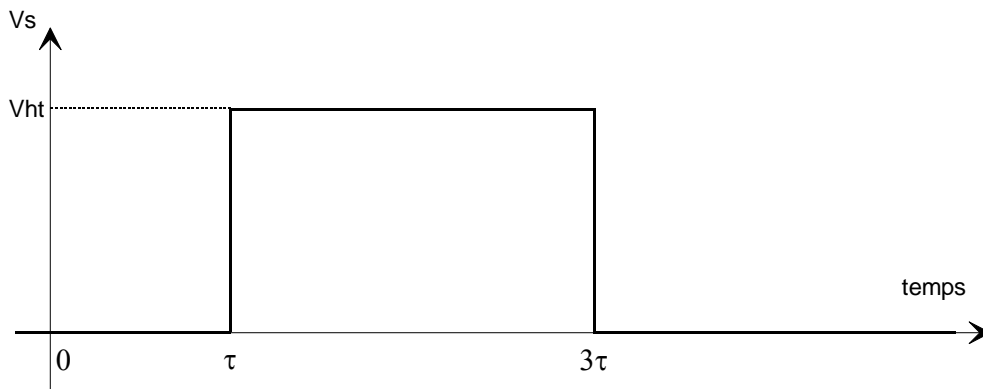


Figure 81 : Allure de de la tension en sortie du BLUMLEIN.

Il est, de la même façon, possible de voir (Figure 82) le comportement de l'impulsion obtenue en sortie sur une charge désadaptée. Ce cas de figure montre la présence d'une impulsion dont l'amplitude maximale diffère de la valeur de la tension appliquée en entrée ainsi que l'apparition de réflexions qui peuvent porter préjudice au fonctionnement du système et en particulier au transformateur destiné à amplifier la tension jusqu'à 600 kV.

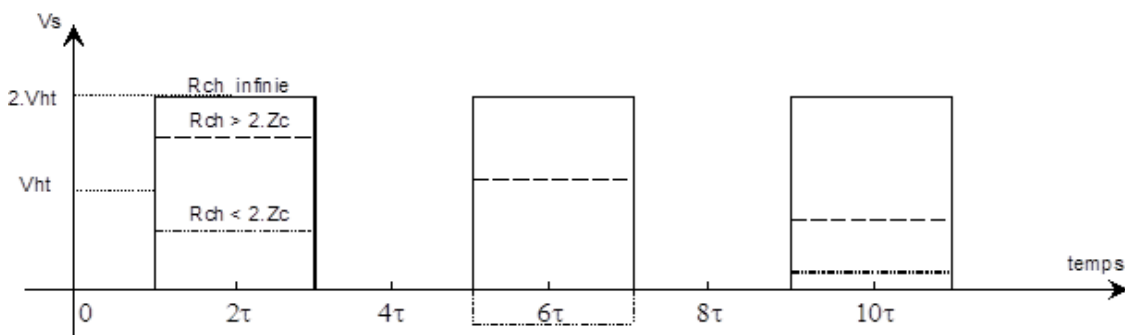


Figure 82 : Allure de l'impulsion sur charge désadaptée.

Il existe de nombreuses technologies afin de réaliser les lignes de transmission des générateurs BLUMLEIN : câble, strip-line, ligne coaxiale dans un diélectrique liquide, solide ou gazeux, éléments discrets, etc... Toutefois, étant données les caractéristiques des impulsions à mettre en œuvre dans ce modulateur aussi bien au niveau de la durée ($1 \mu\text{s}$), que de l'impédance ($6,4 \Omega$) ou encore de la tension (40 kV), la seule qui permet de concilier compacité et simplicité de réalisation consiste à utiliser des éléments discrets (association de condensateurs et d'inductances) pour réaliser la ligne.

2. Un choix technologique

Cette association de condensateurs et d'inductances est faite selon une structure en échelle. Le principe de cette structure vient du fait qu'il est possible de modéliser un tronçon de ligne sans perte grâce à l'association de cellules L, C (modèle en T).

La Figure 83 montre la structure adoptée pour la réalisation des lignes du générateur BLUMLEIN. Les condensateurs choisis sont des éléments du commerce. Quant aux inductances, il existe deux possibilités pour leur mise en œuvre : soit des inductances linéiques faites à l'aide d'associations de plaques métalliques en parallèle (réalisation d'inductances entre deux barres métalliques dont on connaît la largeur et l'écartement [55]), soit la réalisation de bobines pour la création d'inductances à air. Comme nous le verrons plus loin, ce choix est fonction des valeurs des inductances et dépend directement des valeurs des condensateurs et du nombre de cellules choisies.

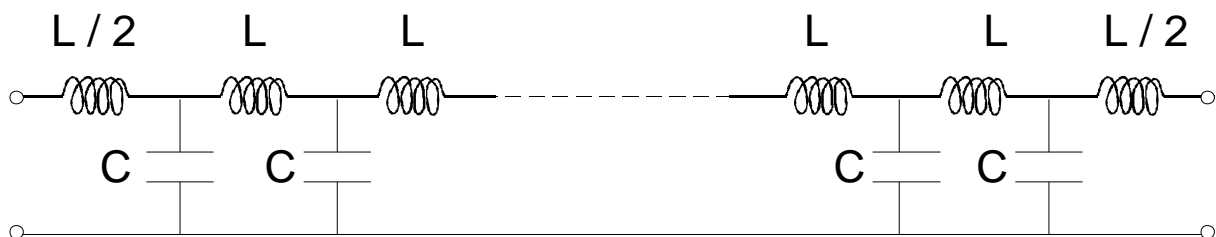


Figure 83 : Structure basée sur un système à constantes localisées, modèle en T.

Pour la conception du générateur, le critère majeur pour le choix des condensateurs consiste à trouver des condensateurs capables de supporter une tension de 40 kV avec une fréquence de répétition correspondant à celle du modulateur (10 Hz). Ce type de condensateurs est disponible auprès de fournisseurs tels que General Atomics [56]

ou bien Atesys [57]. Étant données les tensions et les temps visés, les valeurs de ces condensateurs peuvent aller de quelques nanofarads à quelques centaines de nanofarads. Le choix des condensateurs finaux dépend directement du nombre de cellules choisi. Il impacte la réalisation des inductances dont la valeur varie entre quelques nanohenrys et quelques microhenrys. La technologie utilisée pour le condensateur permet de connaître la distance entre ses armatures (dans le cas de la réalisation d'inductances en plaques métalliques), celle-ci vient diriger le choix concernant la réalisation des inductances.

3. Dimensionnement et réalisation

a. Cahier des charges

Plusieurs paramètres influent sur la conception du générateur BLUMLEIN. Ceux qui suivent proviennent du cahier des charges du générateur :

- La tension crête de sortie : $V_{ht} = 40 \text{ kV}$.
- L'énergie stockée ou disponible dans l'impulsion : $E = 1 \text{ kJ}$.
- L'impédance de charge : $R_{ch} = 6,4 \Omega$.
- La largeur à mi-hauteur de l'impulsion : $T_w = 1 \mu\text{s}$.
- Taux d'ondulation : 5% (sensible au nombre N_c de cellules).
- Le temps de montée : $T_r < 400 \text{ ns}$.

Il est possible de mettre en équations toutes les caractéristiques précédentes pour le dimensionnement [37]. Dans ce cas, compte tenu de la taille des condensateurs disponibles sur le marché, la seule solution envisageable est la configuration avec un seul condensateur par cellule LC.

Ainsi les relations (15) à (17) permettent de calculer les différents éléments du générateur.

$$E = N_c \cdot C \cdot V_{ht}^2 \quad (15)$$

$$R_{ch} = 2 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (16)$$

$$T_w \approx 2 \cdot N_c \cdot \sqrt{LC} \quad (17)$$

D'après le cahier des charges, les critères liés à l'impulsion (V_{ht} , E et T_w) combinés à la valeur de l'impédance de charge (R_{ch}) permettent de calculer les valeurs des composants des lignes.

Lors du fonctionnement, une partie des condensateurs est soumise au passage d'une impulsion négative induite par la réflexion (principe de fonctionnement des lignes de mise en forme). Cette inversion de tension peut atteindre 100% de la valeur de la tension d'entrée V_{ht} . Les condensateurs utilisés ne sont généralement pas prévus pour supporter une telle tension inverse. Ainsi pour pallier ce problème, les condensateurs choisis sont volontairement surdimensionnés (60 kV) en vue d'éviter une détérioration prématurée. A partir de là, le point de départ consiste donc à déterminer, par simulation, le nombre de cellules à choisir pour respecter l'ondulation du plat imposée par le cahier des charges.

b. Détermination du nombre de cellules

Pour ce faire, à l'aide du logiciel Gecko Circuit [51], des systèmes de lignes de transmission d'impédance $3,2 \Omega$ capables de réaliser des impulsions d'une microseconde sont simulés en faisant varier le nombre de cellules avec les valeurs des condensateurs et des inductances correspondantes (Figure 83) dans le but de correspondre aux 5% imposés par le cahier des charges. En effet, comme le montre tableau 13, le nombre N_c choisi donne directement par calcul d'après les relations (15) à (17) la valeur des condensateurs et des inductances. La Figure 84 présente l'évolution de la forme d'impulsion lorsque l'on fait varier le nombre de cellules.

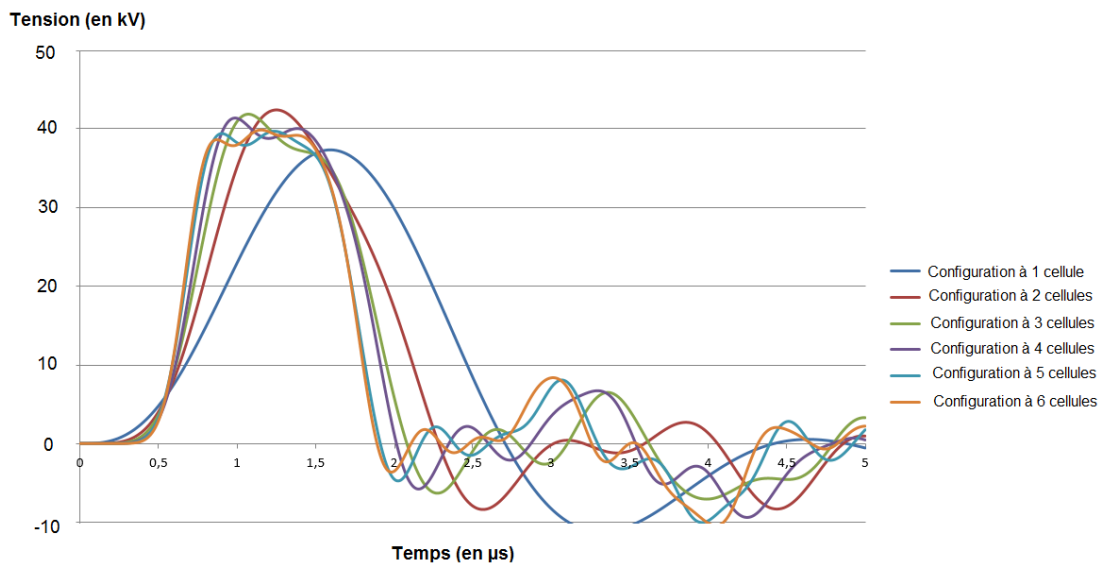


Figure 84 : Allure simulée de l'impulsion en sortie du générateur BLUMLEIN en fonction du nombre de cellules N_c .

Tableau 13 : Récapitulatif des formes d'impulsion obtenues.

Nombre de cellules LC par ligne	1	2	3	4	5	6
Valeur des condensateurs (en nF)	153	77	51	40	30	25
Valeur des inductances (en µH)	1,6	0,8	0,5	0,4	0,3	0,27
Taux d'ondulation (en %)	pas de plat	pas de plat	12,5	5	2	1
Durée à mi-hauteur (en µs)	1,2	1,5	1,12	1,1	1	1
Front de montée (en ns)	900	700	450	350	287	250

Cette simulation (Figure 84 et tableau 13) montre qu'à partir de l'association de 4 cellules par ligne de transmission, le critère concernant l'ondulation du plat répond au cahier des charges. Il est important de noter que, pour assurer un bon compromis entre compacité, rapidité au niveau du front et coût des générateurs BLUMLEIN (tableau 13), le choix s'est porté sur la réalisation d'un générateur BLUMLEIN à 4 cellules par ligne de transmission, soit 8 cellules au total. Il est donc nécessaire d'utiliser des condensateurs de 40 nF. Ce qui implique que l'inductance associée par cellule soit de l'ordre de 400 nH. Une fois la valeur des condensateurs connue, nous avons identifié deux possibilités d'approvisionnement (tableau 14).

Tableau 14 : Caractéristiques des générateurs BLUMLEIN en fonction de deux gammes de condensateurs du commerce.

	Condensateurs General Atomics	Condensateurs Atesys
Dimensions (mm) par condensateur	hauteur : 58 / longueur : 394 / largeur : 150	diamètre : 140 / hauteur : 420
Volume du BLUMLEIN (litres)	28	65
Prix (euros) par condensateur	2200	690

Afin d'obtenir un bon compromis entre volume et coût de réalisation, le choix des condensateurs se porte sur des condensateurs de 40 nF de la marque Atesys dont les caractéristiques sont présentées en Figure 85.



Caractéristiques électriques	
Capacité	40nF
Tension de service	50kV DC
Tension maximale	60kV DC
Energie	50J
Courant crête	16000A
Courant efficace	13A
Fréquence	10Hz
Durée de vie	20M de chocs
Caractéristiques mécanique	
Diamètre	140
Longueur	420
Masse	7,9
Forme	Cylindrique
Matière	P.V.C

Figure 85 : Photographie et caractéristiques d'un condensateur 503HS403C.

A la vue de la valeur des inductances nécessaires pour la réalisation du générateur et de la distance entre armatures des condensateurs (420 mm), la seule solution envisageable est d'utiliser des inductances à air.

Leur conception se base sur la relation (18).

$$L = \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot S}{l} \quad (18)$$

Où L est l'inductance (en H), N correspond au nombre de spires de l'inductance, S est la surface d'une spire (en mm²), μ_0 la perméabilité du vide ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m) et l est la longueur de l'inductance (en mm). Celle-ci sera inférieure à la distance entre les électrodes de deux condensateurs collés l'un contre l'autre (i.e. 140 mm). En fixant les paramètres, S et l , il est possible de calculer le nombre de spires nécessaires à la réalisation d'inductances de 400 nH.

En matière de réalisation, les fils des enroulements sont bobinés autour d'un tube plastique de 24 mm de diamètre ainsi S est égale à $3,52 \text{ mm}^2$ sur une longueur inférieure à 140 mm. Sachant qu'il est nécessaire de laisser la place de mettre des connexions de chaque côté de l'inductance, la longueur de l'inductance l sera égale à 70 mm. D'après la relation (6), il faut donc réaliser 4 tours afin d'obtenir une valeur d'inductance de 390 nH ($\pm 20 \text{ nH}$), valeur très proche de la valeur désirée.

Une fois les différents paramètres du générateur déterminé, la prochaine étape de la conception des lignes consiste en la simulation de ce générateur spécifique ainsi qu'à sa réalisation physique.

c. Simulation du modèle

La simulation du prototype est réalisée sous Gecko Circuit [51]. Les éléments calculés tout au long de cette partie sont intégrés au modèle simulé du générateur BLUMLEIN en vue de vérifier la véracité des calculs effectués. La Figure 86 montre le schéma électrique utilisé pour les simulations. On observe alors la structure en échelle pour chacune des lignes constituées de 4 cellules, soit 8 cellules au total pour le générateur. Les condensateurs sont supposés être chargés à 40 kV à $t=0$ quand le commutateur se ferme. Contrairement à la Figure 83, pour faciliter la réalisation du générateur BLUMLEIN final, les inductances correspondantes en $L/2$ à chaque extrémité des lignes sont remplacées par une seule inductance de valeur L , qui se situe d'un seul côté de la ligne (les simulations montrent que cela n'impacte pas le fonctionnement général de la ligne). Les essais sont effectués sur une charge de $6,25 \Omega$ valeur proche de la charge finale ramenée sur un primaire du transformateur.

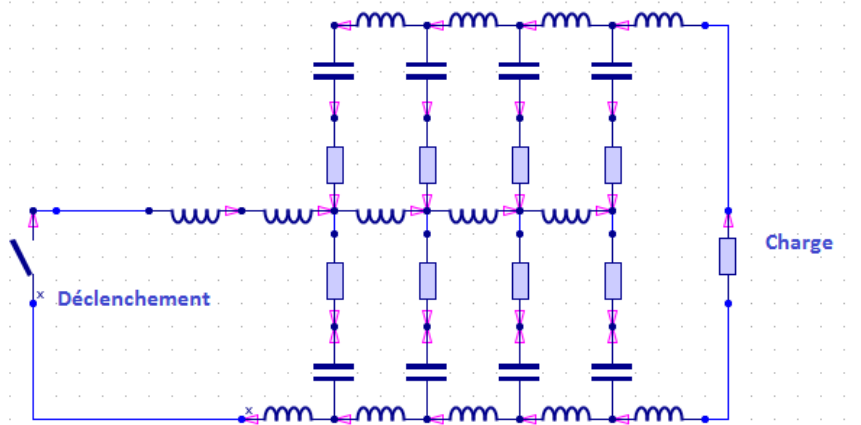


Figure 86 : Schéma électrique du générateur BLUMLEIN avec $C=40\text{ nF}$, $L=390\text{ nH}$, $R=5\ \Omega$ et $R_{ch}=6,4\ \Omega$.

Les résultats obtenus en simulation sont présentés en Figure 87. L'impulsion obtenue en sortie du générateur est en accord avec le cahier des charges initial. Cette impulsion présente une durée à mi-hauteur d' $1,3\ \mu\text{s}$ dont le plat est de 700 ns avec une tension de 40 kV . Le front de montée de l'impulsion est de 350 ns . De plus, la décroissance observée sur le plat n'excède pas 2 kV ce qui correspond à la variation de 5% souhaitée au début de l'étude et simulée (87).

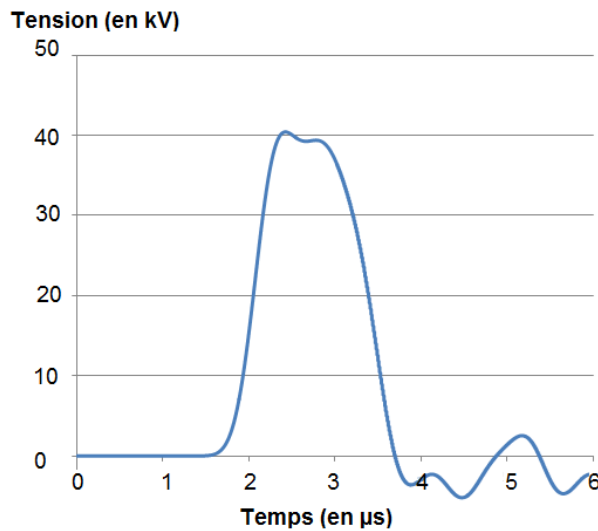


Figure 87 : Simulation du générateur BLUMLEIN à 8 cellules.

d. Réalisation

Le prototype mis en œuvre est présenté en Figure 88. On peut observer sur la photographie l'association des 8 condensateurs (en gris) ainsi que les inductances à air (en bleu). Le déclenchement est assuré par un système de commutation piloté par le biais d'un éclateur à trois électrodes dont la réalisation est présentée dans la partie II de ce chapitre.

La topologie utilisée pour le montage est celle présentée en Figure 80. La liaison entre les condensateurs est faite à l'aide d'un barreau d'aluminium usiné sur lequel les jeux de condensateurs sont vissés. Ainsi, avec un tel montage, il est possible d'obtenir un générateur d'un volume de 65 litres, capable de délivrer des impulsions 40 kV d'une durée d'une microseconde.



Figure 88 : Photographie du montage d'un générateur BLUMLEIN.

e. Essais

Le prototype réalisé a ensuite été testé jusqu'à sa tension nominale de fonctionnement (40 kV). La Figure 89 présente un relevé permettant la comparaison entre l'impulsion théorique du générateur (en bleu) et l'impulsion résultant de ce prototype (en rouge). Il est notable que les performances du prototype dimensionné durant cette partie sont en accord avec le cahier des charges prédéfini.

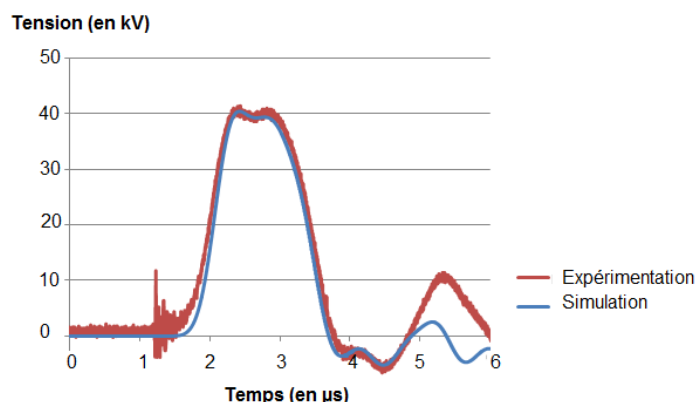


Figure 89 : Comparaison entre impulsion simulée et impulsion mesurée en sortie du générateur BLUMLEIN.

Après ces résultats, la réalisation des trois autres générateurs BLUMLEIN, qui seront reliés à chacun des primaires du transformateur multi-primaires impulsif, a

été opérée. L'objectif, pour la suite, concerne la synchronisation et le fonctionnement des 4 générateurs en parallèle.

II. Synchroniser des éclateurs : dans quel but ?

Il a été montré, dans le paragraphe I de ce chapitre, que le fonctionnement du modulateur AGIR2 repose sur la mise en œuvre d'un transformateur impulsionnel à multi-primaires où chaque primaire est relié à un générateur BLUMLEIN comme le montre la Figure 90. Ainsi, ce modulateur nécessite un système capable de commuter, avec une dispersion temporelle faible, quatre systèmes à lignes de transmission pour la génération des impulsions hautes tensions sur la charge.

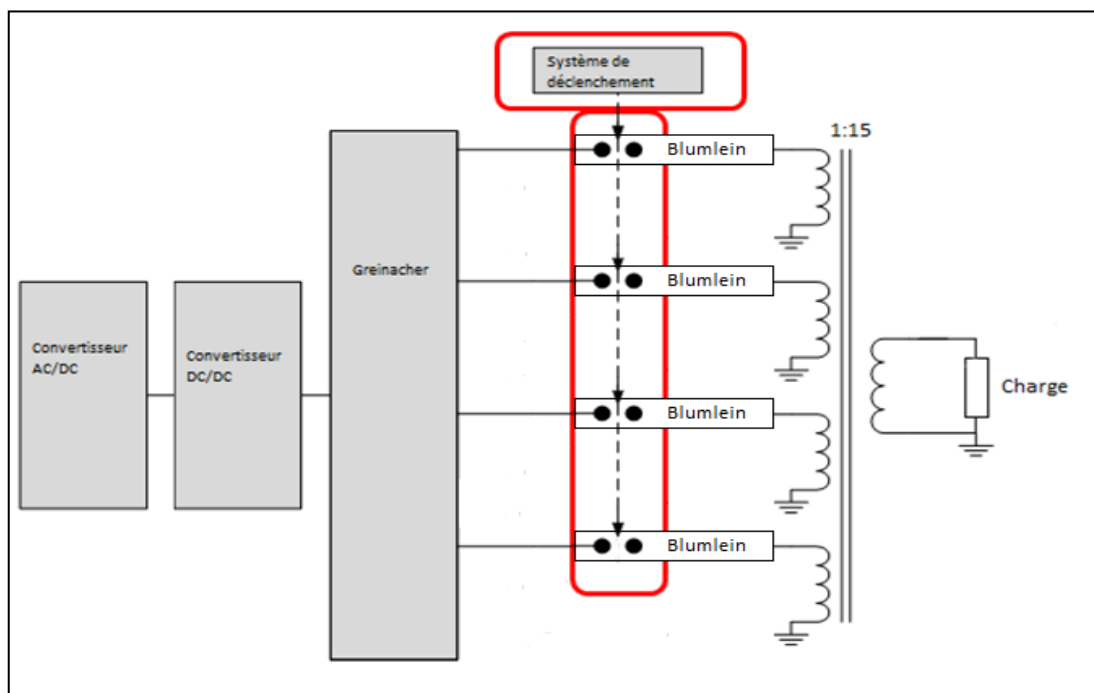


Figure 90 : Synoptique du modulateur AGIR2.

Avant de présenter l'étude concernant le développement de ce système de déclenchement et son optimisation, il paraît important d'introduire les concepts de gigue et de décalage temporel entre le déclenchement des éclateurs.

Plus communément appelé jitter en anglais, le terme gigue désigne les phénomènes en rapport avec les déviations observées au niveau des signaux informatiques par rapport à un signal de commande. Il est aussi utilisé dans le domaine du génie électrique et plus particulièrement dans le cadre des hautes puissances pulsées lorsqu'il est question, entre

autre, de déclenchement de commutateurs. Il est alors possible de quantifier ce phénomène de gigue, par rapport à un signal de commande dans le cas d'un éclateur unique, comme le montre la Figure 91 (a) ou bien, dans le cas de la synchronisation de plusieurs éclateurs (Figure 91 (b)). Dans ce second cas, on parlera plutôt de décalage temporel entre le déclenchement du premier éclateur et du dernier éclateur.

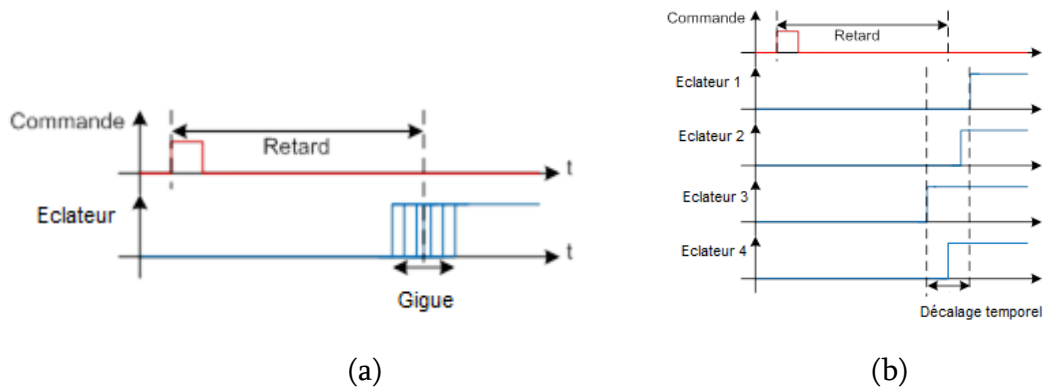


Figure 91 : Définition de la gigue (a) et du décalage temporel (b) [41].

L'objectif, afin d'obtenir le fonctionnement recherché et par extension une impulsion ayant l'amplification en tension désirée tout en maintenant le meilleur plat possible en sortie de transformateur, est de synchroniser au mieux les quatre éclateurs au moyen d'un système de déclenchement. La simulation présentée en Figure 92 montre l'influence d'une synchronisation non optimisée sur la forme du signal en sortie du transformateur. Il est possible d'observer qu'une mauvaise synchronisation des déclenchements des éclateurs peut fortement influencer sur la forme de l'impulsion obtenue. Ainsi, cette simulation met en évidence que le décalage temporel acceptable lors du déclenchement des quatre éclateurs doit être inférieur à 40 ns de sorte que la déformation soit compatible avec les objectifs présentés en début d'étude.

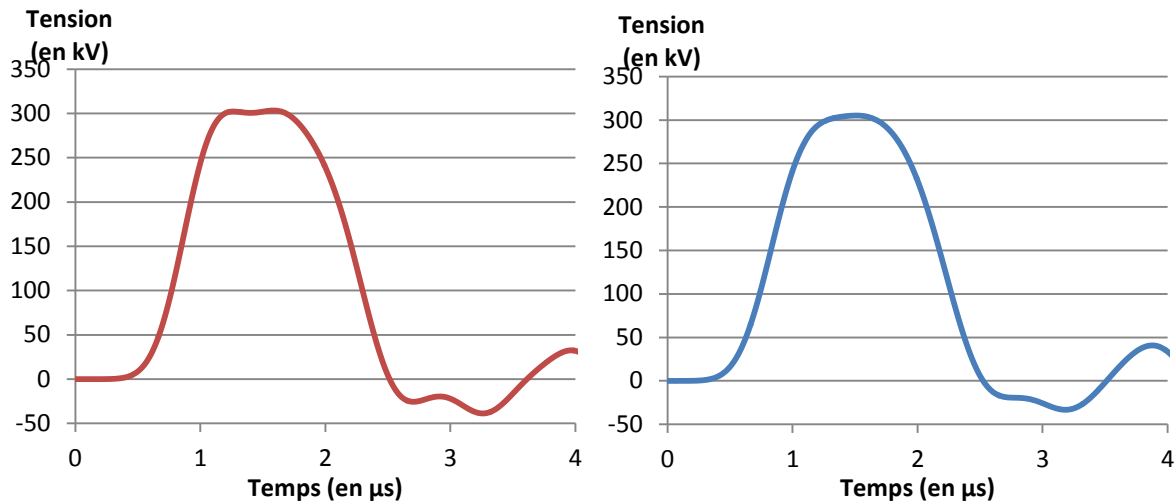


Figure 92 : Simulation à 300 kV de l'impact d'une synchronisation non maîtrisée des générateurs BLUMLEIN sur l'impulsion en sortie du transformateur multi-primaires (rouge : décalage temporel inférieur à 40 ns ; bleu : décalage temporel supérieur à 40 ns).

Finalement, pour permettre au transformateur de générer une impulsion de forme rectangulaire, il est nécessaire que la gigue sur la commutation d'un éclateur soit de l'ordre de 10 ns pour que le décalage temporel entre les déclenchements des quatre éclateurs soit inférieur à 10 % du front de montée de l'impulsion d'AGIR2 (400 ns) soit un décalage maximum de 40 ns.

Pour optimiser la synchronisation, il est nécessaire de mettre en place un système de déclenchement, dont le principe est présenté en Figure 93. Le but est de concevoir un générateur capable de déclencher la commutation des éclateurs 40 kV à 10 Hz à partir d'un signal de commande général. Ce dernier se fait de manière optique grâce à un pilotage par un PC.

Le déclenchement de l'éclateur se fera en 4 étapes :

- un signal TTL est envoyé au système de déclenchement via une fibre optique.
- ce signal vient commander une association de commutateurs état solide (JFET),
- cette association a pour rôle, de mettre en forme une impulsion adaptée pour piloter un générateur de Marx (polarisé à 90% de sa tension d'auto-amorçage) avec une gigue minimale,
- enfin, l'impulsion de sortie du générateur de Marx est appliquée sur l'électrode centrale d'un système d'éclateur à trois électrodes (cet éclateur est aussi polarisé à 90% de sa tension d'auto-amorçage).

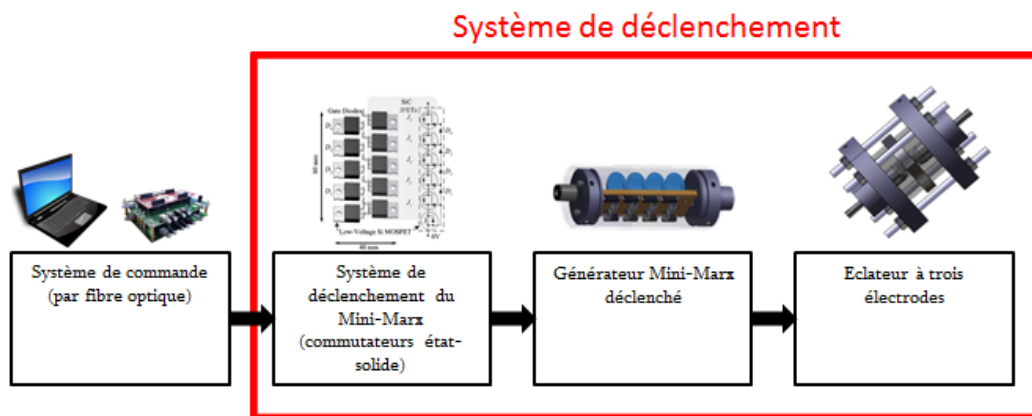


Figure 93: Principe de déclenchement des éclateurs des générateurs BLUMLEIN.

Dans le cas de cette étude, la mesure de la gigue est faite à l'aide d'un oscilloscope synchronisé sur le signal de commande du système de déclenchement. Le mode enveloppe permet une mesure de la gigue sur le signal de sortie. Pour quantifier correctement la gigue moyenne, les mesures sont réalisées sur 10 séries de 32 tirs. La Figure 94 montre un exemple de relevé de mesure de la gigue en sortie (la mesure est effectuée dans un premier temps au niveau d'un seul éclateur puis elle sera ensuite reproduite pour la mesure de la synchronisation pour 4 éclateurs). Dans cet exemple, la gigue est de 4,2 ns (mesure faite entre les curseurs).

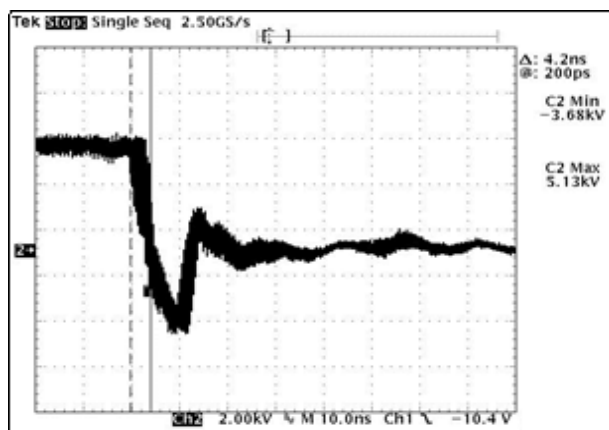


Figure 94 : Exemple de mesure de la gigue.

1. Le déclenchement d'éclateurs : comment ?

La première étape du travail a consisté à définir le mode de déclenchement d'un éclateur. La synchronisation de systèmes à base de commutateurs est une des nombreuses problématiques étudiées par le laboratoire SIAME [41] [58]. Il existe quatre méthodes

principales pour le déclenchement maîtrisé d'un éclateur à gaz. La première de ces méthodes consiste à insérer une électrode de déclenchement directement au sein de l'électrode portée au potentiel. Un tel système est appelé trigatron [59]. Ainsi, lors de l'application d'une impulsion de tension sur cette troisième électrode, un arc électrique est généré afin de favoriser un environnement propice à la décharge entre les deux électrodes principales (Figure 95 (a)). Cette technique a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre. Toutefois, le fait d'avoir deux arcs successifs lors du déclenchement induit une forte gigue sur le déclenchement de l'éclateur.

Une deuxième solution [60] pour assurer le déclenchement consiste à focaliser un faisceau laser dans l'espace inter-électrodes afin d'assurer le déclenchement (Figure 95 (b)). Cette technique permet de concevoir des systèmes dont les giges sont très faibles (quelques dizaines de picosecondes au mieux). Toutefois, cette solution ne sera pas retenue du fait de sa complexité de mise en œuvre.

La troisième méthode [61] que l'on retrouve régulièrement dans la bibliographie consiste à utiliser un déclenchement à trois électrodes (Figure 95 (c)). Cette méthode est appelée déclenchement par distorsion de champ. Une impulsion de tension est appliquée sur la troisième électrode située entre les deux électrodes principales de l'éclateur. La forte distorsion du champ électrique dans l'intervalle est idéale pour minimiser la gigue du fait de la commutation quasi-simultanée des deux intervalles.

La dernière méthode de déclenchement consiste à superposer une tension impulsionnelle à la tension à commuter (Figure 95 (d)). L'objectif est d'atteindre la tension d'auto-amorçage de l'éclateur. Cependant, des diodes sont généralement utilisées ici et limitent le potentiel applicatif de cette technique du fait des forts courants souvent mis en jeu (en particulier dans notre application).

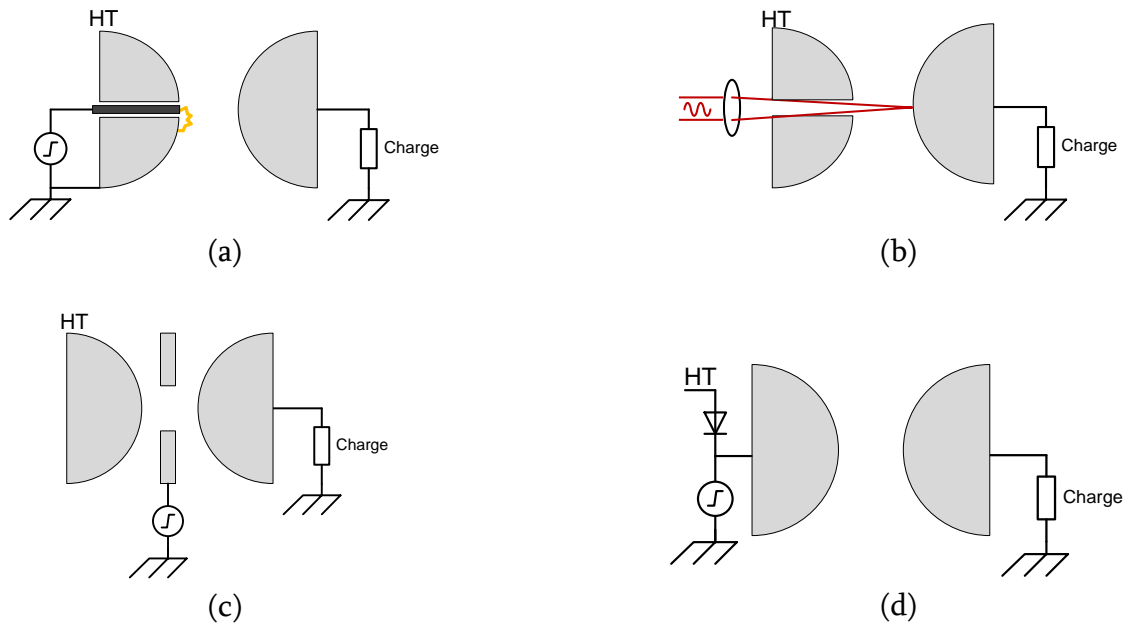


Figure 95 : Les différents types de déclenchement [41].

Il paraît évident que, dans le cadre de ce projet, la troisième solution (Figure 95(c)) est la plus adaptée pour la réalisation du modulateur. L'amplitude des courants mis en jeu ainsi que la fréquence de répétition et la compacité du système en font la solution privilégiée. L'utilisation de cette technique nécessite le développement d'un système dont il est nécessaire de déterminer les caractéristiques afin d'assurer le déclenchement des éclateurs avec une gigue et un décalage temporel permettant de respecter les objectifs énumérés précédemment.

2. Le générateur de déclenchement

L'objectif de cette partie consiste à déterminer l'ensemble des paramètres du générateur de déclenchement, nécessaires pour la réduction de la dispersion temporelle à 40 ns. Le concept de ce module est présenté en Figure 96. Il est donc primordial de minimiser la gigue sur chacun des éléments qui composent le système de déclenchement. Ainsi, les spécifications de chacun des blocs sont présentées en commençant par le signal de commande jusqu'à l'impulsion de déclenchement qui va permettre la commutation des éclateurs.

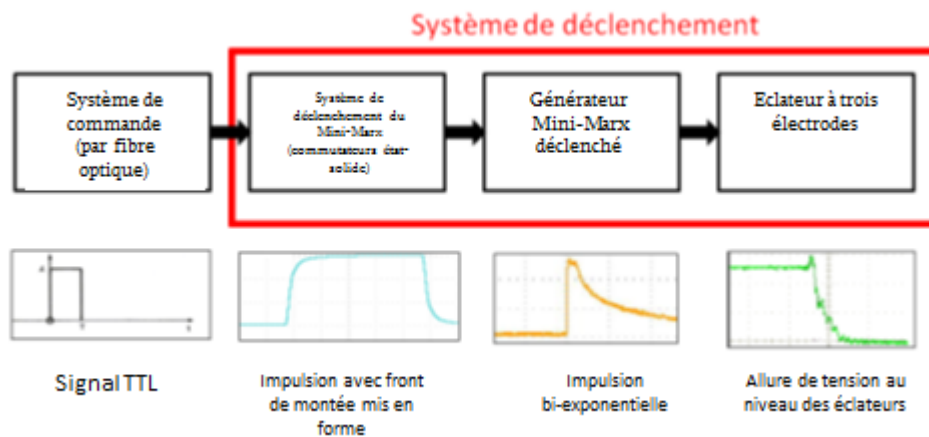


Figure 96 : Principe de fonctionnement du générateur de déclenchement et allures des tensions correspondantes.

a. Caractérisation de l'impulsion de déclenchement du générateur de Marx

De la même manière que pour l'éclateur fort courant, la méthode du déclenchement par distorsion de champ est privilégiée pour déclencher le générateur de Marx miniature (ou Mini-Marx). Étant donné le peu d'énergie délivrée au niveau de l'électrode, l'érosion de cette dernière sera minimale et le déclenchement peut être assuré par une troisième électrode possédant un angle aigu (assimilable à une pointe) entre les deux électrodes du premier étage du générateur.

La première partie du travail consiste à définir les caractéristiques de l'impulsion à appliquer sur le générateur de Marx pour diminuer la valeur de la gigue sur l'impulsion de sortie du générateur de Marx.

Deux paramètres majeurs sont mis en jeu afin d'assurer un déclenchement adéquat : l'amplitude de la tension et le front de l'impulsion.

Pour cela, une étude expérimentale a été mise en place ; elle est basée sur le schéma électrique présenté en Figure 97 et se décompose en quatre parties majeures :

- Un éclateur permettant le réglage de la tension de déclenchement.
- Un filtre RC qui agit sur les fronts de montée de l'impulsion de déclenchement.
- Un générateur de Marx.

- L'éclateur à 3 électrodes qui commande chacun des primaires du transformateur impulsionnel (cf. Chapitre III.3).

Les essais sont effectués avec plusieurs valeurs de tensions en vue d'une évaluation de ce critère sur le déclenchement. Le réglage de ces différentes valeurs de tension se fait à l'aide d'un système d'éclateur. Un filtre RC modifiable a pour rôle de mettre en forme l'impulsion en modifiant les valeurs du front pour étudier l'influence de ce paramètre. Pour cette première série d'essais, l'éclateur de déclenchement à trois électrodes n'est pas connecté afin de ne tester que la partie concernant le système de déclenchement.

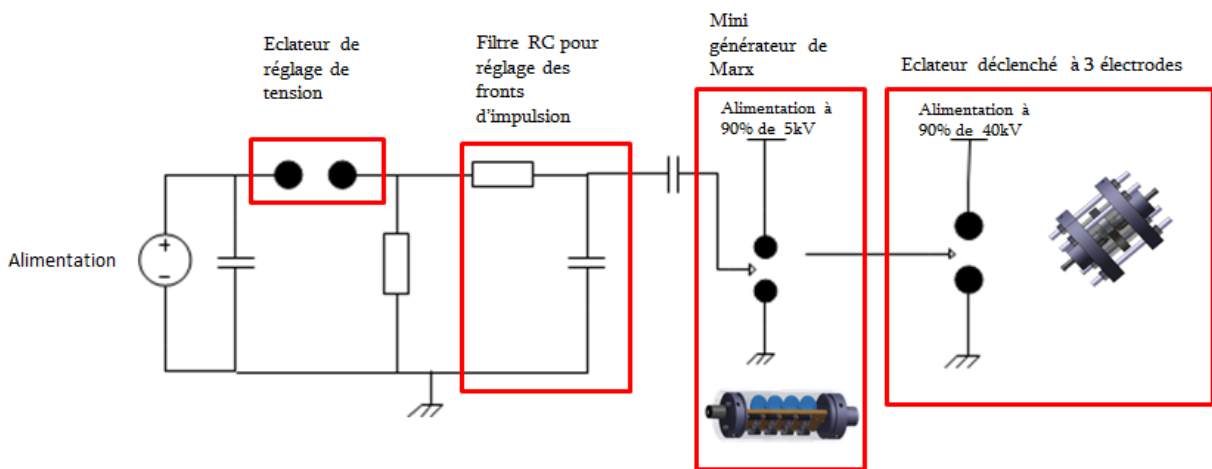


Figure 97 : Montage expérimental pour la caractérisation de l'impulsion de déclenchement de l'éclateur principal.

Le générateur de Marx utilisé pour réaliser ces premiers essais est un générateur développé dans le cadre de la thèse de R. Pecquois [41]. Il s'agit d'un générateur de Marx (structure Maxwell) ultra compact de quatre étages capables de générer une impulsion de -40 kV à partir d'une alimentation 10 kV lorsqu'il est pressurisé sous 3 bar d'air synthétique. La conception mécanique de ce générateur est présentée en Figure 98.

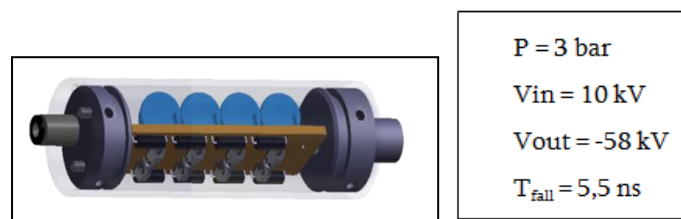


Figure 98 : Conception mécanique du générateur de Marx ultra compact (ou Mini-Marx) [41].

Une première série de tests est réalisée afin de mesurer la gigue en sortie du générateur de Marx. Les résultats obtenus sont regroupés sur la Figure 99. Les essais ont été faits pour des valeurs de tension de déclenchement de 5 kV à 20 kV. Ces premiers résultats permettent de tirer deux conclusions : soit la tension de déclenchement est supérieure à 10 kV et alors les différentes valeurs de front permettent un respect de la gigue souhaitée, soit cette tension est inférieure à 10 kV, mais alors le front doit être de 40 ns maximum.

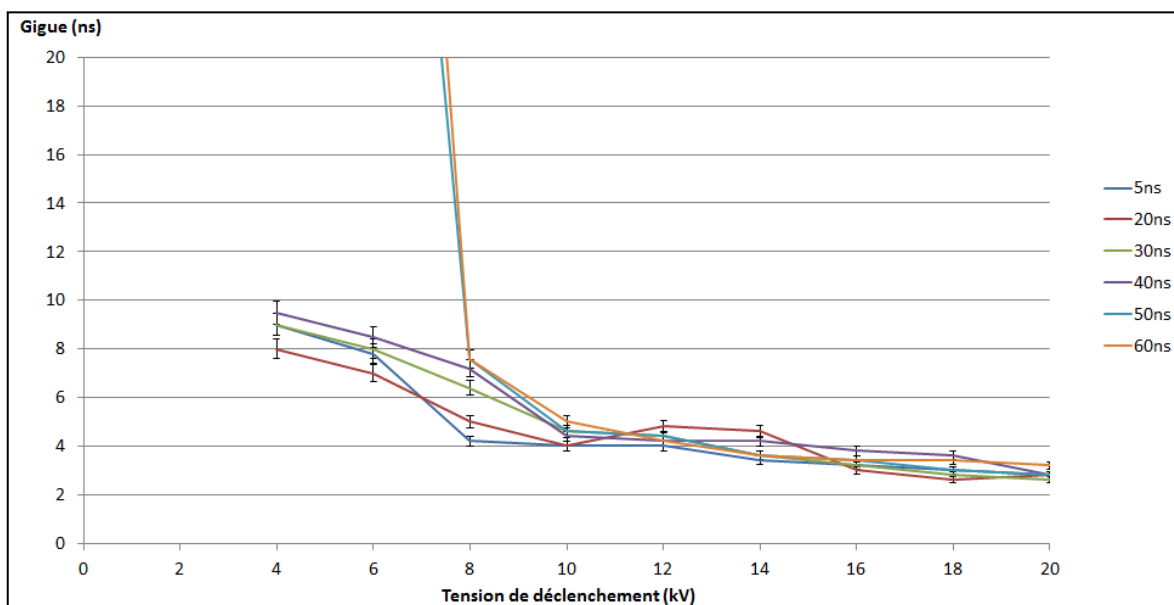


Figure 99 : Évolution de la gigue en fonction de la tension de déclenchement pour différentes valeurs de front de montée (générateur de Marx pré-alimenté à 90% de la tension de déclenchement de 10 kV, soit 9 kV).

Comme il est préférable que la tension d'alimentation du Mini-Marx soit inférieure à 10 kV, ces premiers résultats permettent de définir le front d'impulsion à mettre en œuvre pour le déclenchement. Pour réaliser cette impulsion, un système basé sur l'utilisation de commutateurs état solide de type J-FET en montage cascade est développé [62]. Grâce à une telle association, il est possible de concevoir un système capable de générer des impulsions de 5 kV avec des fronts de montée de 35 ns (Figure 100).

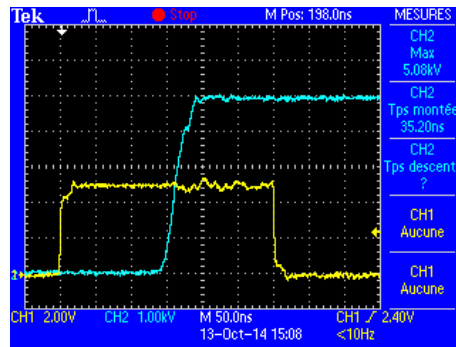


Figure 100 : Impulsions relevées en tant que commande (jaune) et en sortie des commutateurs J-FET (bleu).

Ce montage est réalisé à l'aide de 6 commutateurs J-FET pour réaliser l'impulsion de 5 kV.

Pour des raisons de simplicité opérationnelle, il est préférable d'avoir une même alimentation pour le générateur (i.e. le Mini-Marx) et son déclenchement (i.e. les commutateurs J-FET). En effet, l'augmentation du volume du générateur de Marx est moindre comparée à celle qui serait induite par la modification du système J-FET. Étant donné que la carte à base de commutateurs état solide fonctionne à 5 kV, il a été décidé de tester un générateur de Marx de 8 étages pour pouvoir générer des impulsions de 40 kV pour le déclenchement des éclateurs (des tests préliminaires ont en effet montré que de telles amplitudes de tension sont nécessaires pour l'obtention des objectifs visés). Le générateur utilisé se place dans la même lignée que celui à quatre étages. Il permet de générer des impulsions 40 kV à partir d'une alimentation 5 kV et dont le volume n'excède pas 130 mL (Figure 101). Pour des raisons de commodité d'utilisation, il a été choisi de travailler avec de l'air à pression atmosphérique.

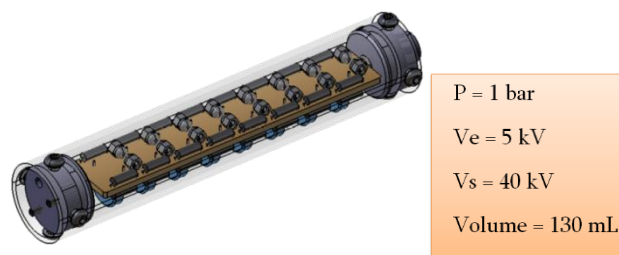


Figure 101 : Conception mécanique du générateur de déclenchement 8 étages dans son enceinte dédiée et principales caractéristiques.

Ce générateur a ensuite été testé pour diverses configurations (polarité et amplitude de la tension de déclenchement pour différents temps de montée de ces impulsions) afin

de vérifier que les caractéristiques du système 5 kV / 35 ns à base de J-FET étaient adéquates (Figure 102). Le générateur permet l'obtention de giges minimisées lorsqu'une impulsion positive est appliquée. Les résultats sont en effet légèrement meilleurs dans cette polarité. De même que pour le premier modèle de générateur mis en œuvre, l'impulsion à utiliser pour le déclenchement doit posséder un front de montée inférieur à 40 ns (gigue inférieure à 10 ns). La tension à appliquer est également de l'ordre de 5 kV.

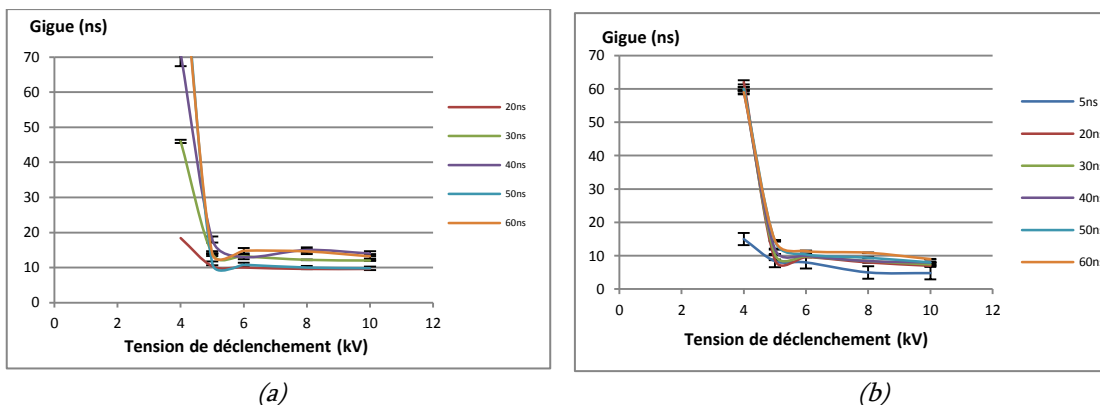


Figure 102 : Évolution de la gigue en fonction de la tension de déclenchement et du front de l'impulsion pour une alimentation de générateur de Marx de 5 kV positive (a) et négative (b).

Ces résultats permettent donc de valider une alimentation 5 kV pour le générateur de Marx et son système de déclenchement. Pour réduire l'encombrement, un même système permettra l'alimentation du générateur de Marx et du système de déclenchement. Étant donné que les résultats les plus probants sont obtenus à partir d'une impulsion positive, une structure de Marx classique a été privilégiée (vis-à-vis d'une structure Maxwell [41]).

b. X-FET un générateur ultra-compact d'impulsions 40 kV avec une gigue de 6ns

Une fois la totalité des fonctions validée, elles ont été réunies sur une seule et même carte électronique. Le système obtenu est présenté en Figure 103. Du fait de l'association d'un mini générateur de Marx avec un ensemble de commutateurs J-FET, ce générateur sera désigné par le nom de «X-FET».

Ce générateur ultra compact (de la taille d'une feuille A4) permet la génération d'impulsions 40 kV déclenchées à faible gigue et produites à partir d'une alimentation continue 24 V.

Il est composé :

- d'un système de commande par voie optique,
- d'un convertisseur DC-DC 24 V/ 5 kV,
- d'une association de 6 commutateurs J-FET permettant la génération d'impulsions 5kV avec un front de montée de 35 ns.
- d'un mini générateur de Marx, appelé Mini-Marx, de 8 étages.

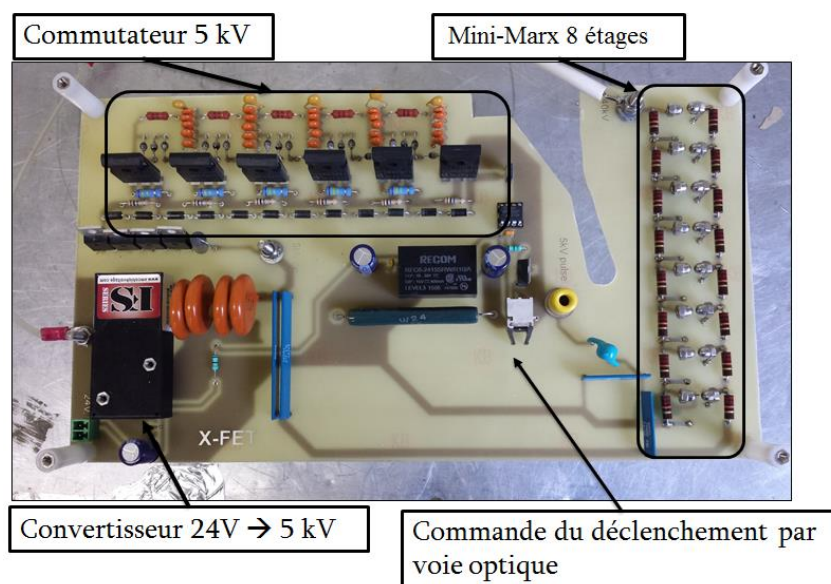


Figure 103 : Photographie du générateur X-FET.

Ce générateur a été soumis à une série d'essais (10 séries de 32 tirs) afin de valider les résultats précédemment obtenus avec tous les modules séparés. Les résultats sont présentés en Figure 104 et montrent que ce système permet l'obtention d'une gigue inférieure à 10 ns. Cette valeur correspond aux critères établis en début d'étude.

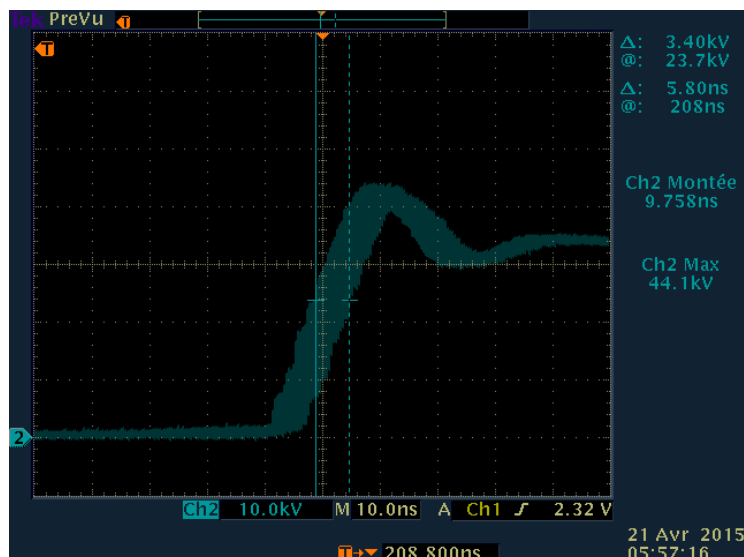


Figure 104 : Mesure de la gigue en sortie du générateur X-FET (gigue = 5,8 ns).

En matière de reproductibilité, le générateur a été testé à 10 Hz et permet systématiquement d'obtenir des giges inférieures à 6 ns sans chute de tension (une gigue inférieure aux résultats obtenus lorsque les différents éléments sont séparés).

3. Mesure de la gigue sur un éclateur déclenché

La partie précédente a permis de présenter le développement d'un générateur capable de réaliser une impulsion 40 kV pour le déclenchement de l'éclateur fort courant. Cette impulsion va être appliquée sur une électrode centrale d'un éclateur à distorsion de champ afin d'assurer la maîtrise du déclenchement.

Trois géométries pour la troisième électrode (présentées en Figure 105) sont comparées ((a) électrode de type pointe, (b) électrode plan et (c) électrode annulaire). Ces différentes topologies permettent de réaliser une distorsion du champ efficace pour assurer le déclenchement.

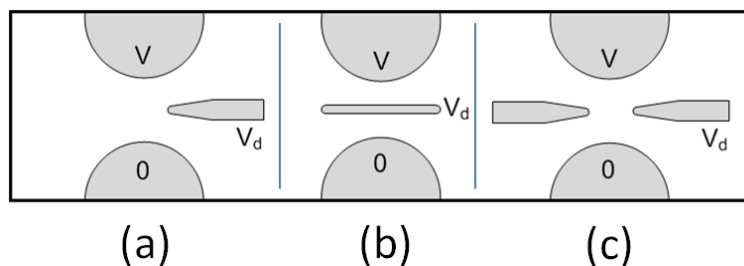


Figure 105: Les différentes topologies d'électrodes soumises aux essais.

Différents essais ont donc été réalisés pour caractériser la gigue selon chacune des géométries. Le schéma électrique pour l'étude expérimentale est présenté en Figure 106.

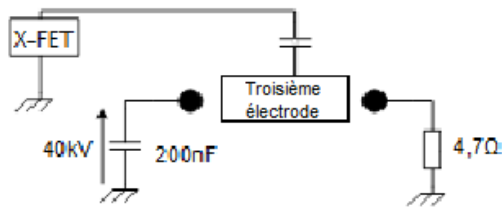


Figure 106 : Schéma électrique pour les tests des différentes topologies d'électrodes de déclenchement.

Un condensateur de 200 nF est chargé à une tension de 40 kV pour simuler la tension de charge d'un des générateurs BLUMLEIN. Une charge résistive de 4,7 Ω permet de simuler l'impédance d'un des primaires du transformateur (la charge est en fait de 6,4 Ω mais la valeur de 4,7 Ω est suffisamment proche pour que cette modélisation expérimentale soit comparable au fonctionnement réel). L'éclateur est réglé pour un déclenchement à pression atmosphérique (le bon compromis du couple « pression/distance inter-électrodes » sera étudié par la suite). Enfin, des essais ont été réalisés sur les trois géométries d'électrode sur lesquelles est appliquée une impulsion délivrée par le générateur X-FET. Les giges sont mesurées sur des séries de 32 tirs consécutifs.

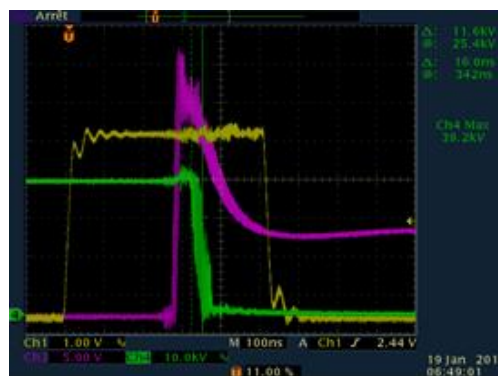


Figure 107 : Evaluation de la gigue au niveau de l'éclateur (la courbe jaune représente l'impulsion de commande. La courbe violette donne le signal de sortie du générateur de Marx et la verte correspond à la tension en sortie de l'éclateur à trois électrodes).

Les essais (Figure 107) avec l'électrode pointe montrent de bons résultats en matière de gigue sur les premières séries de tirs. Il s'avère toutefois qu'en augmentant le nombre de tirs, une usure prématurée rapide de la pointe apparaît du fait des forts

courants mis en jeu. Cette usure altère la valeur de la gigue (après quelques dizaines de tirs), raison suffisante qui nous pousse à ne pas retenir cette solution.

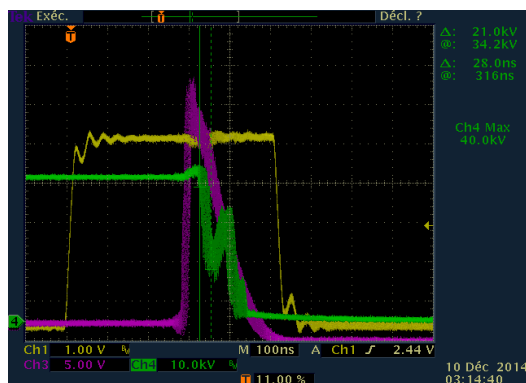


Figure 108 : Evaluation de la gigue avec l'électrode plan.

L'électrode plan (i.e. en forme de disque), présente en Figure 108, met en évidence un déclenchement non simultané de l'éclateur. Un des deux intervalles commute, en oscillant, avant d'entraîner l'autre avec un retard certain. Pour la suite des essais, il s'avère que ce double déclenchement non maîtrisable va poser problème quand les quatre éclateurs seront mis en parallèle pour la synchronisation. Cette solution ne sera donc pas retenue.

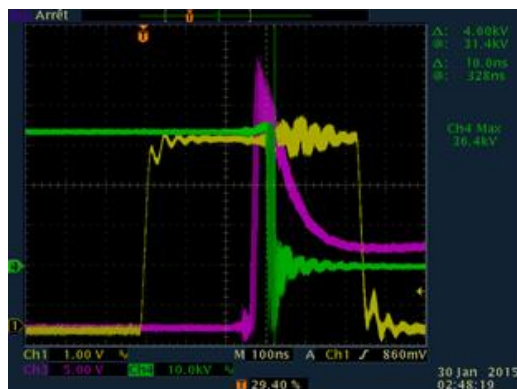


Figure 109 : Evaluation de la gigue avec l'électrode annulaire.

Enfin, l'électrode annulaire (ou anneau profilé) a été soumise aux mêmes essais (Figure 109). Cette topologie d'électrode permet d'obtenir une commutation franche avec une gigue qui permet de respecter le cahier des charges établi en début d'étude. Le profil de cette électrode paraît également plus adéquat à un fonctionnement « longue durée ». Cet aspect sera étudié plus loin pour garantir un fonctionnement sur plusieurs milliers de tirs.

En définitive, l'éclateur à réaliser doit être muni d'une électrode de déclenchement en forme d'anneau profilé dont le diamètre du trou intérieur est fixé à 8 mm pour que la distance entre la pointe de l'anneau profilé et les électrodes soit suffisante pour éviter des déclenchements intempestifs. Le diamètre des électrodes est fixé quant à lui à 22 mm pour être très grand par rapport à la distance qui est mise en place entre les électrodes en vue de garder un champ homogène (Figure 110). Chaque électrode cylindrique est vissée sur une flasque en polychlorure de vinyle (PVC) et le maintien de l'électrode centrale est assuré par le biais d'un tube en polycarbonate. Des joints assurent une étanchéité de l'ensemble lors d'une mise sous pression (Figure 111).

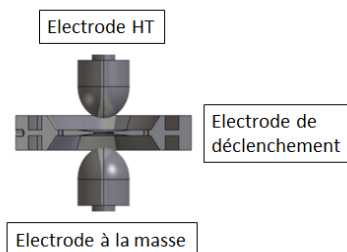


Figure 110 : Vue de côté de la géométrie des éclateurs.

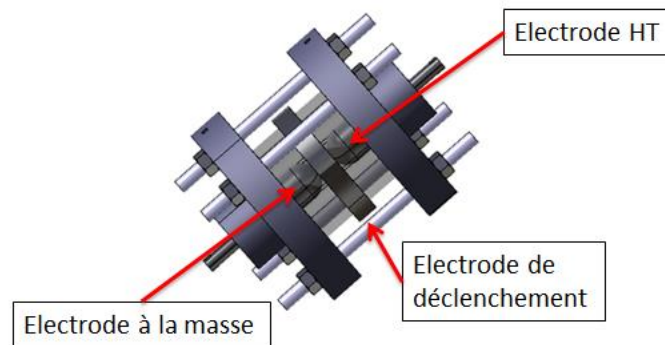


Figure 111 : Vue globale d'un éclateur fort courant utilisant un anneau profilé en tant qu'électrode de déclenchement.

Pour une tenue en tension de 40 kV DC à pression atmosphérique, la distance inter-électrodes est théoriquement voisine de 1,33 cm. Toutefois, il s'avère que, d'une manière générale, la gigue varie dans le même sens que la distance inter-électrodes. Il a ainsi été décidé de réaliser des essais afin d'évaluer l'influence d'une variation de la distance inter-électrodes sur la gigue, tout en conservant un produit « pression x distance » constant, comme le montre le Tableau . Ce produit est, en effet, maintenu constant pour garder un déclenchement à 40 kV et 5 configurations différentes sont choisies pour ces

essais L'évaluation de la gigue est réalisée sur 10 séries de 32 comme pour les essais précédents. Pour la réalisation de ces essais, l'objectif est de déterminer le bon compromis pour respecter la gigue imposée inférieure à 10 ns tout en gardant une pression au niveau de l'éclateur qui ne soit pas trop contraignante au niveau de la tenue mécanique de l'éclateur.

Tableau 15 : Etude de la gigue pour chacune des configurations (compromis pression-distance à produit constant) assurant un déclenchement à 40kV.

Configuration	1	2	3	4	5
Distance inter-électrodes/ Pression	10mm/1,3bar	8mm/1,67bar	6mm/2,22bar	4mm/3,33bar	3mm/4,4bar
Gigue (ns)	17,6	15,2	10,4	8	8

Les résultats présentés en Figure 112 montrent que, pour les configurations 4 et 5, la gigue mesurée est inférieure à 10 ns et correspond aux critères initiaux souhaités au niveau de la synchronisation d'un éclateur. Il a donc été choisi une pression de 3,3 bar et une distance de 4 mm pour le module à 4 éclateurs.

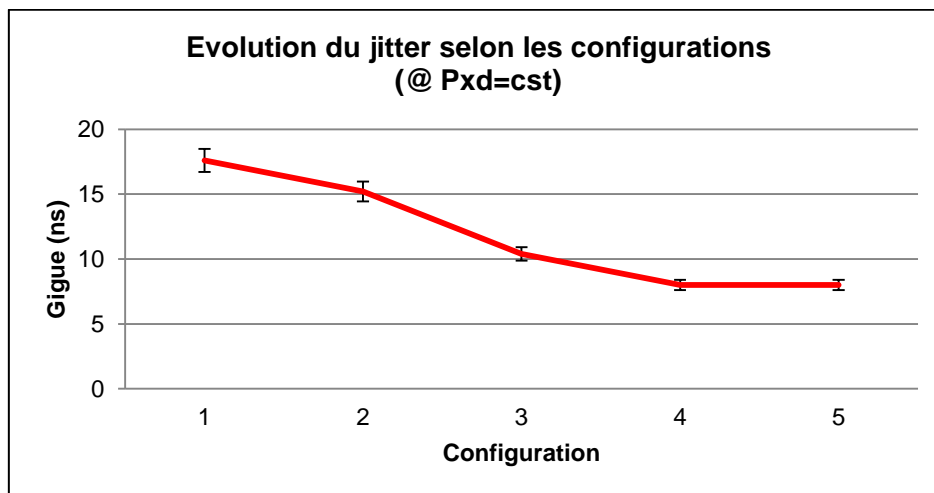


Figure 112 : Evolution de la gigue en fonction du compromis entre pression et distance entre les électrodes.

Ces essais ont permis de valider expérimentalement le modèle de l'éclateur. L'objectif ensuite est de tester la synchronisation des quatre éclateurs en parallèle.

4. Synchronisation de 4 éclateurs forts courants

À partir de l'étude menée sur l'optimisation du déclenchement d'un seul éclateur, un module associant quatre éclateurs a été conçu. Ce module est prévu pour la

synchronisation des quatre générateurs BLUMLEIN. On rappelle qu'un déclenchement quasi-synchrone (décalage temporel < 40 ns à 40 kV) des quatre éclateurs est visé.

a. Conception du module

Le module composé de quatre éclateurs, en configuration essai (i.e. module non relié aux générateurs BLUMLEIN), est présenté en Figure 113. Rappelons que ces éclateurs sont réglés pour que le déclenchement de chacun des éclateurs corresponde au compromis entre pression (3,3 bar) et distance (4 mm) vu dans la partie précédente. Afin d'assurer une pression identique à l'intérieur de chacun des éclateurs, ces derniers sont reliés à l'aide d'un même système de connexions pneumatiques et le réglage de la pression est réalisé par le biais d'un manomètre.

Ultérieurement, chaque éclateur sera relié via ses électrodes principales à une ligne BLUMLEIN et le système de déclenchement X-FET sera connecté aux électrodes de déclenchement afin d'y appliquer simultanément une impulsion adéquate.

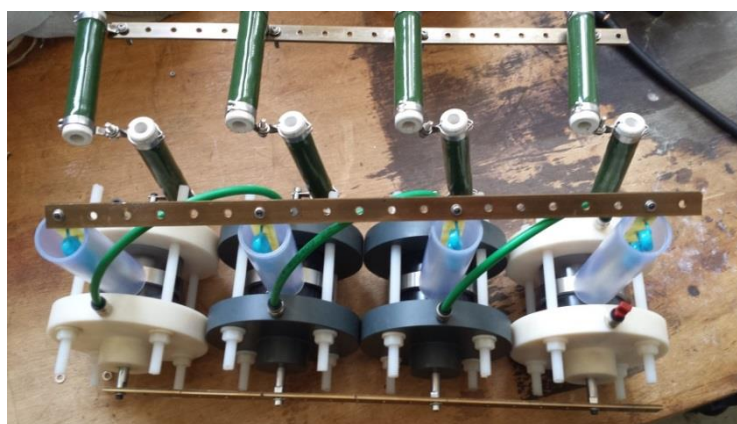


Figure 113 : Photographie du module de quatre éclateurs synchronisés en configuration essai.

b. Essais du module

Les essais de validation sont effectués à l'aide d'un système capable de simuler expérimentalement le transformateur. Chacun des primaires du transformateur est simulé physiquement par une résistance de $4,7 \Omega$ (proche des $6,4 \Omega$ correspondant à l'impédance équivalente de chaque primaire) et chacun des générateurs BLUMLEIN est modélisé de façon expérimentale par un condensateur de 200 nF. Chaque éclateur est déclenché à l'aide du générateur X-FET. Le schéma du montage est celui présenté en Figure 114. Une

alimentation de laboratoire de 40 kV permet la charge des condensateurs à travers des résistances 47 kΩ.

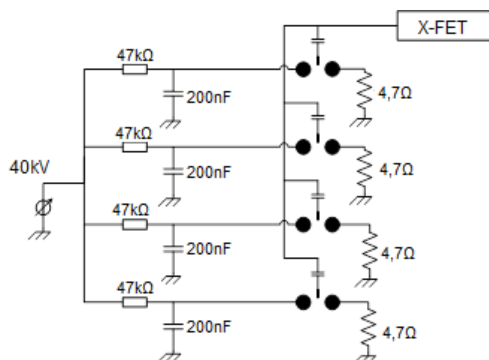


Figure 114 : Schéma électrique du montage de validation expérimentale du module de quatre éclateurs synchronisés.

La Figure 115 présente les signaux de tension obtenus en sortie de chacun des éclateurs. La mesure de la synchronisation peut se faire en observant le décalage temporel entre le premier et le dernier déclenchement. Avec le module réalisé, ce décalage est inférieur à 20 ns. Cette valeur respecte le critère initial : décalage temporel inférieur à 40 ns, et a été testée selon le protocole mis en place de 10 séries de 32 tirs.

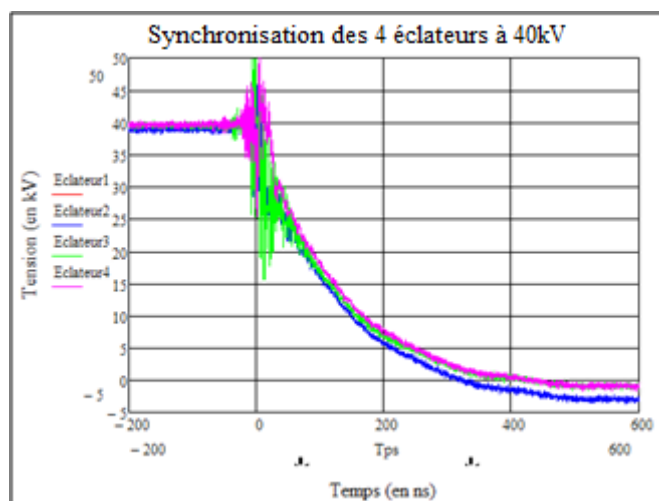


Figure 115 : Mesure des signaux de tension en sortie des quatre éclateurs.

Une fois ce module validé de manière expérimentale, il a été testé en configuration finale sur l'ensemble des générateurs BLUMLEIN. Les résultats montrent que le décalage temporel est bien inférieur aux 40 ns visés (<20 ns).

Une autre série d'essais a été réalisée pour évaluer le fonctionnement en conditions réelles (à fréquence nominale de 10 Hz). Il apparaît alors un problème de fiabilité lié à une

érosion rapide des électrodes au bout de 300 tirs (comme il le sera montré en détail dans la partie III de ce chapitre). Le matériau utilisé initialement pour la réalisation des électrodes était de l'acier inoxydable. Ce matériau ne peut pas être conservé pour la version finale.

Afin de pallier les problèmes d'érosion liés aux commutations électriques, les matériaux comme le cutène, le molybdène et le tungstène sont privilégiés dans la littérature. La partie suivante présente une étude qui vise à déterminer une configuration d'électrodes qui garantit un fonctionnement de l'éclateur selon les objectifs du cahier des charges (>10 000 tirs en conservant un décalage temporel inférieur à 40 ns pour la synchronisation des quatre éclateurs). Pour améliorer la compréhension des phénomènes, des essais approfondis sont réalisés sur différents matériaux candidats afin d'analyser les réactions physico-chimiques liées au phénomène d'érosion induit par les commutations forts courants.

III. Etude du phénomène d'érosion des électrodes de l'éclateur.

1. Problématique

Le fonctionnement du modulateur AGIR2 repose sur la synchronisation de quatre lignes de mise en forme de type BLUMLEIN. Ces dernières sont déclenchées par un jeu d'éclateurs à 3 électrodes. La Figure 116 montre la géométrie des électrodes mise en œuvre dans le système de déclenchement. L'anode est reliée à la tension de charge de la ligne (40 kV), la cathode est à la masse, et le déclenchement est assuré grâce à l'application d'une impulsion (40 kV) sur la troisième électrode. Dans un premier temps, pour faciliter l'usinage mécanique des électrodes, ces dernières sont réalisées en acier inoxydable 316.

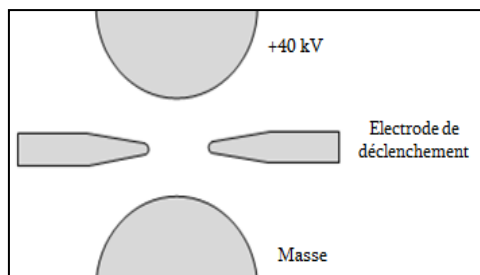


Figure 116 : Vue en coupe de l'éclateur avec les deux électrodes principales (haute tension et masse) et l'électrode centrale de déclenchement.

Durant les premières phases d'expérimentation, il est apparu que les électrodes sont sujettes à une usure prématurée dès quelques centaines de commutations. Le phénomène observé se retrouve au niveau des trois électrodes. Il est toutefois accentué sur l'électrode de déclenchement du fait de sa géométrie.

Cette usure, qui est la conséquence des commutations, impacte directement les performances de synchronisation. Ce problème est lié au fait que l'énergie commutée par l'éclateur principal dégrade l'état de surface de l'électrode. Effectivement, au bout de 300 tirs à la fréquence de fonctionnement nominale (10 Hz), le diamètre intérieur de l'anneau de déclenchement passe de 8 mm à 11 mm (Figure 117).



Figure 117 : Photographie de l'électrode de déclenchement en acier inoxydable avant essais à gauche, et après 300 tirs à droite.

2. Bibliographie relative au phénomène d'érosion des électrodes

L'étude de la dégradation des électrodes d'un éclateur en commutation, plus communément appelé phénomène d'érosion, est sujette à de nombreuses études en vue de

choisir au mieux les matériaux à mettre en œuvre. Ces études ont bien souvent la particularité de mettre en compétition deux voire trois matériaux et ensuite de sélectionner celui qui se comporte le mieux par rapport à la dégradation. Certaines de ces études [63] [64] visent à caractériser le comportement d'un matériau spécifique soumis à un fort courant comme c'est le cas lors du déclenchement de l'éclateur.

La première étude [63] montre que le passage de l'arc entraîne une montée en température des électrodes qui est la cause d'une modification de l'état de surface des électrodes. Suivant la matière métallique utilisée, celle-ci va bien souvent passer à l'état liquide, cette observation, couplée aux études [65], [66] et [67] concernant les phénomènes engendrés durant le passage de l'arc, montre qu'avec les forces électrodynamiques mises en œuvre, une partie de la matière en fusion se déplace sur les bords de l'électrode ou est éjectée (Figure 118). Ce phénomène explique pourquoi les matériaux tels que le cuivre, qui a une température de fusion plutôt « basse » (1080°C), sont bien souvent mis de côté lors de la réalisation d'électrodes.

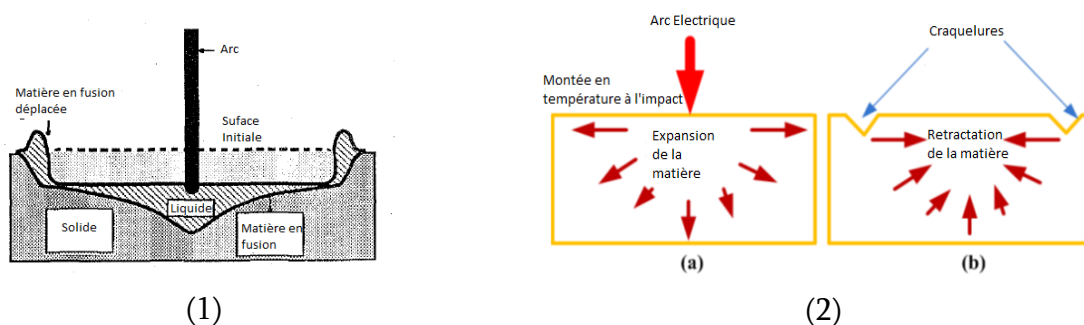


Figure 118 : Phénomènes engendrés durant le passage de l'arc avec en (1) les matières non dures [65] telles que le cuivre et en (2) les matières dures [13] telles que le tungstène.

L'étude présentée en [63] met en exergue un autre point important concernant le phénomène d'érosion pour des matériaux dont la dureté est très importante tel que le tungstène. Ici, l'érosion peut se manifester par l'apparition de craquelures en surface des électrodes. Cela s'explique par le fait que la matière qui compose l'électrode chauffe extrêmement rapidement. Cet échauffement engendre une expansion de la matière qui devient poreuse par accumulation de bulles d'air. En refroidissant, la matière se rétracte,

ces bulles d'air emprisonnées fragilisent les électrodes et causent des éclatements en surface.

Une troisième partie de l'étude [63] montre une différence entre le comportement de l'anode et celui de la cathode. Durant la commutation, de la matière de l'anode est éjectée en direction de la cathode. L'anode perd donc de la matière alors que la cathode elle perd à la fois un peu de sa propre matière et capte une partie de la matière éjectée par l'anode. Cela a pour effet d'induire une différence au niveau de l'érosion entre les deux électrodes.

Une étude menée en Chine [68] met en avant la détérioration du graphite lors de son utilisation dans un éclateur. En effet, contrairement à des matériaux qui possèdent des caractéristiques similaires, le graphite a tendance à se détériorer de manière plus importante. Cela s'explique par le fait que, lors d'une élévation importante de température, ce dernier ne passe pas par un état de fusion. Il passe directement sous forme de gaz (sublimation), ce qui explique les dégradations observées.

L'étude [64] confirme les résultats présentés dans la première étude. Une conclusion supplémentaire indique que la circulation d'un fluide (aussi bien liquide que gazeux) entre les électrodes accentue le phénomène d'érosion. En effet, la matière en fusion éjectée au niveau des électrodes est entraînée par le passage du fluide.

Ces différentes études donnent l'orientation quant à la sélection des matériaux qu'il faut utiliser dans le cadre de cette étude. Toutefois, chaque étude montre que ce choix de matériau dépend directement de l'application en elle-même (amplitudes de courant, temps d'application et fréquence de récurrence notamment).

3. Présentation et objectifs de l'étude

Des études complémentaires menées en collaboration avec l'UMR CNRS IPREM de l'UPPA (Dr. J-C Dupin) ont donc été réalisées pour trouver le meilleur compromis dans le choix des matériaux d'électrode vis à vis de l'objectif initial (>10 000 tirs avec une gigue inférieure à 10 ns) et des spécifications de fonctionnement nominal (tension : 40 kV,

courant : 16 kA et durée : 1 μ s). Ces tests permettront de plus une meilleure compréhension du comportement de chacun des matériaux métalliques lorsqu'ils sont soumis à de tels traitements.

Il a été décidé de comparer le comportement de 6 matériaux aux propriétés électroniques et thermiques intéressantes : le cuivre, le graphite, l'acier inoxydable (316), le tungstène et deux alliages de cuivre et de tungstène (*Cutène* Cu_xW_y) de compositions différentes (Cu20W80 et Cu30W70). Les principales caractéristiques de chaque matériau sont reportées dans le Tableau 16. Caractéristiques thermiques et dureté des matériaux étudiés. Il s'agit de caractéristiques thermiques et de dureté, pour y associer leur dégradation probable.

D'après ce qui est publié dans la littérature, les matériaux plus durs (comme le tungstène ou le cutène) doivent montrer une certaine résistance à la dégradation contrairement aux matériaux plus souples (tel que le cuivre ou l'acier inoxydable). De la même manière, la valeur de la température de fusion doit avoir un impact sur la manière dont les matériaux vont se comporter. Cela s'explique par le fait qu'une température plus basse entrainera une éjection de matière en surface de l'électrode plus importante.

Tableau 16. Caractéristiques thermiques et dureté des matériaux étudiés.

	Cuivre	Tungstène	Acier 316	Graphite	Cutène
Point de fusion (°C)	1080	3410	1380	3650	Cuivre (1080) Tungstène (3410)
Dureté (Vickers)	87	500	160-190	340	115-260
Conductivité thermique (W/m.K)	401	173	16,3	80-240	147-240

La procédure de comparaison mise en place se définit selon 4 étapes. Après usinage, les électrodes sont nettoyées dans un bain de solvant organique maintenu sous agitation ultrasonique. Elles sont ensuite séchées en étuve puis pesées systématiquement à l'aide d'une balance de précision ($\Delta m = \pm 10^{-4}$ g) pour suivre l'évolution de perte de masse éventuelle au cours des séquences de tirs. La morphologie de surface des électrodes est contrôlée par microscopie électronique à balayage et l'état chimique de la surface est examiné à l'aide d'un spectromètre photoélectronique X. Ces analyses sont réalisées entre chaque essai et une étude de rugosimétrie complète cet ensemble de caractérisations. Ces

méthodes analytiques permettront de juger de la détérioration des électrodes après chaque série de tirs (100, 1 000 et 5 000 tirs).

Une fois, le matériau adéquat sélectionné pour être utilisé comme électrode centrale, une dernière série de tests à fonctionnement nominal (courant et tension) est engagée pour valider la tenue aux 10 000 tirs.

Avant de présenter les différents résultats obtenus, une présentation générale des techniques de caractérisation utilisées dans le cadre de ce travail est tout d'abord détaillée ci-après.

4. Méthodes analytiques de caractérisation

a. Spectroscopie photoélectronique à rayonnement X (XPS) et état chimique de surface

La spectroscopie photoélectronique X, en anglais X-ray Photoelectron Spectroscopy (XPS), est un procédé d'analyse chimique de la surface des matériaux à l'aide d'une mesure du nombre d'électrons émis par l'échantillon exposé à des rayons X monochromes ($h\nu_{AlK\alpha} = 1486,6\text{eV}$) dont le principe est montré en Figure 119.

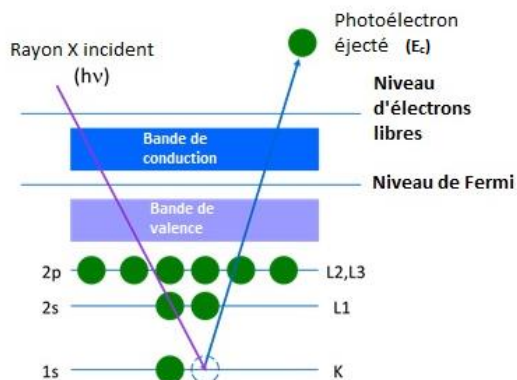


Figure 119 : Principe de fonctionnement de la spectroscopie photoélectronique.

A partir du spectre d'intensité, il est possible de remonter à la composition chimique de la surface du matériau analysé. Cette mesure est réalisée sur une profondeur de 5 à 10 nm environ, ce qui en fait une donnée d'extrême surface. La nature des environnements chimiques d'un élément constitutif de l'électrode est directement connue

par la valeur de l'énergie de liaison de ses orbitales de photoionisation (ex : Cu2p, Cu3p et Cu3s pour le cuivre). Des bases de données expérimentales produites à l'IPREM, depuis des années sur des composés standards, nous ont permis d'identifier les états chimiques de surface après les différentes procédures de tirs. Une analyse quantitative des éléments en surface des électrodes peut également être réalisée par intégration de l'aire des pics dans les spectres enregistrés. Cette phase interprétative permet de comprendre l'évolution chimique de la surface des électrodes et d'expliquer la dégradation du matériau et, de fait, la détérioration de la gigue.

b. Microscopie électronique à balayage (MEB) et morphologie

La Microscopie Electronique à Balayage (MEB ou Scanning Electron Microscopy (SEM) en anglais) est un procédé dont le fonctionnement repose sur l'émission d'électrons induits par une cathode qui interagit avec le matériau à analyser en y pénétrant en profondeur. La perte d'énergie des électrons, induite par la collision avec les atomes du matériau qui le compose, engendre de nombreux phénomènes multiélectroniques. Les électrons secondaires issus de ces interactions et éjectés du matériau sont ainsi collectés et permettent de reproduire un cliché haute résolution de la morphologie de surface du matériau. Le principe utilisé est montré au niveau de la Figure 120.

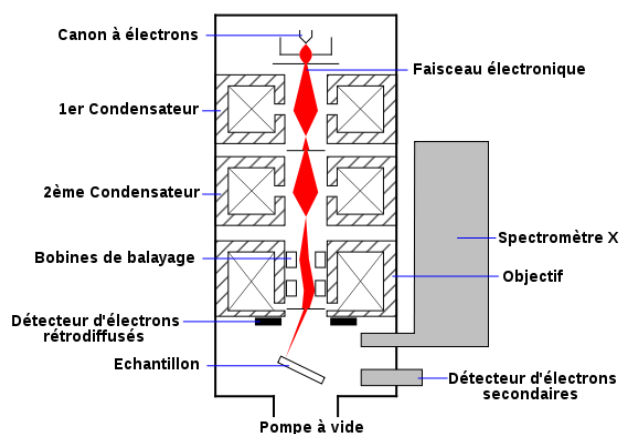


Figure 120 : Principe de fonctionnement de la microscopie électronique à balayage.

Dans le cas de cette étude, un grossissement par 400 est choisi ce qui permet précisément de faire des études comparatives sur le dôme des électrodes (surface observée (200 μm \times 150 μm). Ces observations seront corrélées à l'analyse XPS afin de déterminer

les changements physico-chimiques de la surface des électrodes au niveau du sommet des électrodes. La dégradation de surface éventuelle pourra de plus être confirmée par les mesures de rugosimétrie.

c. Microscopie confocale et rugosimétrie

Ce procédé de mesure de la rugosité d'une surface est assez similaire à la microscopie optique traditionnelle. La principale différence réside dans un double filtrage spatial qui a pour but d'éclairer seulement un point d'une surface par une lumière chromatique en vue de ne détecter qu'une seule longueur d'onde qui est réfléchi par ce même point et qui sera représentative de la distance entre l'émetteur et la surface.

Le schéma de principe est présenté en Figure 121. La source (S) permet d'appliquer un signal en un point (M) d'un échantillon à l'aide d'un objectif (O). Le signal revenant de l'échantillon traverse l'objectif et est réfléchi par une lame semi-réfléchissante en direction d'un diaphragme (D) qui assure que seule la lumière provenant de M atteigne le détecteur : toute lumière provenant d'un point situé au-dessus ou au-dessous de M est filtrée par le diaphragme D.

Il est alors possible de réaliser une imagerie topographique de la surface grâce à un balayage plan de la surface.

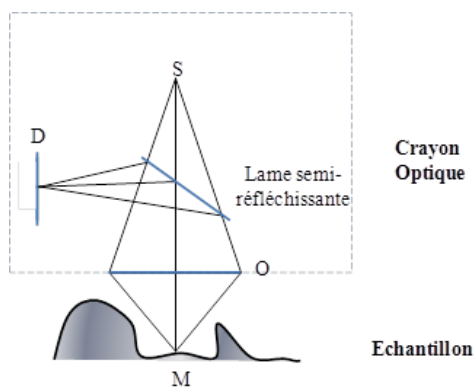


Figure 121 : Principe de la microscopie confocale.

Les caractéristiques du rugosimètre utilisé sont présentées dans le tableau 17.

Tableau 12 : Caractéristiques du rugosimètre.

Fréquence	1 kHz
Distance Source-Echantillon	150 μm
Intensité	10-30%
Dimension de la surface étudiée	0,5 x 0,5 mm ²
Pas	Axe X : 0,3 μm Axe Y : 0,3 μm

Parmi les relevés qui sont faits pendant cette étude, trois paramètres principaux sont retenus :

- Ra (mm) : qui est l'écart moyen (ou moyenne arithmétique) des distances entre les pics et les creux successifs du relief de surface. "Ra" correspond à la différence entre cette distance moyenne par rapport à une "ligne centrale" qui passerait entre les pics. Sa valeur donne une idée de la microrugosité.
- Sa (μm) : moyenne arithmétique, en valeur absolue, de la différence de hauteur de chaque point par rapport au plan moyen de la surface. Ce paramètre est l'extension du paramètre Ra (hauteur moyenne arithmétique d'une ligne) à une surface. Il est généralement utilisé pour évaluer la rugosité de surface.
- Sdq : moyenne quadratique des pentes entre tous les points dans la zone de définition. Ce paramètre est une approche de la complexité de l'état de surface. Une valeur faible de ce paramètre indique que la surface est plutôt lisse. A contrario, une valeur élevée montre que la surface est complexe et rugueuse.

Les paramètres ci-dessus permettent de montrer la modification de l'état de surface. En effet, après avoir subi les chocs, le changement au niveau de la surface des électrodes est d'autant plus marqué que les paramètres précités sont modifiés. De plus, cette technique permet de reconstituer l'état de surface des électrodes en 3D.

Les techniques complémentaires de pesée, d'imagerie et d'analyse de rugosité fourniront des indications précises sur le comportement des divers matériaux et sur la détérioration de leur état de surface.

5. Pesée des électrodes

Pour rappel, des lots d'électrodes (anode et cathode d'une même nuance métallique) ont été réalisés avec chacun des matériaux. Chaque couple d'électrodes est pesé avant et après chaque séquence de tirs afin de suivre l'évolution de la masse en fonction des conditions imposées : 0, 100, 1000 et 5000 tirs. Tous les essais sont réalisés à tension et courant nominaux de fonctionnement auxquels est soumis l'éclateur à l'intérieur du modulateur AGIR2 (40 kV et 16 kA).

Les premières tendances qui donnent un ordre d'idée du phénomène de dégradation sont celles issues des pesées. En Figure 122 et Figure 123, il est représenté la quantité de matière sur chaque lot d'électrodes (anode puis cathode) en fonction du nombre de tirs.

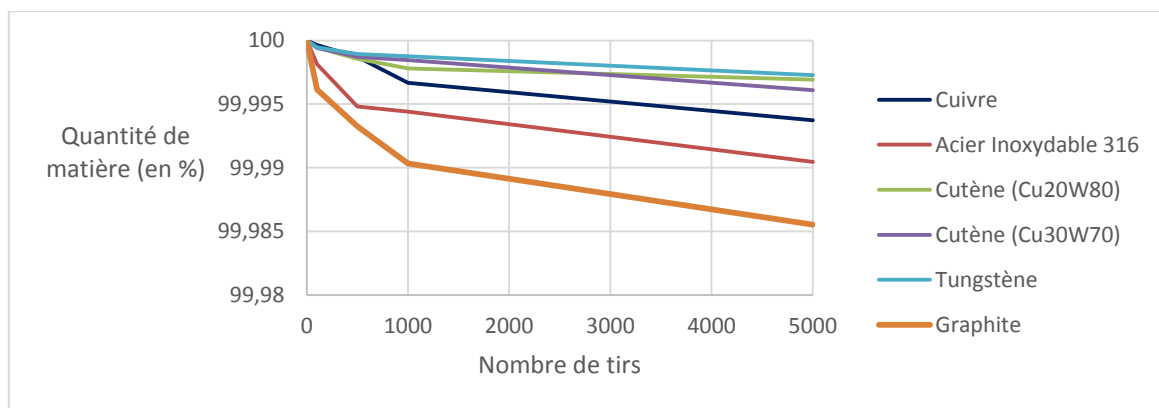


Figure 122 : Evolution de la quantité de matière sur l'anode (en pourcentage).

Au niveau de l'anode, chaque matériau subit une perte de matière. Toutefois, le pourcentage de matière perdue varie énormément en fonction du matériau utilisé. Des matériaux comme le cuivre, le graphite et l'acier inoxydable présentent une perte de matière plus importante que le cutène ou le tungstène. Cela s'explique, entre autres, par la différence de température de fusion entre chaque matériau dans le cas du cuivre et de l'acier inoxydable [63], [65], [66] et [67]. Concernant le graphite, comme mentionné plus tôt, lors du passage de l'arc, la montée en température va entraîner la sublimation et non une fusion d'une partie de la matière et ainsi provoquer une destruction plus importante que le tungstène qui a des propriétés proches (1,5% de matière enlevée après 5000 tirs). La quantité d'énergie fournie par l'arc électrique au cours du tir n'est par contre pas suffisante

pour avoir un effet remarquable sur l'anode en tungstène et en cutène dont les points de fusion sont élevés. La quantité de matière éjectée est alors beaucoup plus faible (0,3% de matière en moins après 5000 tirs).

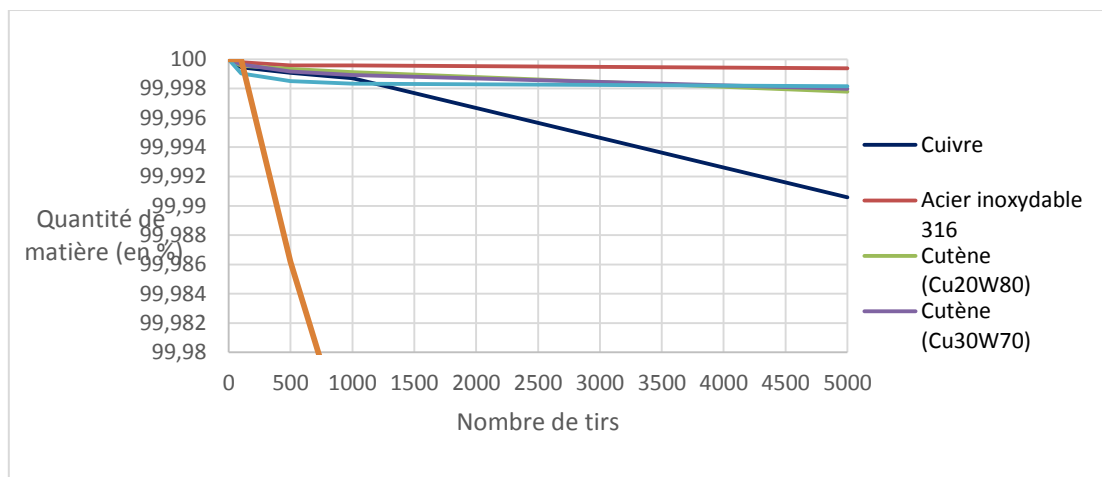


Figure 123 : Evolution de la quantité de matière sur la cathode (en pourcentage).

Contrairement aux anodes, la différence de perte de matière est moins marquée dans le cas des cathodes. Ceci était prévisible d'après les observations évoquées dans l'étude [63]. En effet, le sens de passage du courant a un impact sur la dégradation de l'anode et de la cathode (dans le premier cas, il s'agit d'une simple éjection de matière et dans le second cas, une partie de matière est récupérée depuis l'anode). On note certaines fois une différence de comportements d'un matériau à un autre. D'après les pesées, il semble que :

- Le cuivre et surtout le graphite sont plus sensibles à la perte de matière que les autres matériaux.
- Les matériaux comme le cutène et le tungstène sont plus résistants quant à la perte de matière.
- Quant à l'acier inoxydable, il semble qu'il soit bien plus performant au niveau de la cathode que de l'anode.

Les premiers résultats, obtenus durant cet essai, confirment les premières hypothèses concernant les matériaux durs (hormis le graphite comme expliqué dans la bibliographie) avec une haute température de fusion. Ceux-ci perdent moins de matière

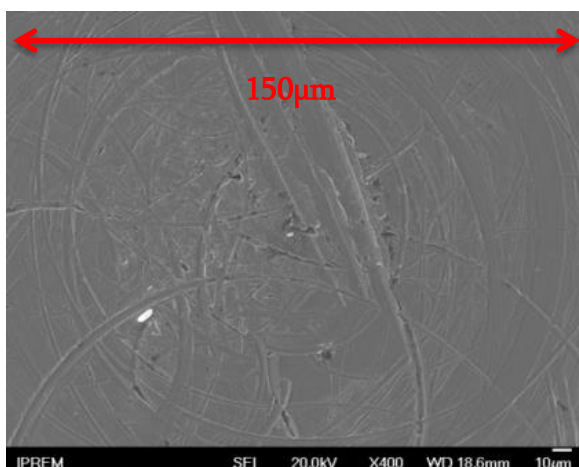
que les autres. De plus, ces mesures permettent de confirmer que l'anode et la cathode ne se dégradent pas de la même façon. L'anode se dégrade plus vite que la cathode pour un nombre de tirs équivalent.

6. Analyses microscopiques et spectroscopiques (SEM et XPS).

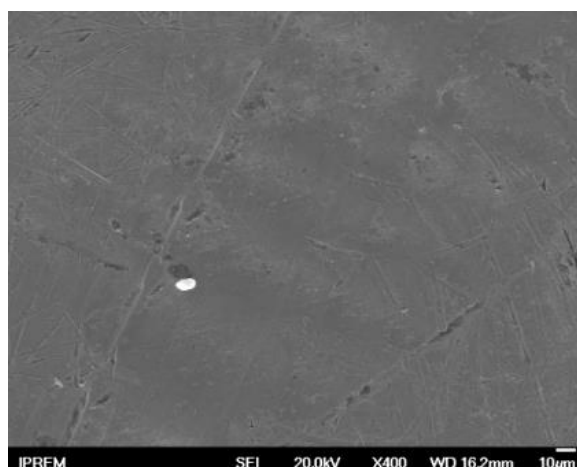
L'analyse physico-chimique des différents matériaux est présentée ici avec le couplage des données de microscopie électronique et de spectroscopie photoélectronique. L'objectif global est de mieux appréhender le phénomène d'érosion en corrélant les évolutions chimiques avec la morphologie induite par les différentes séquences de tir. Les mesures ont systématiquement été réalisées sur le sommet du dôme de chaque électrode.

a. Electrodes en cuivre

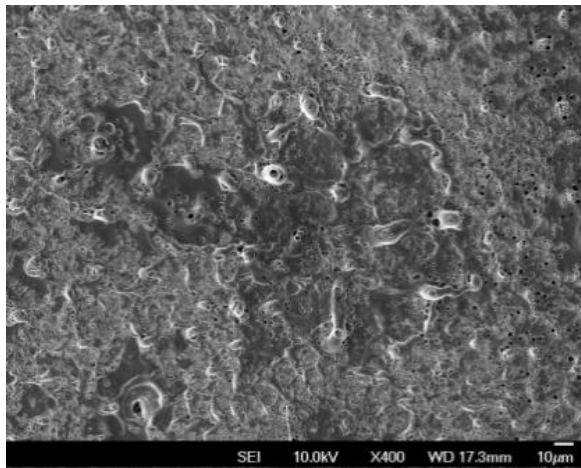
Les clichés réalisés montrent que les électrodes présentent la même topographie après l'usinage (Figure 124 (a) et (c)), et quelques rayures induites par l'outil d'usinage modifient la surface plutôt lisse d'aspect. Après 5000 tirs, la topographie évolue avec un relief accidenté montrant des coulées de matière.



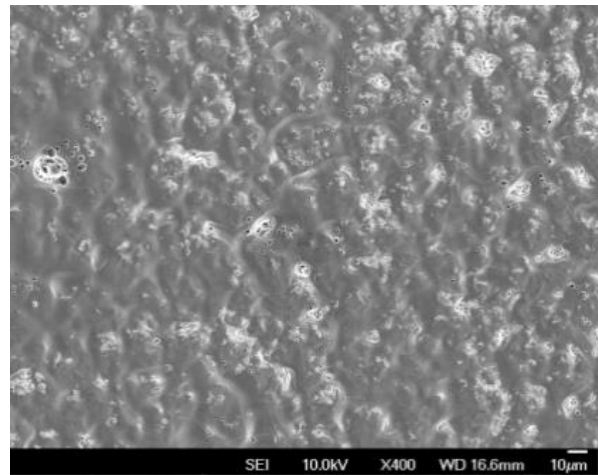
(a)



(c)



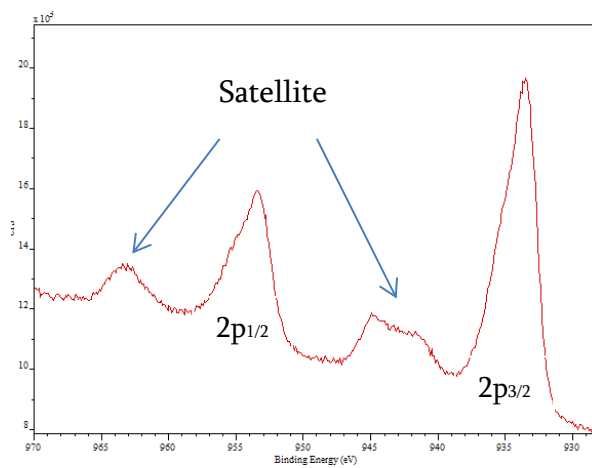
(b)



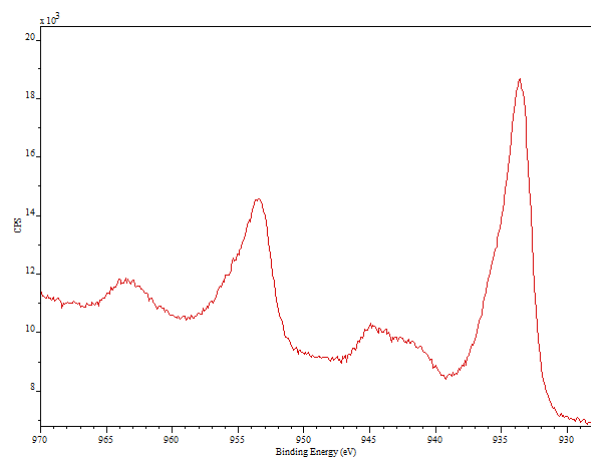
(d)

Figure 124 : Clichés de microscopie électronique du cuivre : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

Cette observation souligne très certainement la fusion partielle de matière au point d'impact de l'arc électrique puis la recristallisation que subissent ensuite les électrodes. L'état de surface de l'anode est bien plus perturbé que celui de la cathode, avec des coulées davantage marquées et des trous plus nombreux suite à l'évaporation gazeuse au cours de la recristallisation.



(a)



(c)

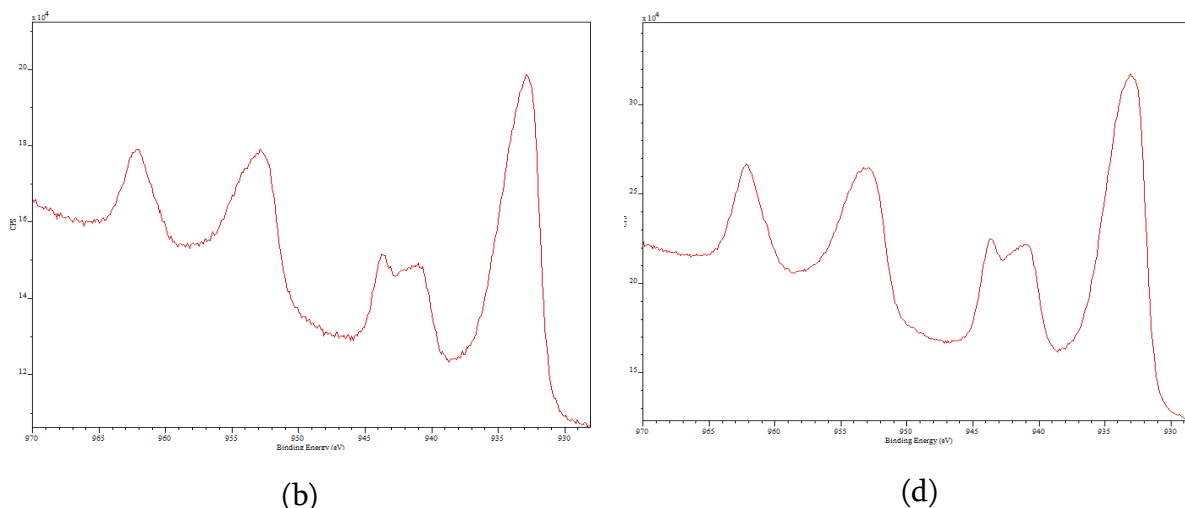


Figure 125 : Spectres XPS Cu2p des électrodes en cuivre : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

Les analyses XPS (Figure 125) montrent que les profils des spectres Cu2p de l’anode et de la cathode sont similaires. D’après la forme des pics satellites (centrées vers 943,0eV et 963,5eV) accompagnant les composantes 2p_{3/2} (E_L= 932,7eV) et 2p_{1/2} (E_L= 953,8eV), la surface est principalement composée de Cu₂O légèrement hydroxylée avant les tirs [Ref]. Le spectre O1s (non présenté ici) montre en effet à 530,6eV la composante associée aux ions O²⁻ de la phase Cu₂O ainsi que la signature d’ions hydroxyles OH⁻ avec un pic à 532,2eV. Après les essais, le profil du spectre Cu2p évolue et les pics satellites deviennent plus intenses, rendant compte d’une modification de la composition chimique de l’électrode avec la présence d’un environnement de type CuO [Ref].

Tableau 13. : Table de composition XPS des électrodes de cuivre (avec C : Carbone, O : Oxygène, Cu : Cuivre, N : Azote, Na : Sodium, les valeurs sont données en pourcentage atomique).

	Electrode	Tirs	at.% C	at.% O	at.% Cu	at.% N	at.% Na
Cuivre	anode	Avant essais	68,3	23,9	7,8		
		100 tirs	16,7	39,3	42,7	1,3	
		5000 tirs	67,1	22,2	10,6	0,1	
	cathode	Avant essais	66	26,6	7,4		
		100 tirs	22,1	40,3	35,2	1,8	0,6
		5000 tirs	33,9	37	28,6	0,5	

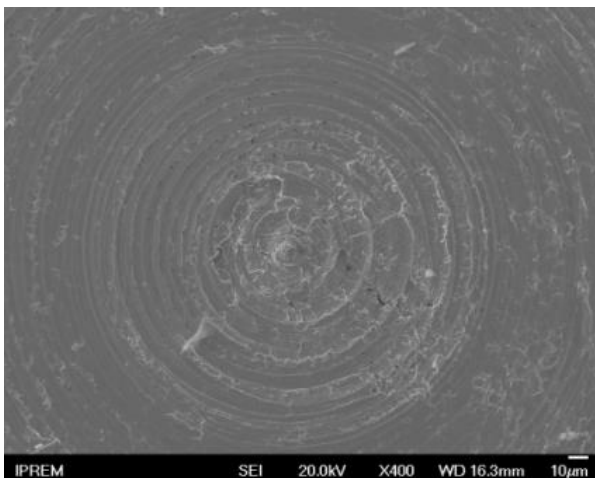
Le tableau 18 montre qu’avant les tirs, la surface des électrodes est fortement contaminée par des entités organiques (résidus d’usinage et solvants de nettoyage) avec des pourcentages de carbone élevés. Après 100 tirs cette contamination résiduelle tend à disparaître et le signal du cuivre est plus important. Des traces d’azote montrent, à ce

niveau, que l'arc électrique interagit avec l'air ambiant, le dégrade et de l'azote sous forme NO_x ($E_L \text{ N1s} = 403,2\text{eV}$) [Ref] se dépose à la surface de l'électrode. Cette remarque est la toute première rapportée dans ce type d'étude et montre déjà que la présence d'espèces chimiques involontairement déposées pourra avoir une incidence sur le vieillissement des électrodes.

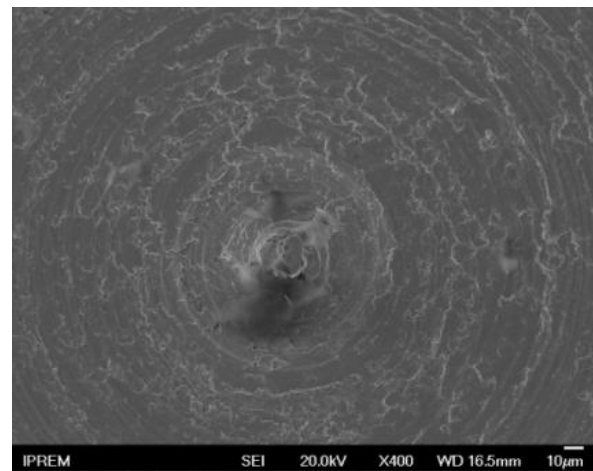
La légère augmentation de carbone en surface après une séquence de 100 tirs et une séquence de 5000 tirs pourrait s'expliquer par un phénomène intense de dépôt et même de dissociation moléculaire du CO_2 de l'air ambiant que l'on retrouve absorbé en surface des électrodes ($E_L \text{ C1s} = 289,0\text{eV}$).

b. Electrodes en tungstène

Pour les électrodes de tungstène, la même morphologie de surface est observée avant les essais de tirs avec la présence de marques induites par l'usinage très prononcées, sûrement en rapport avec la grande dureté du matériau.



(a)



(c)

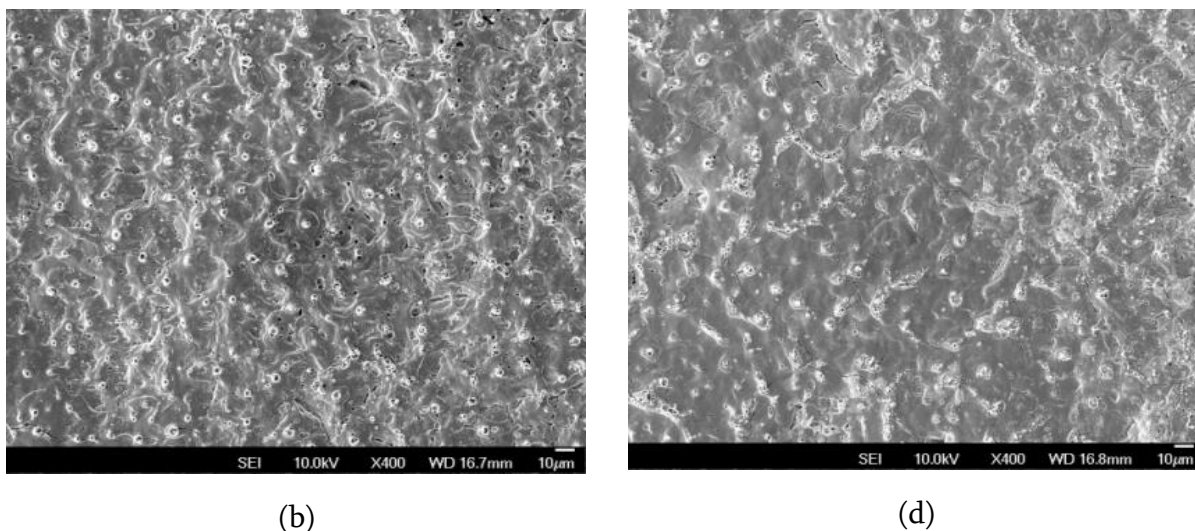


Figure 126 : Clichés de microscopie électronique du tungstène : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

Après 5000 tirs, l'état de surface n'est plus du tout homogène. On constate l'apparition de trous et de cratères et de coulées solidifiées comme pour les électrodes usagées de cuivre. L'anode est également davantage dégradée que la cathode.

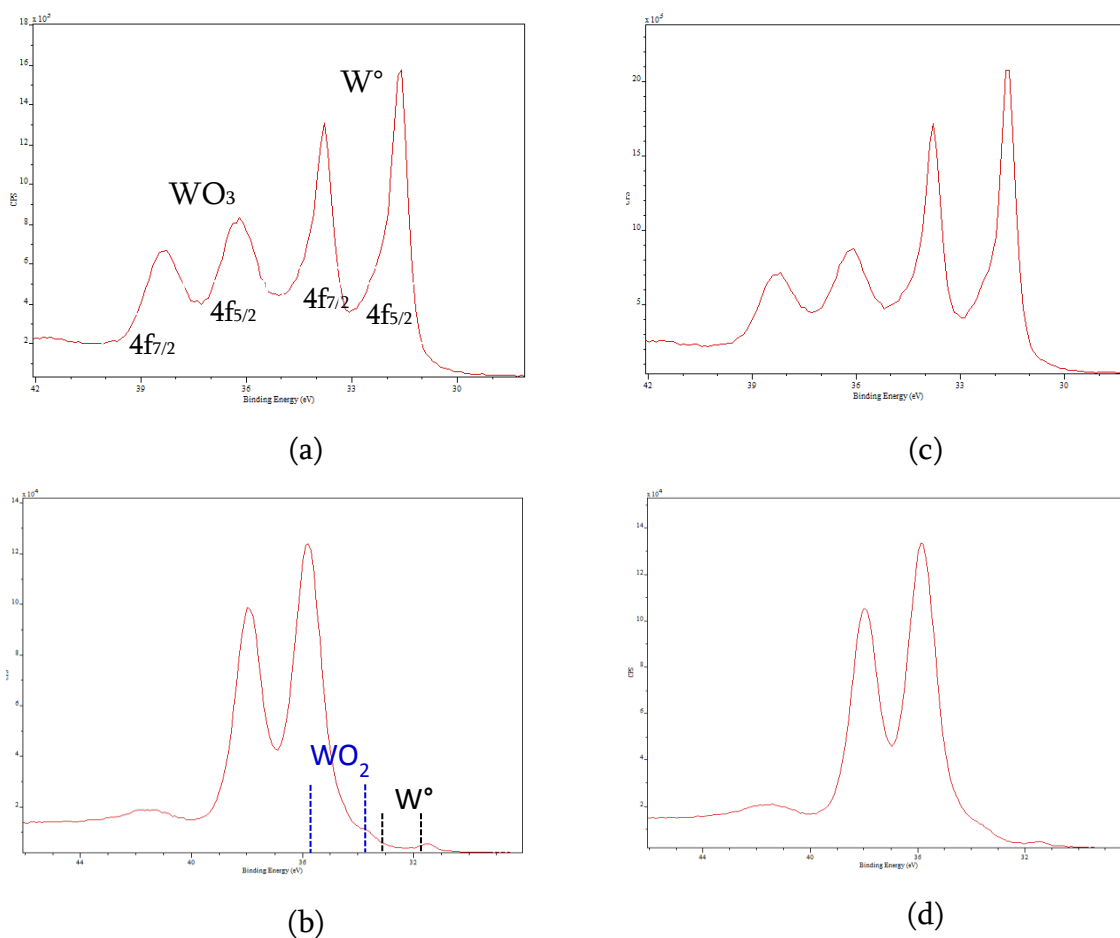


Figure 127 : Spectres XPS W^0 et WO_2 des électrodes en tungstène : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

Du point de vue chimique, la surface des électrodes est composée avant les essais de tungstène pur (W^0 , $E_L W4f_{7/2-5/2} = 31,4eV - 33,7eV$) et de trioxyde de tungstène (WO_3 , $E_L W4f_{7/2-5/2} = 36,1eV - 38,6eV$). Suite aux tirs, la nature des phases en surface évolue fortement et le tungstène est presque complètement oxydé avec cependant des traces de métal et de dioxyde de tungstène ($E_L W4f_{7/2-5/2} = 34,0eV - 36,3eV$).

Tableau 19. Relevés XPS du tungstène (avec C : Carbone, O : Oxygène, W : Tungstène, K : Potassium, et N : Azote les valeurs sont données en pourcentage à la surface).

	Electrode	Tirs	at.% C	at.% O	at.% W	at.% K	at.% N
Tungstène	anode	Avant essais	43,3	33,4	20,8	2,5	
		100 tirs	21,9	54,4	23		0,7
		5000 tirs	22	52,8	21,7		3,5
	cathode	Avant essais	41,5	31,7	24,5	2,3	
		100 tirs	20,3	53,6	24,7	0,6	0,8
		5000 tirs	23,8	52	20		4,2

Les mesures quantitatives des espèces chimiques montrent que les électrodes brutes sont polluées par des sels organiques (présence de potassium). Avec les tirs, la proportion d'oxygène correspondant à l'oxydation des matériaux augmente fortement et la présence de carbone est moins marquée. On constate l'apparition d'azote dont la quantité est multipliée par 5 de la séquence 100 tirs à la séquence 5000 tirs.

c. Electrodes en cutène (Cu20W80)

Les clichés de microscopie des électrodes de cutène avant les tirs sont semblables et montrent des stries d'usinage marquées. Les tâches sombres remarquées de façon aléatoire à la surface des électrodes ont pu être identifiées par analyse chimique focalisée comme étant des phases constituées majoritairement de cuivre. Cette observation nous rappelle que le cutène est bien un alliage de type solution solide.

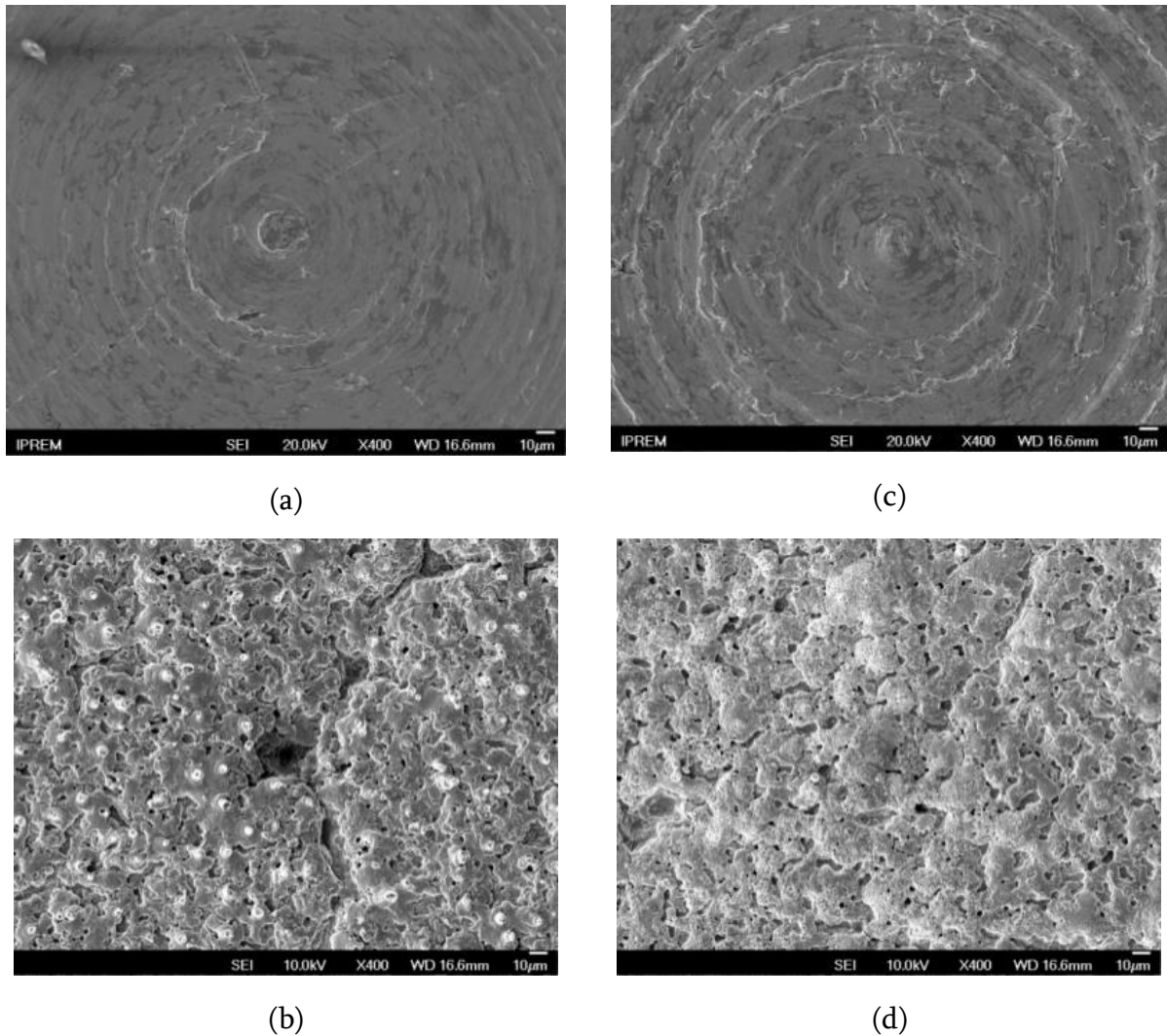


Figure 128 : Clichés de microscopie électronique du cutène Cu20W80 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

Après les essais, un aspect de « terre de lave » est clairement observé avec des amas de matière formant une écorce morcelée (Figure 128 (b) et (d)). Tout ceci tend une nouvelle fois à montrer que la surface de l'électrode a fondu pendant les tirs et que la recristallisation lente et dépendante de la nature du matériau implique une nouvelle morphologie très rugueuse. Toutefois après les essais, les taches qui indiquaient que l'alliage n'était pas homogène sont moins marquées ce qui expliquerait un changement d'état chimique ou une modification du type d'alliage.

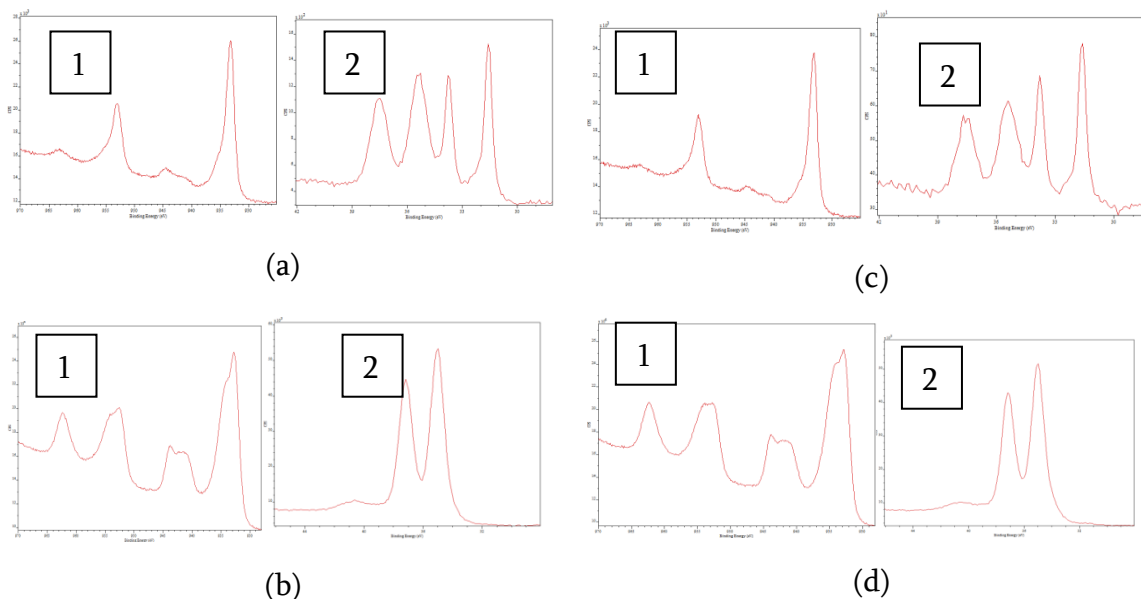


Figure 129 : Spectres XPS Cu2p et W4f des électrodes en cutène Cu20W80 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

Au niveau des profils expérimentaux Cu2p et W4f, de la même façon que pour les électrodes de cuivre pur et de tungstène, les essais modifient considérablement la chimie des éléments cuivre et tungstène même alliés

Tableau 20. Relevés XPS du Cu20W80. (avec C : Carbone, O : Oxygène, Cu : Cuivre, W : Tungstène, les valeurs sont données en pourcentage à la surface).

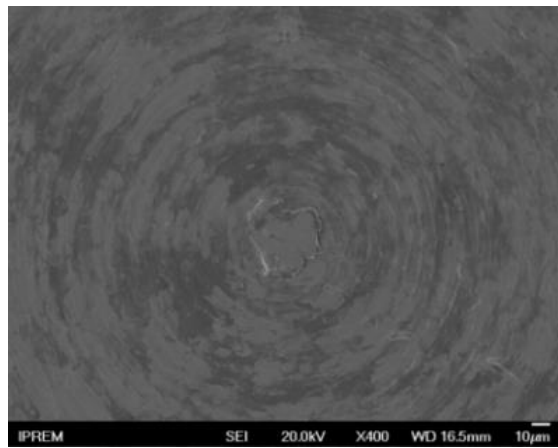
	Electrode	Tirs	at.% C	at.% O	at.% Cu	at.% W	at.% Cu/W exp.
Cu20W80	anode	Avant essais	68.8	22.5	7.1	1.6	4.4
		100 tirs	18.2	46.8	27.2	7.8	3.5
		5000 tirs	26	45,2	20,9	6,5	3,2
	cathode	Avant essais	77	16.7	5.6	0.7	8
		100 tirs	20.3	47.5	23.7	8.5	2.8
		5000 tirs	22,4	45	24,2	6,2	3,9

Les compositions XPS enregistrées sont en accord avec les phénomènes d'oxydation du cuivre et du tungstène après les tirs. Les spectres Cu2p suivent l'évolution précédemment enregistrée pour les électrodes de cuivre (apparition de CuO), alors que ceux du tungstène soulignent cette fois-ci une oxydation complète avec l'unique présence de WO₃ en surface. Nous pouvons remarquer que le rapport Cu/W diminue fortement avec les tirs ce qui signifie une migration concomitante des espèces de tungstène vers la surface. Il est à noter que ce rapport n'est pas en accord avec la stœchiométrie attendue (Cu/W= 1/4) comme les orbitales choisies pour l'analyse quantitative (Cu2p et W4f)

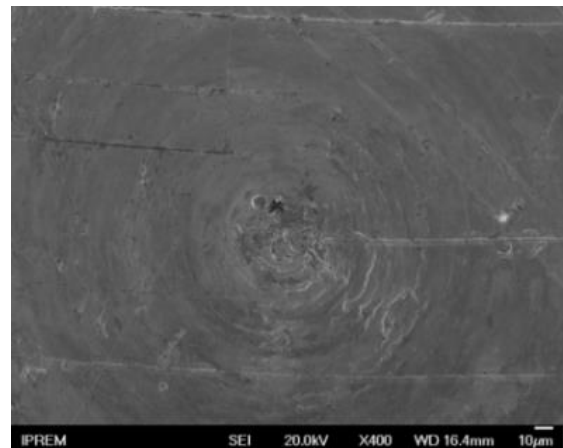
rendent compte d'un libre parcours moyen des électrons différent. De plus, l'azote est toujours présent en surface après les essais sous forme de NO_x .

d. Electrodes en cutène (CU30W70)

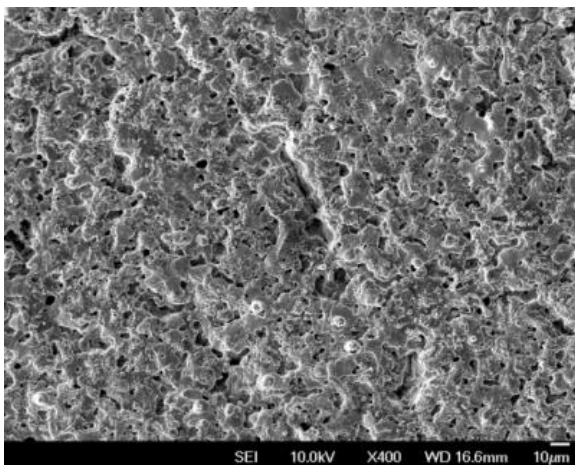
Les relevés microscopiques montrent des résultats similaires à ceux du cutène Cu20W80. Toutefois, il est observé que les électrodes sont plus marquées que dans le cas précédent. Ceci confirme le fait que le pourcentage de cuivre dans l'alliage impacte directement la détérioration (l'alliage est d'autant plus soumis à dégradation que le pourcentage de cuivre est important).



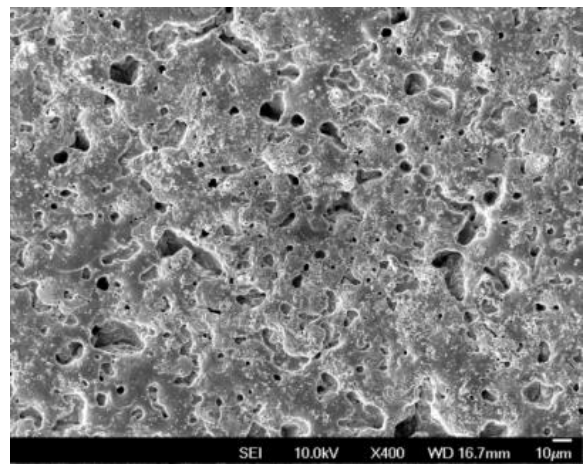
(a)



(c)



(b)



(d)

Figure 130 : Clichés de microscopie électronique du cutène Cu30W70 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

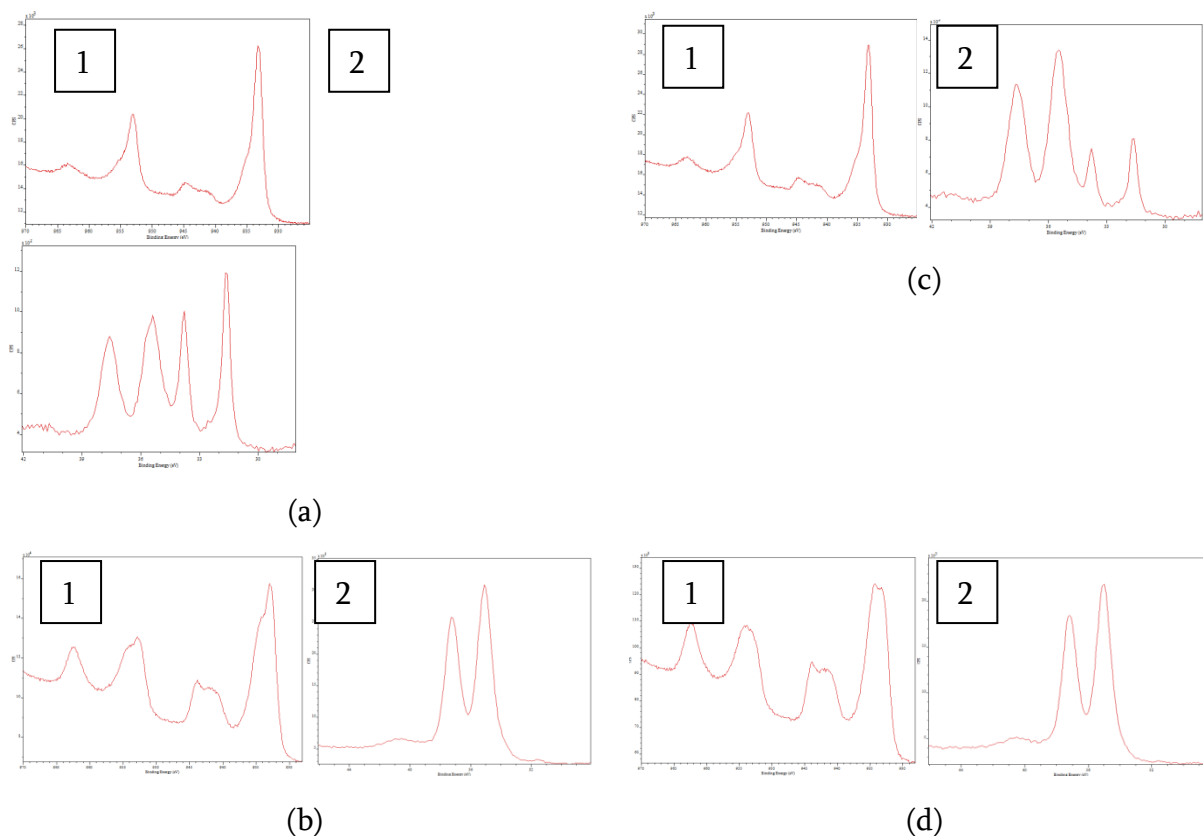


Figure 131 : Spectres XPS Cu2p et W4f des électrodes en cutène Cu30W70 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

De même que pour précédemment, les observations des résultats chimiques sont similaires au cas du cutène Cu20W80 (i.e. augmentation du pourcentage de tungstène en présence et diminution du rapport de cuivre-tungstène). Le pourcentage d'oxygène augmente et le taux de carbone diminue. Les variations au niveau des quantités de cuivre et de tungstènes, au fur et à mesure des tirs, montrent qu'il existe un mouvement au niveau des composés de l'alliage.

Tableau 21. Relevés XPS du Cu30W70. (avec C : Carbone, O : Oxygène, W : Tungstène, N : Azote et K : Potassium, les valeurs sont données en pourcentage à la surface).

	Electrode	Tirs	at.% C	at.% O	at.% Cu	at.% W	at.% Cu/W exp.
Cu30W70	anode	Avant essais	65	25.3	8.5	1.2	7.1
		100 tirs	25.7	44.1	23.5	6.7	3.5
		5000 tirs	35,2	41,6	16,4	5,1	3,2
	cathode	Avant essais	64.9	24	9.9	1.2	8.2
		100 tirs	20.8	47.1	20.7	11.4	1.8
		5000 tirs	32,5	42,1	18,7	4,5	4,1

En couplant, les résultats obtenus en XPS et MEB, il est évident que la montée en température due aux arcs électriques modifie l'état de surface. En associant ces résultats

avec les pesées des électrodes, il est possible de faire un rapprochement évident entre érosion et oxydation puisque la masse volumique des métaux testés est plus importante que celle de leurs oxydes associés (ex : $\rho_{W^*} = 19,30\text{g.cm}^3$ et $\rho_{W_{O_3}} = 7,16\text{g/cm}^3$).

Ces analyses permettent de confirmer que le cuivre, l'acier inoxydable 316 et le graphite sont les plus érodés des matériaux testés et sont donc peu ou pas adaptés à des applications d'impulsions forts courants. En effet, les matériaux dont la dureté et la température de fusion sont relativement faibles vont tendre à se dégrader plus facilement, cela se traduit par une fusion précoce du matériau et donc une quantité de matière modifiée bien plus élevée. Ces résultats ne prennent pas en compte le graphite qui a un comportement complètement différent dû à son changement en état gazeux lors de la montée en température.

Par ailleurs, le tungstène est un bon matériau pour la réalisation de l'éclateur avec un état de surface qui évolue lentement et une faible perte de masse, mais le cutène semble le meilleur compromis. En effet, l'association du cuivre et du tungstène semble plus résistante à l'érosion électrique comme si l'alliage permettait de diminuer les contraintes de chaque phase.

7. Résultats des essais de rugosité

En parallèle des analyses en microscopie et en spectrométrie, des essais ont été menés sur les différents jeux d'électrodes hormis ceux en graphite. La dégradation observée écarte ce matériau comme solution de remplacement de l'acier inoxydable.

Cet essai permet de compléter les imageries obtenues par analyse MEB (les mesures de rugosité permettent de modéliser en 3D les surfaces des électrodes et ainsi d'observer ce que la microscopie donne en 2D) et ainsi de faire la liaison entre la dégradation et les analyses mises en évidence en XPS.

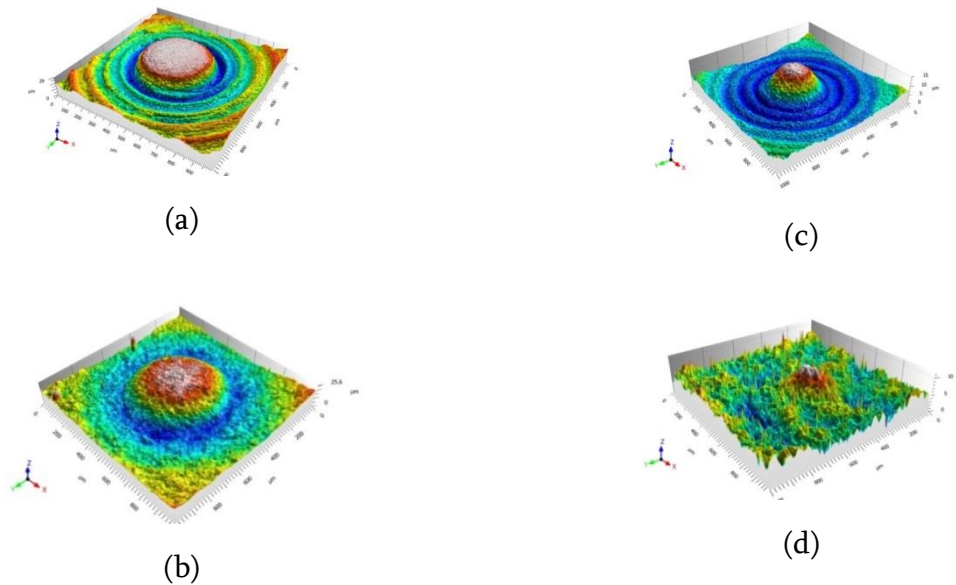


Figure 132: Représentation 3D de la rugosité de l'acier inoxydable : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.

Les images en Figure 132 montrent un exemple de représentation 3D de l'état de surface des électrodes en acier inoxydable 316. Il est ainsi possible de voir l'altération de l'état de surface qui survient durant les essais et qui est observée au niveau des relevés microscopiques. Par exemple au niveau des modélisations (a) et (c) qui précèdent les essais, les marques laissées après l'usinage peuvent être observée grâce aux tranchées circulaires. De même avec les images (b) et (d), qui montrent l'apparition des amas de matières en fusion associés à une modification de l'état de surface.

Il est possible avec ces dernières d'évaluer les paramètres de rugosité qui sont regroupés dans le tableau 22, dans lequel les définitions de Ra, Sa et Sdq ont été donnés en page 164.

Chacun de ces paramètres est évalué selon les normes ISO relatives aux mesures de rugosité.

Tableau 22 : Valeurs des différents paramètres de rugosité pour tous les matériaux testés.

Paramètres	ISO 25178		ISO 4287	ISO 25178		ISO 4287
	Sa (μm)	Sdq	Ra (Filtre gaussien 0,25 mm)	Sa (μm)	Sdq	Ra (Filtre gaussien 0,25 mm)
Électrode	Avant essais			Après 5000 tirs		
A. Inox Anode	5,5	0,767	1,92	3,87	0,692	0,975
A. Inox Cathode	1,66	0,332	0,697	1,18	0,483	0,612
Cu20w80 Anode	1,36	0,827	0,813	2,22	3,02	2
Cu20W80 Cathode	0,605	0,483	0,377	1,67	2,25	1,49
Cu30W70 Anode	0,568	0,52	0,361	2,43	3,28	2,03
Cu30W70 Cathode	0,794	0,735	0,783	3,45	5,11	2,44
Cu Anode	1,14	0,539	0,513	0,871	0,692	0,488
Cu Cathode	0,738	0,448	0,345	0,961	0,857	0,663
W Anode	0,672	0,739	0,567	1,82	2,44	1,35
W Cathode	0,55	0,645	0,542	1,44	2,48	1,14

Les différences obtenues au niveau du Ra et du Sa indiquent l'hétérogénéité de la surface, d'où le paramètre Sa sera plus représentatif d'un état de surface global sur la surface échantillonnée. Ces valeurs présentent des différences réelles en fonction des matériaux utilisés :

- Acier inoxydable : il y a une diminution des paramètres Ra et Sa, ceci s'explique par une forte dégradation de la surface correspondante (surtout au niveau de l'anode). La faible variation du paramètre Sdq indique que l'état de surface demeure dans le même état de complexité (surface lisse).

- Cuivre : les paramètres Ra et Sa varient surtout au niveau de l'anode (celle-ci se dégrade bien plus que la cathode). La surface reste plutôt lisse comme le montre Sdq.

- Tungstène : l'augmentation des différents paramètres (Sa et Ra) met en évidence la dégradation des matériaux plus durs (apparition de crevasses). La matière est éjectée par morceaux, toutefois en liant cela aux pesées, la quantité de matière éjectée reste faible par rapport à la masse de l'électrode centrale (faible érosion).

- Cutène : il est observé une augmentation des paramètres Ra et Sa, expliquant l'homogénéisation de l'alliage.

Une première hypothèse avait été faite concernant le fait que les matériaux tels que le cutène et le tungstène étaient les mieux adaptés pour la réalisation d'éclateur de

quelques dizaines de kiloampères. Ces essais ont permis de confirmer cela et de mettre en évidence les performances du tungstène et du cutène pour la réalisation spécifique des électrodes pour notre application. Il s'avère que l'association des deux permet à chaque matériau de pallier la faiblesse de l'autre.

En effet, l'électrode en cutène semble adopter la haute température de fusion, qui est la faiblesse du cuivre. Avec la montée en température des électrodes, celles en cuivre pur entrent en fusion et une grande partie de la matière est éjectée, ce qui n'est pas le cas de l'électrode en cutène (majoritairement composée de tungstène). La part de cuivre dans ces électrodes en cutène permet d'atténuer la dégradation observée au niveau de celles en tungstène pur en homogénéisant la dégradation. Le cuivre, en chauffant, atténue le phénomène de craquelure.

Dans un premier temps, une électrode centrale (annulaire) a été réalisée afin de valider la tenue des objectifs initiaux. Une expérimentation a été mise en place sur cette électrode centrale dans un éclateur à trois électrodes constitué de cutène (Cu20W80) avec un fonctionnement aux spécifications nominales (courant : 16 kA, tension 40 kV avec une durée de 1 μ s)

Le résultat de cet essai a permis de valider la tenue des différentes électrodes. En effet, l'électrode centrale qui se dégradait rapidement au bout de 300 tirs lorsqu'elle était en acier inoxydable montre maintenant une tenue aux 10000 tirs sans détérioration au niveau de la gigue.

On retrouve en figure 133, une photographie de l'électrode avant et après 10000 tirs. Une dégradation de l'électrode à fonctionnement nominal (trace de chauffe et d'oxydation) est observée, mais la forme et le diamètre intérieur de l'électrode restent les mêmes (8 mm).



Figure 133 : Photographie de l'électrode de déclenchement en cutène (Cu20W80) avant et après 10 000 tirs.

Le cutène Cu20W80 est donc utilisé comme nouveau matériau pour la réalisation des différentes électrodes pour la version finale des éclateurs, validant ainsi le module développé tout au long de cette partie.

IV. Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, il a été présenté le développement du système permettant de générer et de synchroniser les impulsions 40 kV sur chacun des primaires du transformateur impulsionnel du modulateur AGIR2.

La génération des impulsions est réalisée par le biais de générateurs de type BLUMLEINs. Ceux-ci permettent de produire des impulsions 40 kV/ 1 μ s et sont constitués de 8 condensateurs de 40 nF et 8 inductances de 400 nH chacun.

Il a été nécessaire d'étudier et de concevoir un système capable de déclencher ces lignes de mise en forme de manière quasi-synchrone (décalage temporel inférieur à 40 ns). Cette fonction est assurée à l'aide d'un module composé de quatre éclateurs à trois électrodes pré-alimentées à 90% de la tension d'auto-déclenchement au niveau des deux électrodes principales. Ainsi, la commande des éclateurs est faite par envoi d'une impulsion de tension 40 kV sur la troisième électrode de chaque éclateur. Un générateur du nom de X-FET a été dimensionné et réalisé. Il permet de produire des impulsions 40 kV à partir d'une alimentation 24 V continue. Ainsi avec ce module, il est possible d'assurer une synchronisation inférieure à 40 ns au niveau du déclenchement des éclateurs.

Enfin, une fiabilisation du système a été proposée grâce à une étude d'érosion menée en collaboration avec l'IPREM de l'Université de Pau. Un matériau (le cutène) a été choisi et testé pour répondre favorablement aux objectifs fixés concernant la durée de vie des éclateurs (>10000 tirs).

L'ensemble des briques constituant les différents modulateurs ayant été étudié, le chapitre IV va permettre de présenter les prototypes qui ont été réalisés ainsi que les résultats obtenus durant les essais.

Chapitre IV :

Intégration du système

Ce chapitre a pour ambition de présenter l'intégration des différentes briques dimensionnées, selon deux prototypes fonctionnels afin de pouvoir tester expérimentalement chaque modulateur.

Il est tout d'abord étudié les systèmes qui vont permettre de mener à bien les différents tests. Le premier de ces systèmes concerne la dissipation thermique des modulateurs. À partir de l'analyse des pertes obtenues sur chacune des briques des prototypes, il est calculé la puissance à mettre en œuvre pour pouvoir assurer le refroidissement durant les essais.

La seconde partie de ce chapitre fait un état des différentes sondes utilisées pour assurer les mesures sur chaque modulateur.

Enfin cette partie se termine par une présentation des prototypes et des performances obtenues à ce jour.

I. Système de dissipation thermique

Pour fonctionner en mode récurrent et afin de délivrer de fortes puissances moyennes, il est nécessaire de mettre en place un système de dissipation thermique permettant de favoriser l'évacuation des pertes Joule des divers éléments.

Préalablement, il faut identifier de manière qualitative et quantitative les pertes introduites par chacune des briques constituant les modulateurs AGIR1 et AGIR2. Il est ensuite possible de définir un système de dissipation thermique pour assurer un fonctionnement efficient durant les essais.

1. Calcul de la puissance à dissiper sur le modulateur AGIR1

Afin de concevoir le système de dissipation thermique propre au modulateur AGIR1, il est nécessaire d'identifier puis de calculer au préalable les différentes pertes qui vont être engendrées lors du fonctionnement du modulateur. Celles-ci sont principalement imputables aux transformateurs résonants des convertisseurs LCC, aux circuits rectificateurs et à la charge résistive.

Pour rappel, les principales pertes dans les transformateurs sont dues aux pertes dites fer dans le noyau magnétique et aux pertes cuivre dans les enroulements. Ces pertes ont été évaluées en simulation à 3,5 kW crête (cf. chapitre II pour le calcul des pertes) avec un nombre de spires et un matériau optimisés. Du fait que le transformateur fonctionne avec un rapport cyclique de 1%, ces pertes sont donc de 35 W moyen par transformateur. L'association des 12 transformateurs engendre des pertes s'élevant à 420 W.

Les pertes des autres composants des convertisseurs sont principalement dues à l'association des diodes. L'association de diodes de ce type permet de réaliser la fonction redressement (40 diodes par module). Comme évoqué dans la partie III du chapitre I, lorsqu'elles conduisent, les diodes possèdent une chute de tension de 3,2 V et elles voient passer un courant de 100 A crête avec un rapport cyclique de 1%. Ceci correspond à une perte de 3,2 W par diode. Les pertes Joule totales sont donc de 128 W.

Enfin, la partie dont la dissipation thermique est la plus critique est la charge résistive. En effet, une impulsion sur la charge, dont la puissance crête est de 10 MW pour une durée de 10 μ s avec une fréquence de récurrence de 100 Hz équivaut à une puissance moyenne de 10 kW. Il faudra donc que la charge puisse dissiper cette puissance.

L'addition de ces puissances montre que la puissance dissipée totale est de 11 kW moyen. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre un système de refroidissement capable de dissiper cette puissance.

2. Calcul de la puissance à dissiper sur le modulateur AGIR2

Au niveau du modulateur AGIR2, les puissances dissipées seront essentiellement observées au niveau du transformateur du convertisseur LCC, du transformateur impulsionnel, du circuit multiplicateur et de la charge résistive. Comme dans le cas du modulateur AGIR1, il est essentiel d'évaluer les différentes pertes et puissances dissipées avant de définir le système de refroidissement à réaliser.

Pour le convertisseur résonant, les pertes du transformateur ont été évaluées en simulation à 285 W avec un nombre de spires et un matériau optimisés.

En ce qui concerne le circuit multiplicateur de tension, l'association de condensateurs et de diodes en agencement Greinacher permet d'effectuer l'amplification de la tension. Les diodes, lorsqu'elles conduisent, engendrent une chute de tension de 21 V avec un courant de 300 mA. Cela correspond à une perte de 6,3 W par diode. Soit une perte totale de 126 W pour l'ensemble des 20 diodes utilisées.

Concernant le transformateur impulsif, les principales pertes sont dues aux pertes magnétiques et aux pertes cuivre. Ces pertes ont été évaluées à 17,5 MW crête dans la partie 3 du chapitre II. Avec une impulsion ayant un rapport cyclique de 1/10 000, ces pertes sont alors de 175 W moyen.

Comme pour le modulateur AGIR1, la partie dont le refroidissement est le plus critique est la charge. En effet, une impulsion sur la charge, dont la puissance crête est de 1 GW, de durée 1 μ s à une fréquence de récurrence de 10 Hz équivaut à une puissance moyenne de 10 kW.

Dans les deux cas, il est donc nécessaire de mettre en œuvre un système de dissipation thermique de 11 kW.

Un même système peut donc être utilisé pour les deux modulateurs, il suffit de modifier la façon dont le système est adapté à chaque modulateur. Avant de définir une solution finale, il faut évaluer l'élévation de température qui va se produire durant les essais.

3. Calcul de l'élévation de température dans la cuve

L'objectif est de déterminer la puissance frigorifique du système de dissipation thermique à mettre en œuvre. Comme cela a été présenté dans le chapitre I, les différents éléments sont immergés dans de l'huile minérale (Mobilect 39). Il faut calculer l'élévation de température qui se produit durant les essais. Ce calcul peut être fait à partir de l'équation thermodynamique (19).

$$\frac{\Delta T}{t} = \frac{P_d \times 60}{C_{huile} \times \rho_{huile} \times V} \quad [69] \quad (19)$$

Où P_d correspond à la puissance dissipée (en kW, 11 kW dans les deux cas), le paramètre V est le volume total d'huile en L), ρ_{huile} est défini comme étant la densité de l'huile (en kg/L, pour l'huile minérale utilisée ce paramètre est égal à 0,915 kg/L), C_{huile} équivaut à la capacité calorifique massique de l'huile minérale (en kJ/kg.K, ici 1,88 kJ/kg.K pour l'huile utilisée), ΔT est l'élévation de la température dans le système (en °C) et t est le temps de montée en température (en minutes).

Dans le cas des deux modulateurs, le volume d'huile nécessaire (correspondant à l'huile dans lequel sont immergés les différents éléments ainsi que la charge) est de 100 litres, l'élévation de température engendrée sur ce volume d'huile est égale à 4°C/min.

Si on souhaite conserver une température d'huile constante, il faut faire passer les 100 litres d'huile dans un groupe d'eau glacée toutes les minutes et que ce dernier abaisse la température de l'huile de 4°C. Pour cela, il est nécessaire d'avoir un débit de 6 m³/h. Ainsi le dimensionnement du système de dissipation thermique peut se faire grâce à l'équation frigorifique (20)

$$P_{\text{frigo}} = \text{Débit} \times C_p \times \Delta T \times k \quad [69] \quad (20)$$

Où P_{frigo} est la puissance frigorifique nécessaire (en kW), Débit est le débit de liquide (en m³/h), C_p est la capacité calorifique massique en fonction du liquide (en kJ/kg.K, C_p huile = 0,48) et le coefficient k avec $k=1,16$ permet d'exprimer une puissance en kW en fonction d'un débit d'eau en m³ et d'une variation de température ΔT en °C.

Il faudra finalement un système avec une puissance frigorifique de l'ordre de 13 kW. Pour ce faire, l'idée est d'utiliser un groupe d'eau glacée PHRT 12 de la marque Technibel possédant cette puissance en circuit refroidissant.

4. Réalisation du système de dissipation thermique

Le même groupe d'eau glacée peut être utilisé au niveau des deux modulateurs. Toutefois, vu la différence d'architecture entre chacun, il est nécessaire d'établir deux systèmes de refroidissement distincts.

Le premier, présenté en figure 134, montre celui du modulateur AGIR1. Ce système en plus de permettre le refroidissement permet d'immerger les différents éléments dans l'huile afin de mettre en place l'isolation électrique nécessaire. Le groupe dit « d'eau glacée » injecte l'huile refroidie au niveau d'une première cuve contenant les convertisseurs résonants. Une circulation d'huile est établie avec une seconde cuve contenant la charge. Le groupe d'eau glacée est branché en sortie de cette seconde cuve, afin de prélever l'huile chaude. Cela constitue un circuit fermé pour l'huile. Le refroidissement de cette huile se fait au niveau de la pompe à chaleur avec un échangeur air/huile.

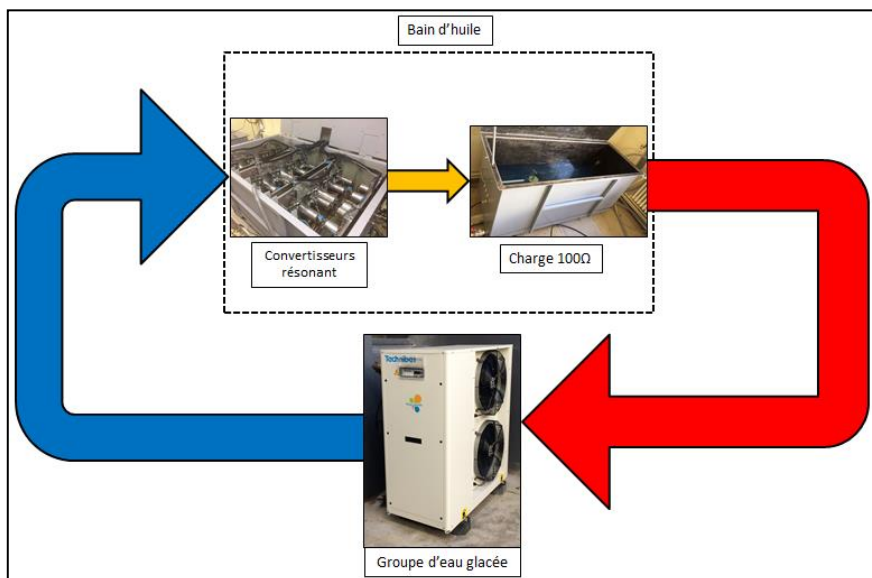


Figure 134 : Schéma de principe du fonctionnement du système de dissipation thermique sur AGIR1.

Quant au modulateur AGIR2, il se base sur un principe similaire. Toutefois hormis, le transformateur impulsionnel et la charge, il n'est pas nécessaire d'immerger le reste des briques.

Ces deux éléments sont placés dans une seule et même cuve où l'huile froide est injectée du côté du transformateur, et l'huile chaude est prélevée de l'autre côté de la cuve (côté charge). La circulation de l'huile se fait selon un circuit fermé et le refroidissement est réalisé par le biais de l'échangeur air/huile de la pompe à chaleur. Le fonctionnement global est présenté en figure 135.

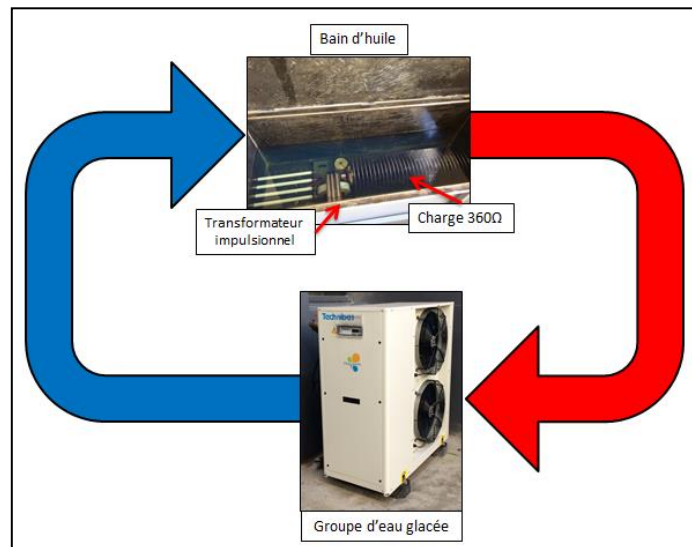


Figure 135 : Schéma de principe du fonctionnement du système de dissipation thermique sur AGIR2.

II. Moyens métrologiques utilisés pour l'évaluation des performances des modulateurs AGIR

Le développement des modulateurs AGIR nécessite l'utilisation de moyens de mesures spécifiques afin de pouvoir vérifier le bon fonctionnement global de chaque modulateur. Étant donné les tensions et les courants mis en jeu, il est nécessaire d'utiliser un appareillage adéquat pour garantir le respect des objectifs fixés en terme de performances du projet AGIR.

Cette partie dresse un récapitulatif des différentes sondes, et de leurs caractéristiques, utilisées pour la validation des performances des systèmes.

1. Les sondes de tension

Étant donnée la large gamme de tension visée durant ce projet (10 à 100 kV avec le modulateur AGIR1 et jusqu'à 600 kV avec AGIR2), les moyens de mesure de tension doivent être spécifiques à chacun des modulateurs. Un autre point impactant le choix des appareils de mesure concerne les fréquences qui vont être mises en jeu. La bande passante des sondes dédiées à ces mesures doit être suffisante pour ne pas introduire de distorsion au niveau de l'allure temporelle des impulsions générées. C'est pourquoi, pour garantir la

véracité des mesures, la bande passante doit être supérieure à plusieurs centaines de kilohertz pour les deux modulateurs.

Pour cela, des systèmes de mesure commerciaux ainsi que des sondes développées au sein du laboratoire SIAME sont utilisées.

Pour les mesures de tension du modulateur AGIR1 (i.e. amplitude allant jusqu'à la centaine de kilovolts), deux systèmes sont utilisés. Le premier de ces appareils est appelé « diviseur compensé » (figure 136). Il a été développé au SIAME dans le cadre de la thèse de G. Touya [8]. Il est constitué par l'association d'un diviseur résistif et d'un diviseur capacitif. De ce fait, il est possible de mesurer des signaux sur un large spectre fréquentiel (depuis le continu jusqu'à des fréquences de l'ordre du mégahertz). Les caractéristiques de ce système de mesure sont présentées au niveau du tableau 23. Cette sonde permet d'effectuer les mesures au niveau des sorties des convertisseurs LCC des deux modulateurs (200 kHz dans le cas du modulateur AGIR1 et 70 kHz dans le cas du modulateur AGIR2).

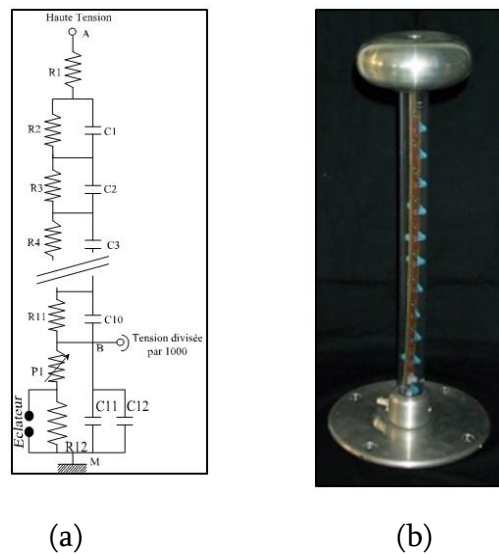


Figure 136 : Schéma électrique (a) et photographie (b) du diviseur compensé [8].

Tableau 23. Caractéristiques du diviseur compensé.

<ul style="list-style-type: none"> - Tension maximale : 100 kV - Résistance d'entrée : 100 MΩ - Capacité d'entrée : 12 pF - Bande passante à -3 dB : 0 Hz – 1,2 MHz

- Temps de montée minimum : 300 ns
- Rapport de division : 1/1000 (i.e. -60 dB)

Un second type de sonde de tension du commerce permet de mesurer les tensions au niveau des convertisseurs. Elle a aussi été utilisée pour les mesures des sorties des lignes de mise en forme BLUMLEIN. Il s'agit de la sonde PVM-5 (figure 137), commercialisée par la société NorthStar. Ses caractéristiques techniques sont présentées dans le tableau 24. Elle permet des mesures d'impulsions dont l'amplitude peut atteindre 100 kV avec une bande passante s'étendant jusqu'à 80 MHz.



Figure 137 : Photographie de la sonde PVM-5 [70].

Tableau 24. Caractéristiques des sondes NorthStar PVM-5.

- Tension maximale : 60 kV (DC) / 100 kV (pulsé)
- Résistance d'entrée : 400 M Ω
- Capacité d'entrée : 12 pF
- Bande passante à -3 dB : 0 MHz – 80 MHz
- Temps de montée minimum : 4,5 ns
- Rapport de division : 1/1000 (i.e. -60 dB)
- Erreur < 4%

Les mesures en sortie du transformateur impulsif ne peuvent être opérées par le biais de ces deux précédentes sondes. Il est nécessaire d'utiliser une sonde capable de mesurer des tensions de 600 kV. Pour cela, lors de la thèse de R. Pecquois [41], le laboratoire avait développé une sonde capacitive très compacte destinée à mesurer des impulsions de plusieurs centaines de kilovolts. Cette sonde doit être immergée dans l'huile à proximité du transformateur.

Il s'agit de la sonde présentée en figure 138. Son développement est présenté dans la thèse de R. Pecquois [41] et la publication associée [70].

Ses caractéristiques techniques sont présentées dans le tableau 25.



Figure 138 : Photographie de la sonde capacité 600 kV [41].

Tableau 25. Caractéristiques de la sonde capacitve 600 kV.

- | |
|---|
| <ul style="list-style-type: none">- Tension maximale : 620 kV- Capacité équivalente : 12,4 pF- Bande passante à -3 dB : 8 Hz – 55 MHz- Temps de montée minimum : 6 ns- Rapport de division : 1/10 000 (i.e. -80 dB)- Erreur < 4%- Volume : 1,5 litre |
|---|

Enfin, associé à ces différentes sondes de mesures de tension, il est important de pouvoir réaliser des relevés de courant. Positionnées au niveau des convertisseurs résonants, ces sondes garantissent qu'il n'y existe pas de dégradation potentielle de certains composants. Il s'agit en particulier des MOSFET du pont en H et des diodes du circuit rectificateur.

2. Les sondes de courant

Ces mesures sont réalisées à l'aide de sondes de courant de la marque Pearson (figure 139). La mesure repose sur l'utilisation d'un transformateur de courant. En effet, la sonde est faite à l'aide d'un bobinage autour d'un matériau magnétique. En la positionnant sur un conducteur parcouru par un courant, un transformateur de courant est alors créé dans lequel le primaire correspond au conducteur et le secondaire correspond au bobinage de la sonde. La tension induite est ensuite intégrée ce qui permet d'obtenir le courant qui parcourt le conducteur.

Du fait des amplitudes des impulsions de courant à mesurer (entre quelques centaines d'ampères et quelques kiloampères) et des fréquences de fonctionnement des

modulateurs AGIR, notre choix s'est porté sur les modèles 411 et 6600 [72], dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau 26.



Figure 139 : Photographie d'une sonde de courant Pearson [6].

Tableau 26. Caractéristiques des sondes de courant.

Modèle 6600	Modèle 411
- Sensibilité : 0,1 Volt/Ampère \pm 1 %	- Sensibilité : 0,1 Volt/Ampère \pm 1 %
- Courant crête maximum : 2 kA	- Courant crête maximum : 5 kA
- Courant moyen max : 40 A	- Courant moyen max : 50 A
- I x t : 0,01 A.s	- I x t : 0,6 A.s
- Bande passante à -3 dB : 40 Hz – 120 MHz	- Bande passante à -3 dB : 1 Hz – 20 MHz

L'utilisation de ces divers moyens de mesure doit permettre de valider expérimentalement les divers résultats obtenus lors du développement et des simulations des transformateurs.

III. Mise en œuvre des modulateurs

1. Prototype du modulateur AGIR1

L'architecture d'AGIR1 a été décrite dans le chapitre I, partie III.1 et son synoptique est représenté en figure 32. Cette partie décrit la mise en œuvre du premier prototype en revenant chaque brique le constituant. Comme la compacité de ce modulateur est un de ses points forts au vu de ses performances, celle-ci est précisée en annonçant les volumes des briques élémentaires

Rappelons qu'AGIR1 est constitué au final de 12 convertisseurs qui permettront nombre de configurations de sortie. L'assemblage de deux convertisseurs est présenté en

Figure 79. Ce prototype permet de réaliser les différents essais unitaires présentés dans ce chapitre afin d'en valider le dimensionnement.

On retrouve sur la figure 140 :

- le convertisseur de Vienne (a),
- le système de stockage d'énergie (b),
- les convertisseurs résonants DC-DC (c),
- le système redresseur (d),
- la cuve d'huile refroidie dans laquelle se trouve la charge de test (e).

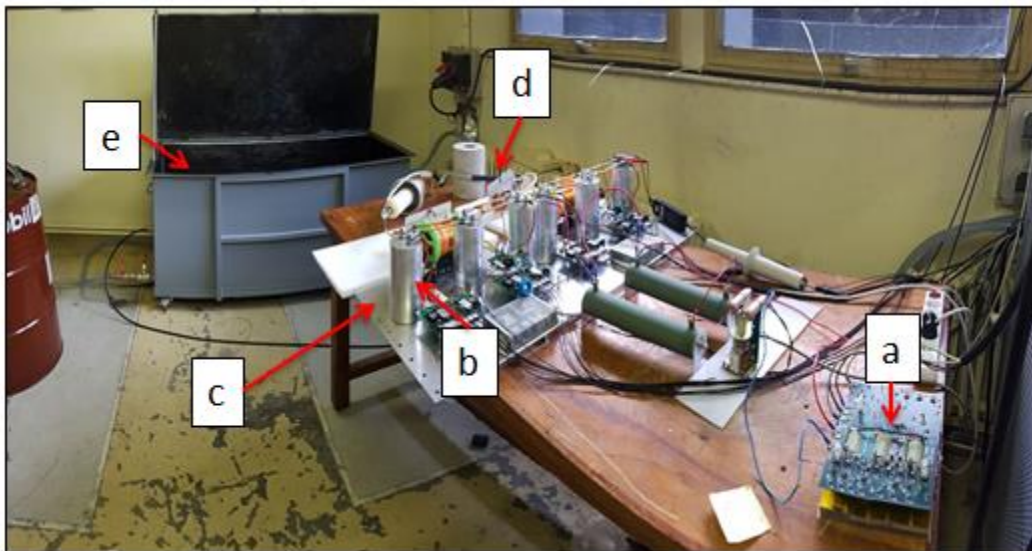


Figure 140 : Assemblage de deux convertisseurs d'AGIRI.

a. Convertisseur AC-DC

Le convertisseur AC-DC ou convertisseur de Vienne développé par EFFITECH est présenté dans la figure 141. Il s'agit d'un système ultra compact capable de délivrer une tension continue de 1 kV à partir d'une alimentation alternative 400 V triphasée. Sa puissance moyenne est de 12 kW dans un volume de seulement 2,1 litres.



Figure 141 : Convertisseur de Vienne.

Il fournit la tension continue nécessaire au convertisseur DC-DC via un module de stockage.

b. Système de stockage

Le stockage d'énergie (450 J par convertisseur) est assuré par des condensateurs 1ER300UAVT8 300 μ F / 1200 V de chez SCR. Grâce à une association de 36 de ces condensateurs (3 par convertisseur), l'énergie délivrée par le convertisseur de Vienne est stockée puis envoyée à chaque convertisseur DC-DC. Ce système soulage le convertisseur de Vienne lors des fortes demandes de puissance en évitant une chute trop importante de la tension qu'il délivre.

c. Convertisseur DC-DC

Le transformateur utilisé dans le convertisseur résonant est visible en figure 66. Il s'agit du transformateur étudié au chapitre II. Celui-ci permet l'amplification de la tension sinusoïdale, à 200 kHz, de 1 kV à 10 kV.

Ce transformateur est intégré dans chaque convertisseur et est associé à un module résonant pour accomplir sa tâche. Le convertisseur comprend une carte électronique permettant de piloter chaque demi-pont et un système de mesure est mis en place afin d'ajuster la commande du système en temps réel. En figure 142, on retrouve une photographie d'une plaque supportant un assemblage de 2 convertisseurs, lequel correspond à un volume de 88 litres, soit un volume total de 528 litres pour la partie DC-DC du modulateur AGIR1.

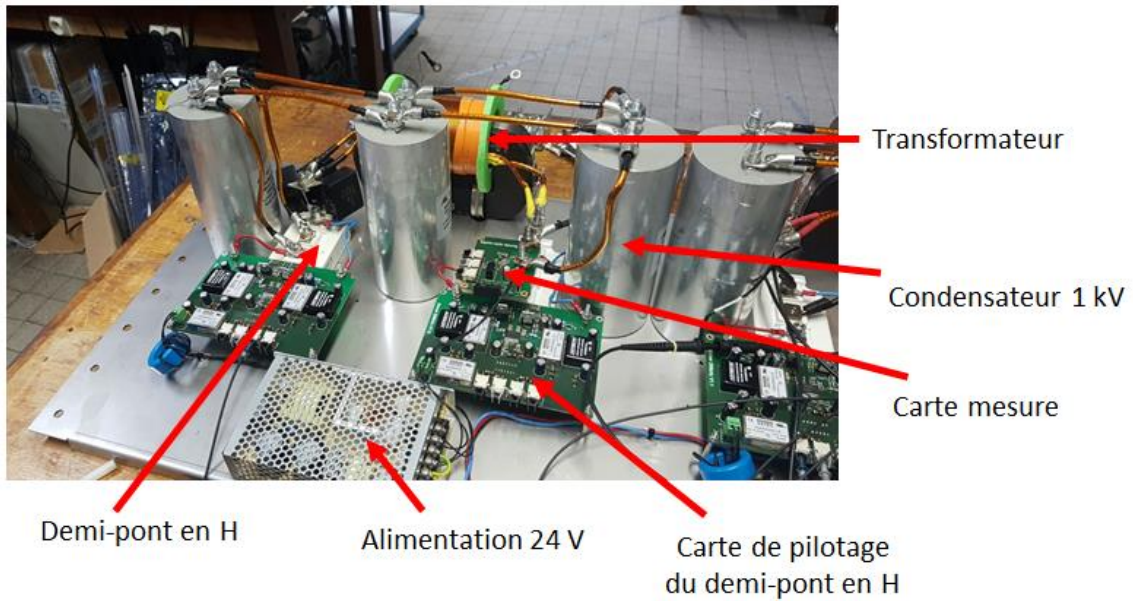


Figure 142 : Photographie d'un convertisseur DC-DC d'AGIR1.

Les convertisseurs sont immergés dans une cuve de 200 litres d'huile (figure 143) qui permet de refroidir le système lors des essais en récurrent.

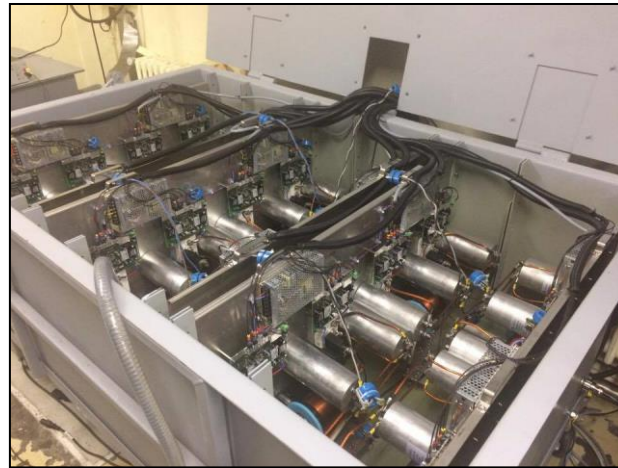


Figure 143 : Positionnement des 12 convertisseurs d'AGIR1 dans leur cuve.

d. Circuit rectificateur

Ce circuit redresseur est composé de 40 diodes Fairchild RHRP30120. Il constitue le dernier étage des convertisseurs DC-DC. Chaque carte réalisant cette fonction a un volume de 0,5 litre, soit un total de 6 litres pour l'ensemble des circuits rectificateurs.

e. Charge

Enfin, la charge de $100\ \Omega$ utilisée pour les essais est réalisée à l'aide d'un matriçage de 20 résistances Kanthal de $500\ \Omega$, modèle 510AS501KOG2, l'ensemble est capable de dissiper $16,9\ \text{kW}$ (figure 144). L'avantage d'utiliser un tel matriçage de résistance se situe sur le fait qu'il est possible d'agencer les résistances de manière différente afin de pouvoir tester les convertisseurs selon les différentes configurations possibles. Le système de refroidissement est présenté plus tôt dans ce chapitre.



Figure 144 : Matriçage correspondant à une charge de $100\ \Omega$.

Dans le chapitre I, il est fait état d'un système ETHZ (partie II.a) capable de réaliser des impulsions dont les caractéristiques en courant et en tension sont proches de ce qui est visé au niveau de ce modulateur. En ne prenant en compte que la partie transformateur ($601\ \text{litres} / 1,6\ \text{T}$), le modulateur AGIR1, avec un volume de total de $528\ \text{litres}$ pour la partie puissance, hors charge, permet d'obtenir un système bien plus compact.

2. Performances obtenues sur le modulateur AGIR 1

a. Essais sur un convertisseur

Le prototype réalisé a été soumis à différents essais ayant pour but d'établir ses performances afin de les comparer au cahier des charges. Les résultats obtenus avec un seul convertisseur sont présentés en partie II du chapitre II. L'évaluation du prototype passe donc par des essais d'associations de plusieurs convertisseurs, de deux jusqu'à douze.

Les résultats dans le chapitre II sur ce convertisseur sont présentés sur des faibles durées d'impulsions ($30\ \mu\text{s}$). Les essais réalisés ultérieurement et démontrés ici ont ensuite

permis de tester le fonctionnement d'un convertisseur jusqu'à des durées de 100 μs (montage en figure 67).

Durant ces tests, le convertisseur AC-DC de type Vienne est remplacé par une alimentation HT continue de laboratoire permettant d'alimenter le convertisseur progressivement sous tension variable. Le système de compensation du plat n'est pas mis en œuvre, car il ne s'agit pas du système de pilotage final des convertisseurs DC-DC, d'où la non-compensation du plat de l'impulsion. On souhaite, dans un premier temps, valider le bon fonctionnement du transformateur pour des durées de 100 μs .

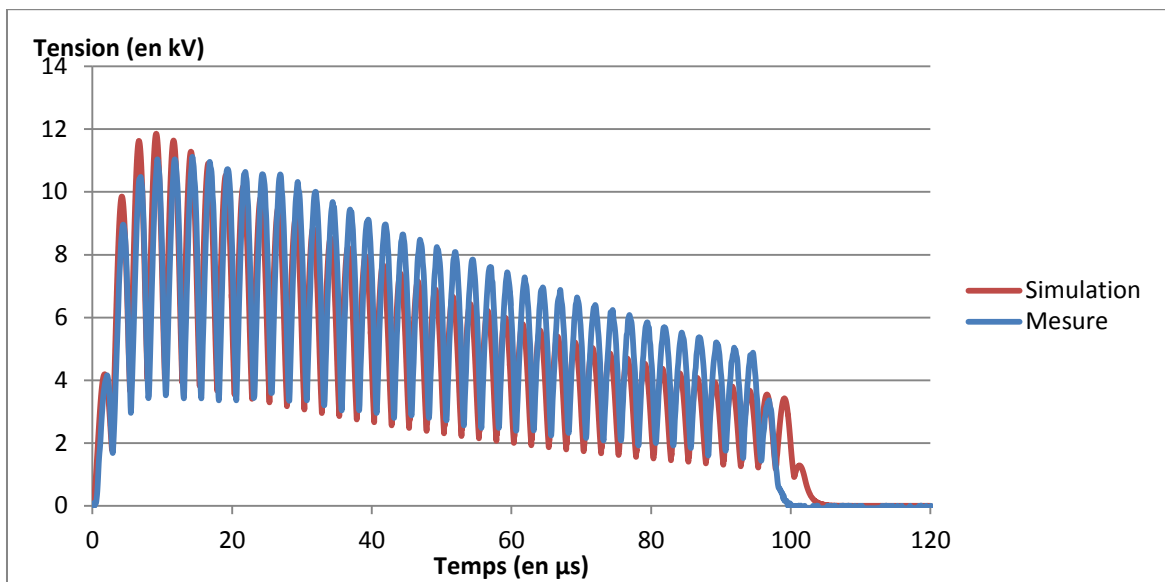


Figure 145 : Comparaison Simulation-Mesures de la tension de sortie produite par un seul convertisseur résonant non compensé.

Les résultats obtenus sont présentés au niveau de la figure 145. Il s'agit d'une impulsion avec une tension maximale en sortie de 10 kV. Les ondulations visibles sur cette impulsion correspondent aux demi-alternances dont la période est celle d'une oscillation à 200 kHz. Cette visualisation permet de garantir que le transformateur ne sature pas durant le fonctionnement et que le circuit résonant est parfaitement adapté aux objectifs de fonctionnement. Ensuite, la tension décroît fortement à cause de la trop faible compensation d'énergie apportée par les condensateurs utilisés.

b. Essais sur 2 convertisseurs en série

Une fois la validation faite sur le fonctionnement d'un seul convertisseur, la deuxième étape consiste à évaluer l'association de 2 convertisseurs en série. Les essais ont été réalisés à l'aide du convertisseur de Vienne alimentant les deux convertisseurs. La photographie du montage expérimental est présentée en figure 146.

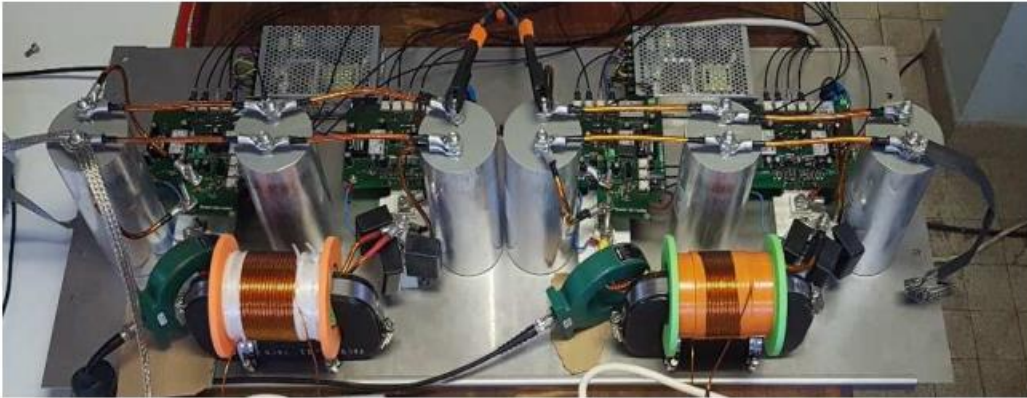


Figure 146 : Photographie du montage à deux convertisseurs.

Il s'agit de faire fonctionner en même temps deux convertisseurs de manière entrelacée afin de valider les simulations obtenues. La comparaison est faite au niveau de la figure 147 où sont représentées les tensions de sortie théorique et expérimentale.

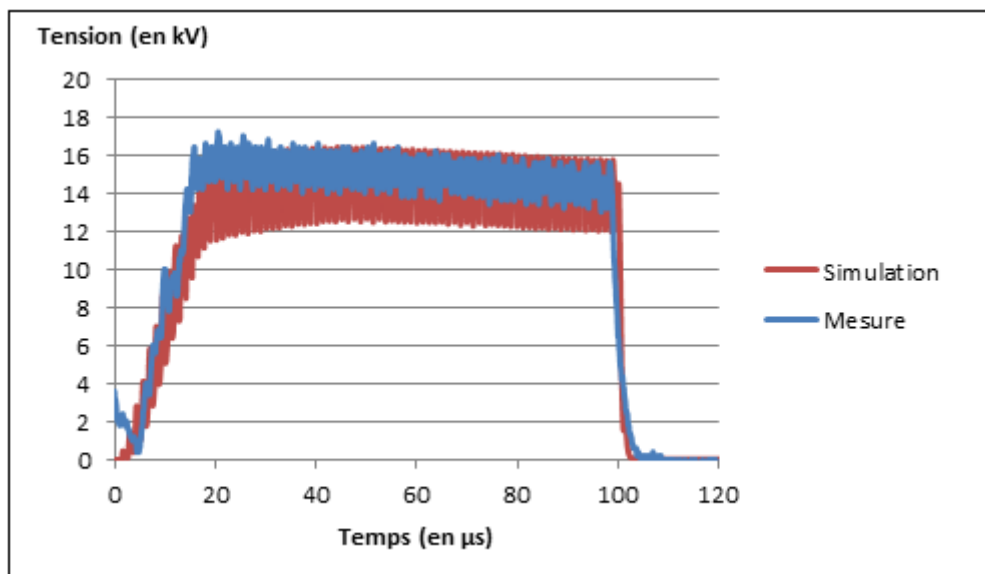


Figure 147 : Comparaison Simulation-Mesure de la tension de sortie produite pas deux convertisseurs en série et compensés.

Ces essais ont permis de valider dans un premier temps le bon fonctionnement du mode entrelacé. Les mesures en figure 146 montrent un fonctionnement avec des impulsions de 16 kV crête. Le taux d'ondulation au niveau du plat de l'impulsion est largement diminué (12,5 %) par rapport aux résultats obtenus avec les essais d'un seul convertisseur (50 %). Des tests en récurrent ont été menés avec une tension en entrée de 950 V jusqu'à une fréquence de répétition de 100 Hz,. Dans cette configuration, la puissance crête est de 1,6 MW pour une puissance moyenne de 1,6 kW. La tension obtenue de 16 kV ne correspond pas au double de la tension donnée par un convertisseur. Cette diminution s'explique par le fonctionnement en mode entrelacé. En extrapolant cette chute de tension sur les 12 convertisseurs, on peut espérer atteindre une tension de 100 kV lorsque le modulateur fonctionnera à son régime maximal.

c. Essais sur 12 convertisseurs

Enfin, les essais se sont poursuivis avec l'association des 12 convertisseurs. À ce jour, les tests n'ont pas été réalisés à pleine puissance. En effet, à cause de problèmes d'approvisionnement, les isolants des 12 transformateurs ont été faits, pour ces essais, à l'aide d'une impression 3D à base de PLA. Les résultats avec ces transformateurs ont permis d'obtenir des résultats jusqu'à une impulsion d'une tension de 60 kV. Au-delà des claquages ont lieu au niveau des enroulements.

Les perspectives à court terme consistent à réaliser les transformateurs avec le polymère sélectionné dans le chapitre 2 (i.e. le POM) afin de valider le fonctionnement des convertisseurs en utilisant le modulateur à son plein potentiel.

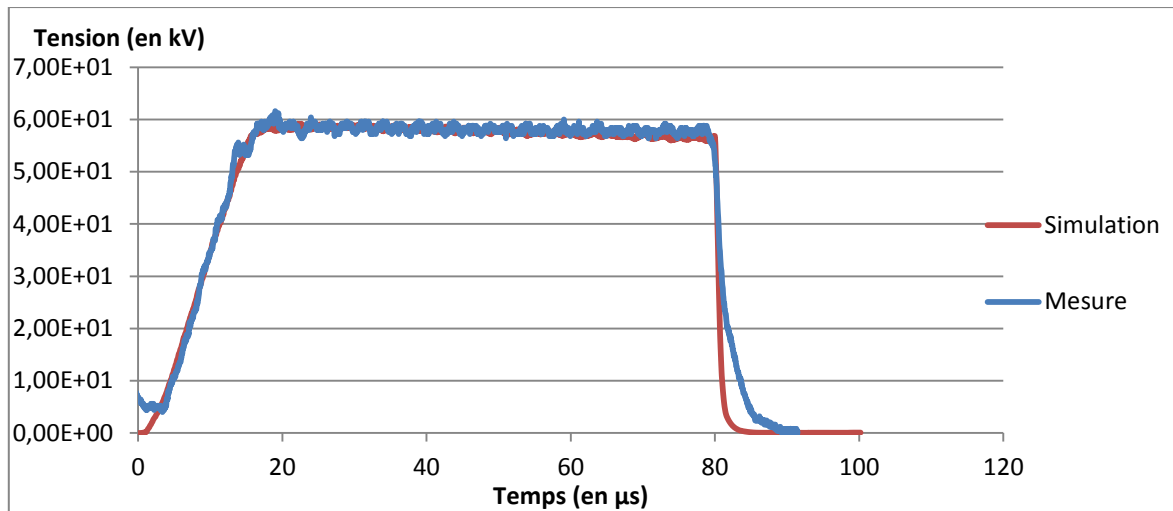


Figure 148 : Comparaison Simulation-Mesure de la tension de sortie produite pas douze convertisseurs en série et compensés.

Les expérimentations faites jusqu'à présent montrent que le modulateur AGIR1 permet d'obtenir des impulsions de 4,2 MW de puissance crête, validant ainsi les objectifs garantis au niveau du cahier des charges (puissance garantie de 1 MW) avec un plat d'impulsion correspondant au 0,5 % fixé.

3. Prototype du modulateur AGIR2

Tout comme pour le modulateur AGIR1, cette partie présente le prototype du modulateur AGIR2. Basée sur l'architecture vue dans le chapitre I partie III dont le synoptique est représenté sur la figure 33. Elle décrit la mise en œuvre du premier prototype en précisant les volumes des briques élémentaires au vu de la compacité également recherchée.

On retrouve certains de ces éléments (partie développée par le SIAME) sur la figure 149. AGIR2 est ainsi constitué :

- de quatre circuits de mise en forme de type BLUMLEIN (a)
- d'un déclencheur synchronisé des éclateurs (b),
- d'un transformateur impulsionnel élévateur de tension (c),
- d'une charge 360 Ω (d).

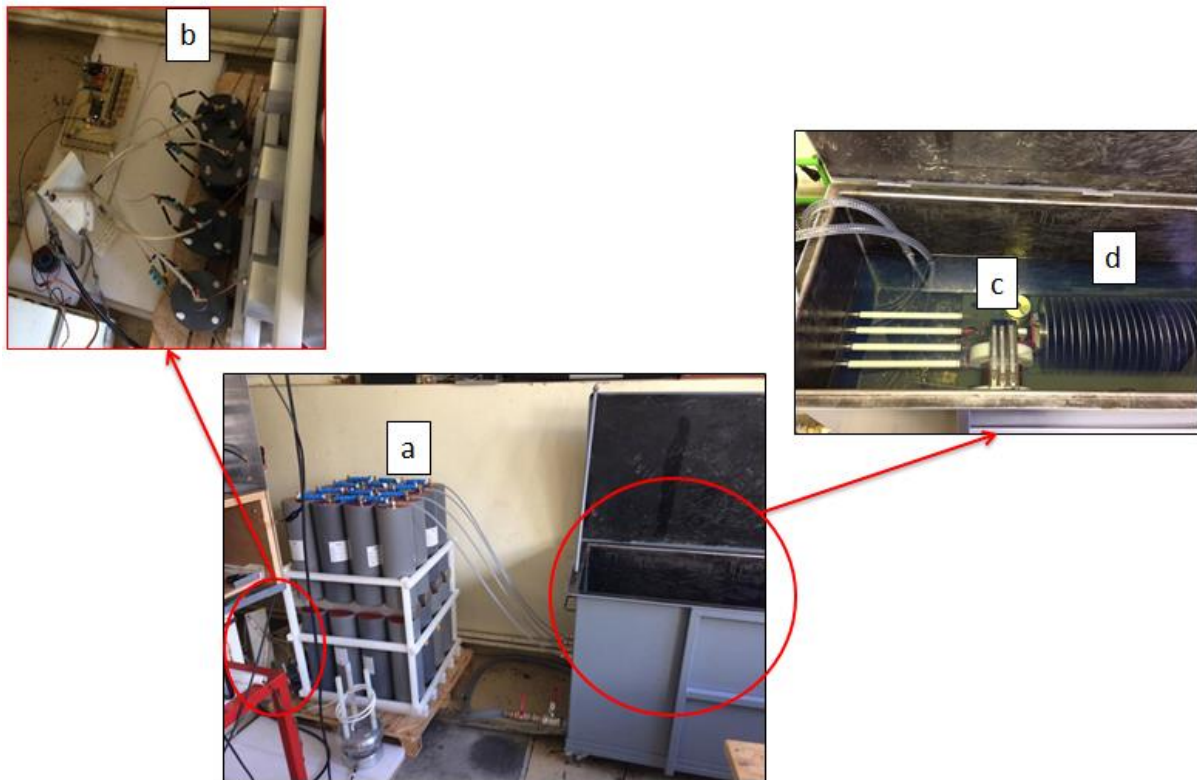


Figure 149 : Briques impulsives du modulateur AGIR2.

a. Convertisseur AC-DC

Le convertisseur AC-DC est similaire à celui utilisé au niveau du modulateur AGIR1. . Son pilotage est modifié afin de fournir seulement une tension continue de 800 V au convertisseur DC-DC. Il occupe donc le même volume de 2,1 litres.

b. Convertisseur DC-DC

Le convertisseur résonant possède la même structure que celui présenté dans le modulateur AGIR1. Toutefois, il a été développé pour un fonctionnement en continu. Il amplifie la tension de 800 V à 10 kV à une fréquence de résonance de 70 kHz. Un transformateur a spécifiquement été dimensionné et conçu par la société Effitech de la même manière que le transformateur du modulateur AGIR1. Il s'agit d'un transformateur d'un volume de 0,5 litre présenté en figure 151 et dont les caractéristiques sont montrées dans les tableaux 27 à 29 et sur la figure 150.

Tableau 27 : Cahier des charges d'un convertisseur LCC.

Tension d'entrée V_{in}	800 V
Tension de sortie V_{out}	10 kV
Fréquence de commutation f_s	70 kHz
Rapport de transformation m	12,5

Tableau 28 : Récapitulatif des valeurs du circuit résonant.

Inductance série L_s	80 μ H
Capacité série C_s	116 nF
Capacité parallèle C_p	10 nF

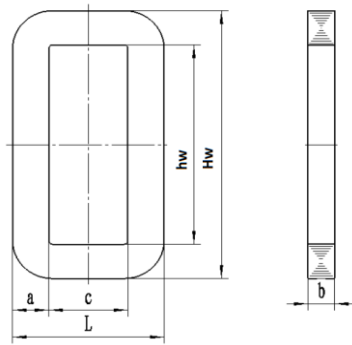


Tableau 29 : Dimensions du noyau magnétique T60102-L2157-W159 [48].

a	29,6 mm
b	26,6 mm
c	30 mm
hw	90 mm
Hw	95 mm
L	157,5 mm

Figure 150 : Modèle du noyau.



Figure 151 : Photographie du transformateur résonant du convertisseur DC-DC d'AGIR2.

Pour ce convertisseur-là, l'inductance globale (inductance série + inductance de fuite) à mettre en œuvre est bien plus grande (80 μ H) que pour le transformateur résonant précédemment dimensionné dans AGIR1. Il a donc été choisi de concevoir un transformateur dont l'inductance de fuite est très importante pour éviter d'avoir à rajouter une inductance en série. Ceci a été réalisé par Effitech en séparant le primaire et le

secondaire sur chacune des deux branches principales du transformateur. Les pertes évaluées pour ce transformateur sont de 290 W pour l'association transformateur - inductance, soit une perte évaluée à 2,9 %.

c. Multiplieur de tension Greinacher

Un système d'amplification est mis en place afin de pouvoir alimenter les lignes de mise en forme de type BLUMLEIN à 40 kV à partir des 10 kV obtenus en sortie du convertisseur DC-DC. Ce circuit multiplicateur est réalisé à l'aide d'un Greinacher 5 étages. Chaque étage est composé par une association de diodes et de condensateurs. Il est nécessaire d'associer suffisamment de diodes en parallèle afin de pouvoir fournir les courants appelés en sortie du convertisseur DC-DC. Pour cela, des diodes XMU10 de chez EDI sont utilisées. Le volume du multiplicateur de tension est de 3 litres.

d. Lignes de mise en forme BLUMLEIN

Le dimensionnement des lignes de mise en forme est présenté au niveau du chapitre III. On retrouve en (a) sur la figure 148, l'assemblage des 4 lignes. Le volume occupé par l'assemblage est de 260 litres.

e. Système de synchronisation des éclateurs

Comme pour les lignes de mise en forme, le développement du module de synchronisation est présenté dans le chapitre II. Ce module (figure 113) permet le déclenchement des 4 lignes de mise en forme avec un décalage temporel inférieur à 40 ns. Le volume des 4 éclateurs est de 8 litres.

Ce système est piloté par le générateur XFET présenté page 144. Ce dispositif ultra compact (figure 103) n'excède par un volume de 3 litres.

f. Transformateur impulsionnel

Le cœur de ce modulateur est le transformateur impulsionnel développé dans le chapitre II. Ce transformateur permet une amplification de l'impulsion jusqu'à 600 kV. Dans ce cas, les pertes estimées pour ce transformateur sont de 17,4 MW pour une impulsion de 1 GW crête, ce qui correspond à 1,7%. Le transformateur (figure 79)

nécessite d'être immergé dans l'huile afin d'assurer la tenue en tension étudiée dans le chapitre II. Son volume est de 25 L.

g. Charge

Enfin, comme pour le modulateur AGIR1, pour obtenir une puissance crête de 1 GW en sortie, il est nécessaire d'utiliser une charge capable de dissiper les 10 kW de puissance moyenne lors du fonctionnement en récurrent. Le développement de la charge a été réalisé par la société General Hybrid. Un système de refroidissement est mis en place afin de pouvoir assurer la dissipation de chaleur au niveau de la charge. Cette charge occupe un volume de 96 litres et est présentée en figure 152.

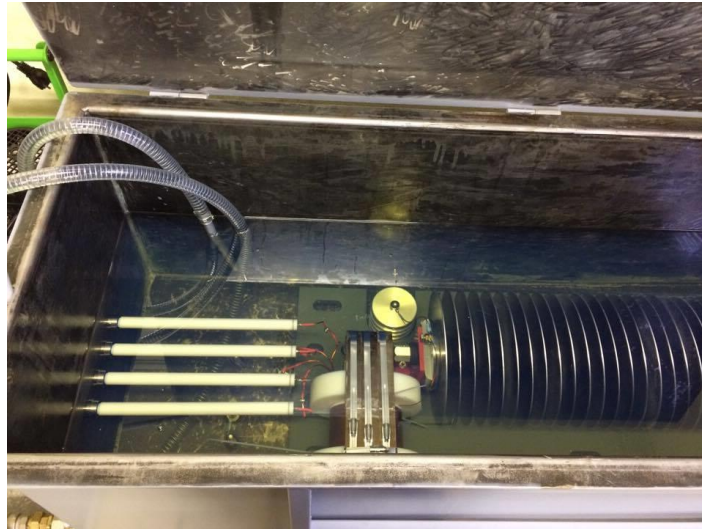


Figure 152 : Photographie de la charge 360 Ω et du transformateur impulsionnel dans la cuve d'huile.

En associant les différents éléments constituant le modulateur AGIR2, on obtient un prototype d'un volume de 310 L (partie puissance hors charge). Le volume obtenu est inférieur à ceux des générateurs disponibles sur le marché et générant des impulsions similaires (par exemple, comme le montre l'étude bibliographique, le générateur d'impulsions courtes durées développées par ETHZ occupe un volume de 410 L pour le transformateur et le modulateur pulsé [30]).

4. Performances obtenues sur le modulateur AGIR2

Les essais du modulateur AGIR2 ont ensuite été réalisés. Il s'agit ici de ne présenter que les résultats obtenus sur les parties développées dans le cadre de cette thèse.

a. Essais de synchronisation des 4 BLUMLEIN

À partir des résultats présentés dans les parties I et II du chapitre III, la première étape consiste à valider le bon fonctionnement des 4 lignes de mise en forme associées au système de synchronisation. Pour rappel, dans ce précédent chapitre, il a été développé un système de synchronisation permettant d'obtenir un décalage temporel inférieur à 40 ns au niveau des 4 éclateurs (figure 115). Un module a ensuite été conçu puis associé aux 4 générateurs BLUMLEIN permettant de délivrer les impulsions 40 kV / 1 μ s (figure 89).

Il s'agit donc, dans cette partie, d'étudier expérimentalement l'association de ce module avec les 4 lignes de mise en forme. Le montage pour la réalisation de ces essais est basé sur le synoptique présenté en figure 153 et en figure 154.

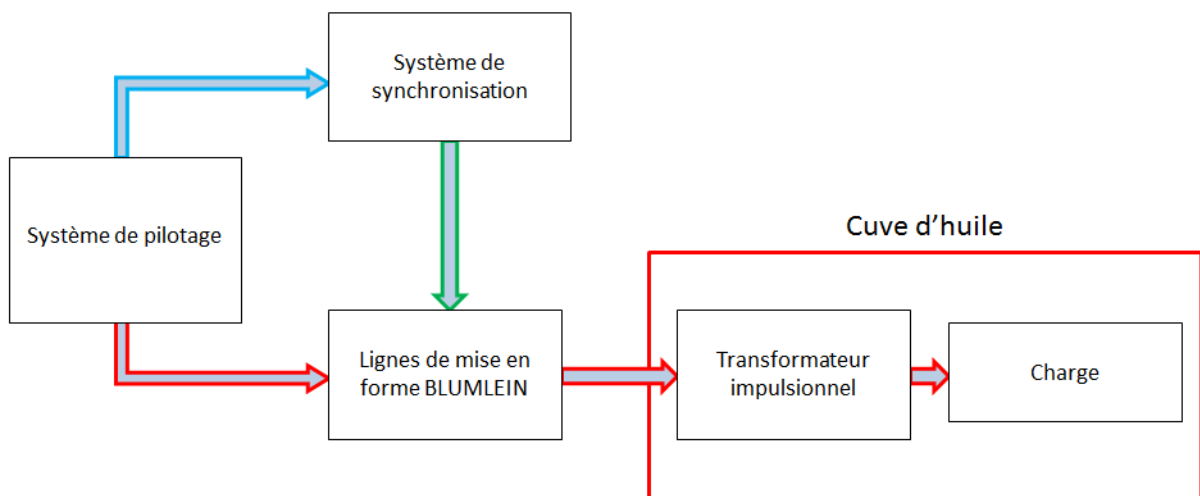


Figure 153 : Synoptique du montage pour les essais.



Figure 154 : Photographie du montage pour les essais de synchronisation des 4 lignes BLUMLEIN.

Le point délicat pour la réalisation de ces essais concerne le réglage des 4 éclateurs de déclenchement des 4 lignes afin qu'ils se déclenchent tous à la même tension. Une fois ce réglage de distance effectué, les essais ont pu se concrétiser et les résultats sont présentés en figure 155. Chaque ligne permet d'obtenir une impulsion quasi-identique avec un déclenchement quasi-instantané. Le décalage temporel est égal à 38 ns (donc inférieur au 40 ns fixés initialement).

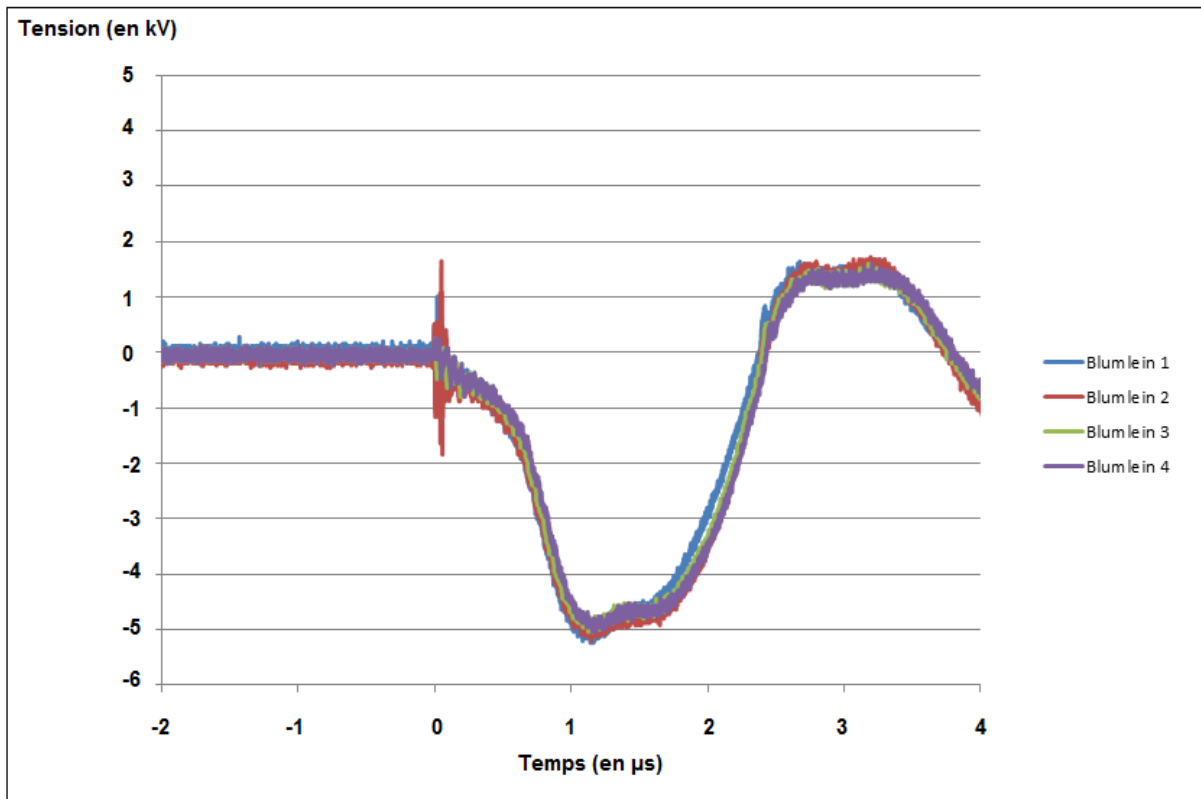


Figure 155 : Mesures obtenues en sortie des 4 générateurs BLUMLEIN.

Il est alors possible de réaliser les essais sur le transformateur impulsionnel développé dans la partie III du chapitre II.

b. Essais sur le transformateur impulsionnel

Le transformateur impulsionnel est l'organe majeur du modulateur AGIR2. Étant donné les objectifs de tension fixés (300 kV garantis et 600 kV visés), les essais ont été un point critique de cette étude. Outre les systèmes de mesure à mettre en place, les difficultés ont concerné le respect des objectifs d'inductance maximale à ne pas dépasser.

- **Réglage du transformateur**

Pour commencer, les expérimentations ont d'abord été menées à faible tension. Dans le cadre des essais à deux lignes de mise en forme, le transformateur est constitué de deux enroulements primaires puis lors du passage à 4 générateurs BLUMLEIN, les deux primaires correspondant seront rajoutés.

Les premiers résultats obtenus en sortie de ce transformateur sont présentés en figure 156.

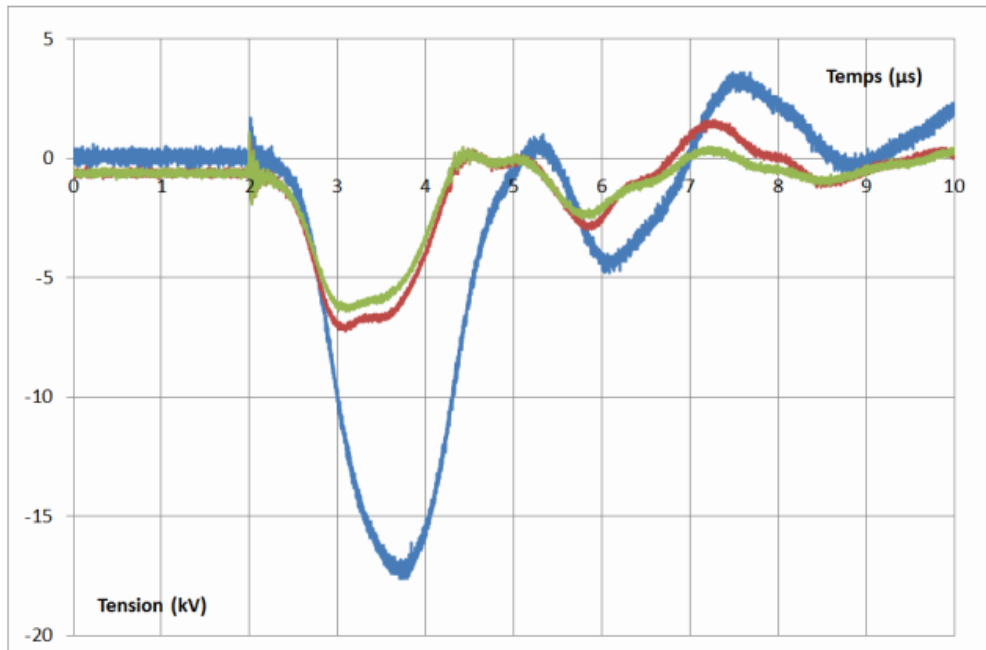


Figure 156 : Mesures de la tension en trois point avant réglage des inductances de liaison(en bleu, la sortie du transformateur en rouge et vert la sortie de deux des générateurs blumleins).

Ces essais mettent en évidence que la connexion entre les lignes de mise en forme et le transformateur est critique. En effet, lorsque les connexions sont trop longues, l'inductance qui est ajoutée à l'inductance de fuite du transformateur devient bien trop importante, ce qui conduit à une déformation de l'impulsion. L'allure temporelle de l'impulsion n'est plus correcte (ralentissement du front de montée et non-respect du plat d'impulsion). Cette inductance parasite est en particulier observée au niveau du connecteur assurant la liaison entre les lignes de mise (hors cuve) et le transformateur à l'intérieur de la cuve. Nous avons cherché à réduire au maximum les longueurs de ces différentes connexions afin de limiter cette inductance.

Il a été choisi de débiter les essais en ne testant que deux générateurs BLUMLEIN. Les mesures effectuées se trouvent au niveau de la figure 157. Pour toutes les expérimentations entreprises, il est représenté en vert la mesure en sortie du

transformateur et en bleu et violet, la mesure du signal de déclenchement des lignes de mise en forme afin de vérifier que la bonne synchronisation est respectée.

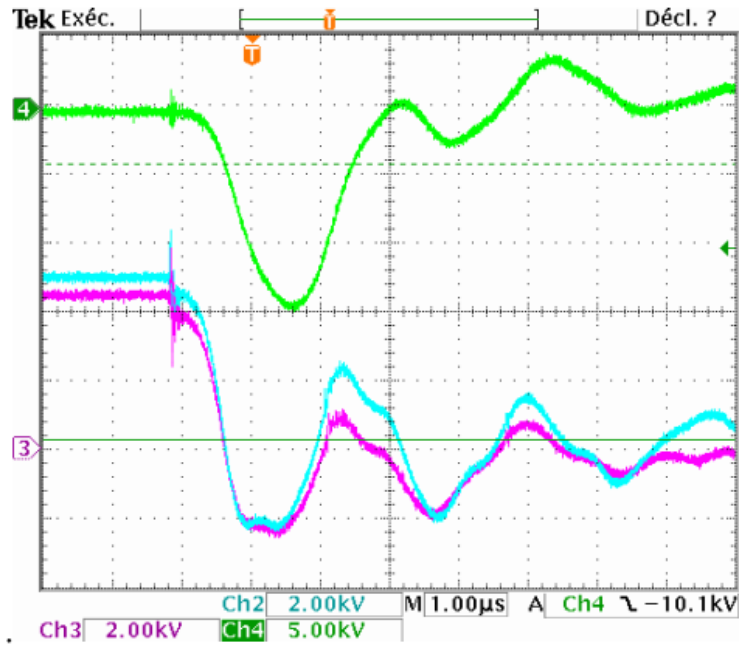


Figure 157 : Mesures obtenues en sortie du transformateur avec premier effort de réduction des inductances de connexions.

Les inductances issues des connexions sont encore trop importantes, il a donc été décidé dans un premier temps de doubler les primaires afin de diviser par 2 la valeur de l'inductance de connexion (résultats présentés en figure 158).

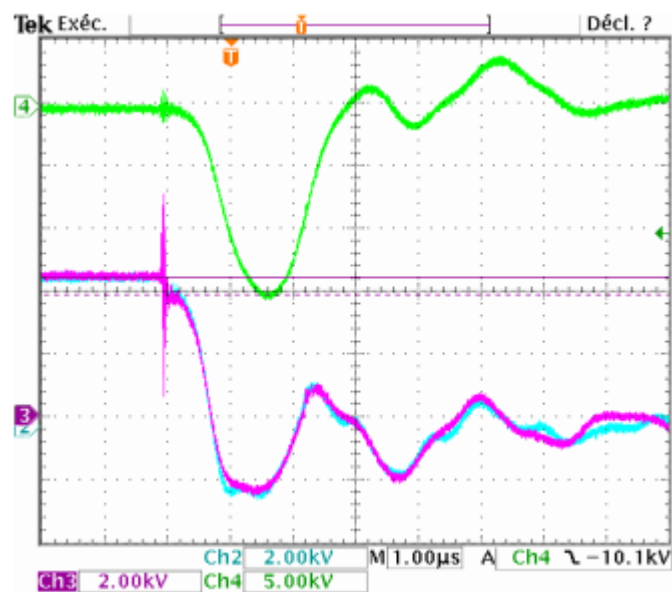


Figure 158 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après avoir doublé les primaires.

Il est alors observé une très légère amélioration du front de montée. L'étape suivante a consisté à remplacer les différentes connexions en fil de Litz par des feuillards en cuivre au niveau des retours de masses des générateurs BLUMEIN et du transformateur (figure 159).

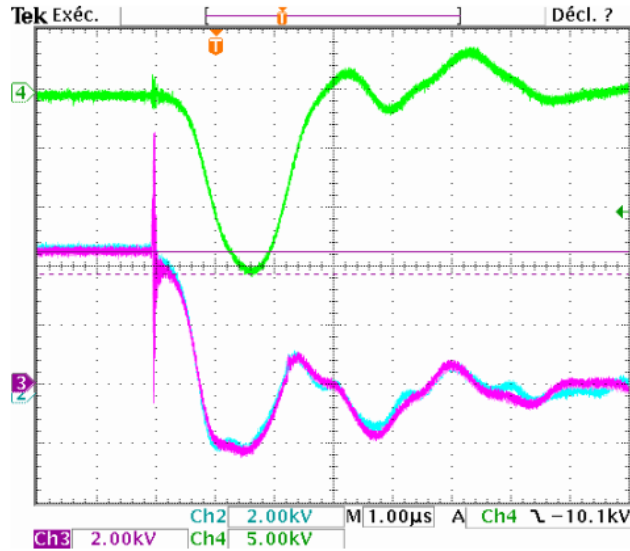


Figure 159 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après avoir remplacé les retours de masses des BLUMLEIN et des transformateurs par des feuillards.

Ensuite, les connexions entre les générateurs BLUMLEIN et les primaires du transformateur ont été remplacées par des feuillards (figure 160).

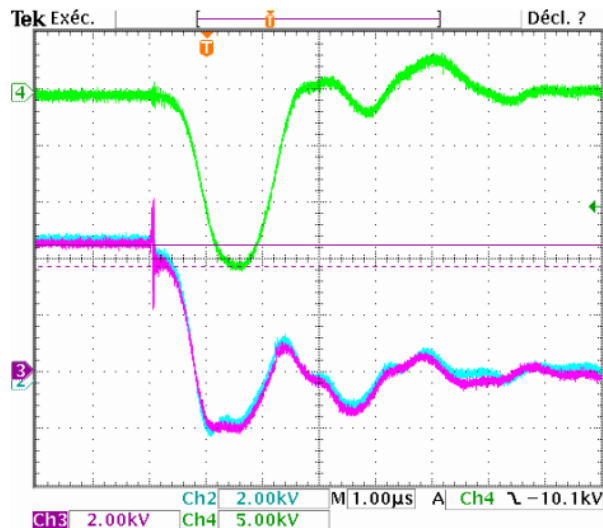


Figure 160 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après remplacement de la connexion BLUMLEIN-transformateurs en fils de Litz par des feuillards.

Cette modification engendre des améliorations sur l'allure générale de l'impulsion (l'ondulation sur le plat n'est néanmoins pas encore complètement respectée). Pour terminer, un travail a été fait afin d'améliorer les différentes connexions entre tous les éléments. Comme le montre la figure 161, une impulsion rectangulaire a ainsi pu être obtenue.

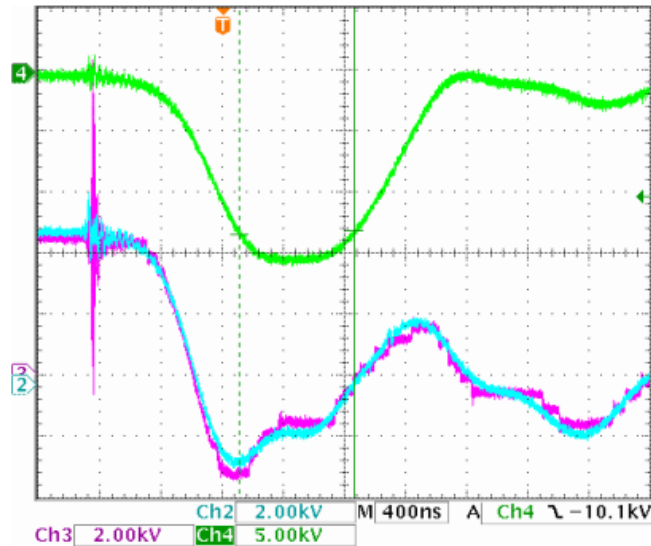


Figure 161 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après diverses améliorations apportées.

Une fois l'allure de l'impulsion réalisée avec deux générateurs BLUMLEIN. L'objectif a consisté à l'association des 4 lignes de mise en forme.

Ces essais (figure 162) montrent que l'ajout des 2 lignes de mise en forme vient de nouveau altérer l'allure de l'impulsion.

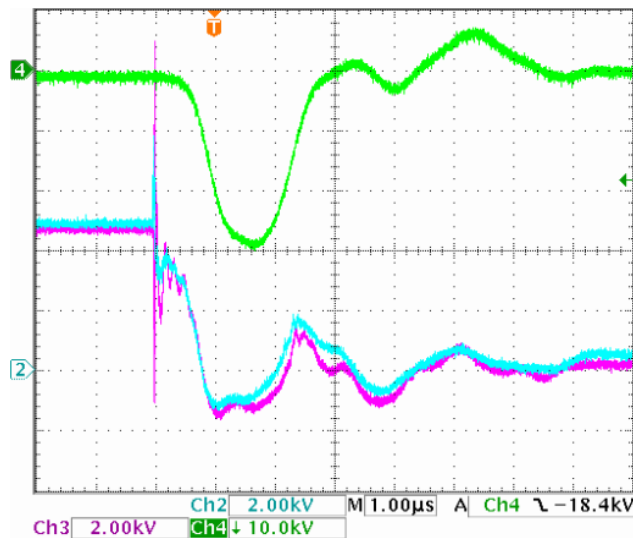


Figure 162 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après le passage à 4 lignes de mise en forme.

À partir de là, les retours de masse des différents BLUMLEIN et du transformateur ont été multipliés par 4 et réalisés en feuillard. Cela a permis d'obtenir les courbes présentées en figure 163.

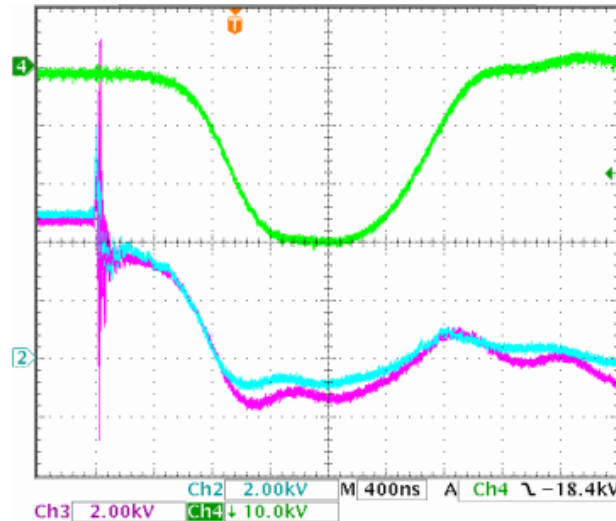


Figure 163 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après multiplication du nombre de feuillard pour les retours de masse du transformateur et des BLUMLEIN.

On observe alors que le transformateur permet l'obtention d'impulsion rectangulaire dont les paramètres sont définis dans le cahier des charges (plat d'ondulation inférieure à 5 %, durée d'impulsion supérieure à 300 ns). La durée de l'impulsion de sortie est de 1 μ s avec des fronts de montée (entre 10 et 90 %) de 400 ns en accord avec les objectifs fixés initialement.

- **Essais à 300 kV**

La suite des essais a dès lors été centrée sur l'augmentation de la tension à l'entrée du transformateur afin de tester ce dernier avec un fonctionnement à haute tension puis en récurrent. Les essais obtenus lors de l'augmentation de la tension d'entrée sont présentés dans la figure 164. Il est possible de voir l'impulsion obtenue lors de l'application d'une tension en entrée de 20 kV. L'impulsion en sortie respecte les objectifs fixés initialement (plat d'impulsion, front de montée). À ce jour ce transformateur a été testé jusqu'à des valeurs de tension de 300 kV (performances garanties). Au-delà, la tension devient trop importante pour l'isolant primaire/secondaire, et des claquages ont lieu lors

d'un fonctionnement en récurrent. Afin de monter en tension, des solutions ont été définies et sont développées au niveau de la partie « Perspectives » du manuscrit.

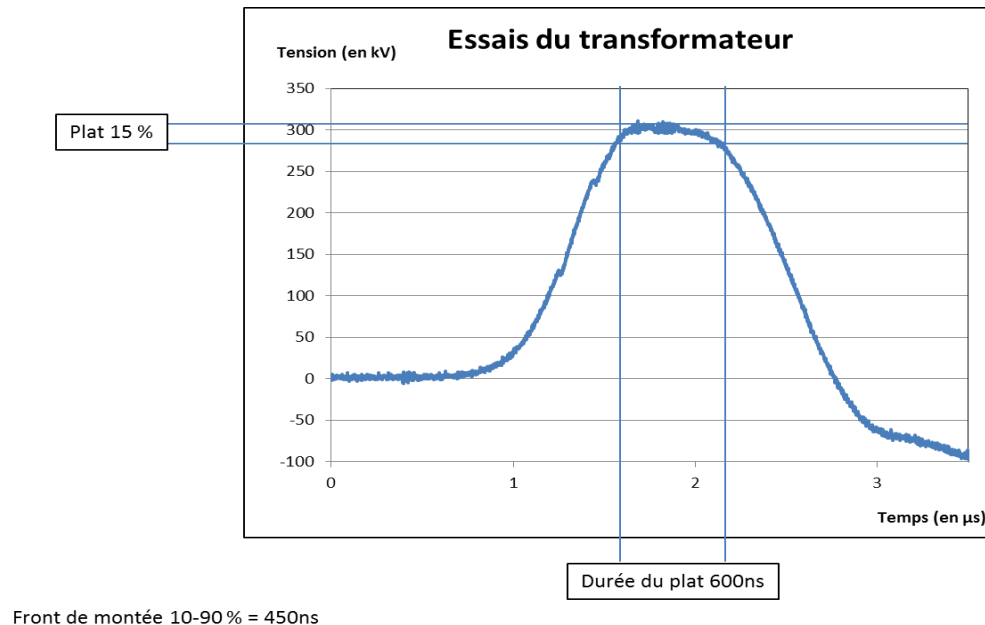


Figure 164 : Mesures obtenues en sortie du transformateur.

L'objectif, pour la suite, a été de tester expérimentalement le fonctionnement en récurrent obtenu avec cette configuration. Des essais ont été réalisés à la fréquence de récurrence fixée dans le cahier des charges (10 Hz) jusqu'à une tension de 270 kV. Les résultats montrent un fonctionnement du modulateur complet jusqu'à 220 MW crête pour une puissance moyenne de 2,2 kW.

5. Bilan des essais

Les essais menés sur chaque modulateur ont permis de valider l'étude faite sur chacune des parties. Les résultats obtenus à ce jour sont en accord avec le cahier des charges fixés initialement et présentés dans la partie III du chapitre I.

Dans le cas du modulateur AGIR1, l'association des 12 convertisseurs permet d'obtenir des impulsions de 64 kV avec des durées de 80 µs.

Les essais menés en récurrent ont été fait jusqu'à des fréquences de récurrence de 100 Hz. Les puissances obtenues à ce jour sont de l'ordre de 1,6 MW crête avec des puissances moyennes de 1,6 kW avec l'utilisation de 2 convertisseurs. Les performances sont regroupées dans le tableau 30.

Tableau 30 : Bilan des performances obtenues avec le modulateur AGIR1.

	Visées	Garanties	Obtenues	Ecart en % par rapport au garanties
AGIR1 : Puissance crête	10 MW	1 MW	1,6 MW pour deux convertisseurs (soit 9,6MW)	160 % (960%)
AGIR1: Puissance moyenne	100 kW	10 kW	16 kW	160 %
AGIR1 : Durée d'impulsion	>10 μ s	>10 μ s	100 μ s	1000 %
AGIR1: Plat d'impulsion	< \pm 0,5 %	< \pm 1 %	< \pm 0,5 %	200 %

En ce qui concerne le modulateur AGIR2, les essais menés permettent de valider un fonctionnement à 300 kV crête avec une fréquence de 10 Hz. Avec de telles valeurs de courant et de tension, cela permet de valider les critères garantis grâce à des essais menés jusqu'à 250 MW crête pour une puissance de 2,2 kW moyen. L'ensemble des performances obtenues se trouve dans le tableau 31.

Tableau 31 : Bilan des performances obtenues avec le modulateur AGIR2.

	Visées	Garanties	Obtenues	Ecart en % par rapport au garanties
AGIR2 : Puissance crête	1 GW	> 100 MW	250 MW	250%
AGIR2 : Puissance moyenne	>10 kW	> 2,5 kW	2,2 kW	88 %
AGIR2 : Tension de sortie	600 kV	300 kV	300 kV	100%
AGIR2 : Durée d'impulsion	> 1 μ s	> 300 ns	600ns	200 %
AGIR2: Plat d'impulsion	< \pm 5%	< \pm 15%	< \pm 7,5%	200 %

IV. Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, il est présenté conception des prototypes développés à partir des briques dimensionnées tout au long de ce travail de thèse. Chaque module est évalué selon sa compacité par rapport à ce qu'il se fait sur le marché. Avec des volumes d'AGIR1 (528

litres) et d'AGIR2 (310 litres), il est possible de réaliser des systèmes plus compacts que ce que présente la littérature.

Un système de refroidissement a pu être conçu afin de dissiper les différentes puissances mises en jeu dans chaque modulateur. Cela permet d'assurer le bon fonctionnement de chaque brique durant les essais.

Enfin chaque modulateur a été soumis à différents essais, validant ainsi la tenue des objectifs fixés en début d'étude.

Conclusion et Perspectives

I. Conclusion

Ce travail de thèse a été réalisé dans le cadre d'un Régime d'Appui Pour l'Innovation Duale (RAPID), financé par la DGA et porté grâce à la collaboration entre l'entreprise Effitech et le laboratoire SIAME de l'UPPA. L'objectif de ce projet était de développer des architectures innovantes capables de produire des impulsions rectangulaires de forte puissance (aussi bien crête que moyenne). Deux modulateurs ont ainsi été développés :

- Le modulateur AGIR1 permet la réalisation d'impulsion de 1 à 10 MW, il utilise des convertisseurs résonants adaptés à un fonctionnement pulsé.
- Le second modulateur AGIR2, quant à lui, vise à produire des impulsions de la classe 100 MW à 1 GW. Il utilise un transformateur impulsionnel à multi-primaires synchronisés par des éclateurs forts courants fiabilisés.

A ce jour, deux prototypes fonctionnels ont été réalisés. Chaque brique les constituant a été étudiée durant ces trois années afin de répondre favorablement au cahier des charges fixé initialement.

Le travail réalisé par le SIAME a essentiellement consisté à concevoir deux des transformateurs utilisés. Un premier transformateur résonant assure l'amplification des convertisseurs DC-DC du modulateur AGIR1 de 1 à 10 kV sous une fréquence de résonance de 200 kHz. Ce transformateur a été optimisé pour permettre un fonctionnement en régime pulsé avec très peu de pertes et dans un volume réduit de 1,5 litre. Un second type de transformateur a ensuite été étudié. Il s'agit du transformateur à multi-primaires du modulateur AGIR2. Il est capable d'amplifier les impulsions, issues de quatre lignes de mise en forme BLUMLEIN (40 kV / 1 μ s), en des impulsions 300 kV / 1 μ s. Le volume de ce transformateur est de 25 litres.

Une étude expérimentale concernant le comportement des matériaux polymères, assurant l'isolation entre primaire et secondaire de chaque transformateur, a été mise en place. Elle a permis de déterminer le matériau et l'épaisseur adéquats à mettre en œuvre dans chacun des cas afin de respecter les critères relatifs au bon fonctionnement des transformateurs (en particulier la tenue diélectrique, les inductances de fuite et les

capacités parasites). Grâce à cette caractérisation, le comportement des isolants soumis à des tensions pulsées a pu être identifié et mieux compris.

Ensuite, les lignes de mise en forme et leur système de synchronisation ont fait l'objet d'un dimensionnement. Les générateurs BLUMLEIN ont été réalisés grâce à l'association d'éléments discrets (inductances et capacités) permettant de générer les impulsions 40 kV / 1 μ s avec un système n'étant pas trop encombrant. Un point critique a concerné la mise en place d'un système de synchronisation capable de déclencher chaque ligne de manière quasi-instantanée (décalage temporel inférieur à 40 ns) grâce à un module de quatre éclateurs forts courants à trois électrodes déclenchés par un système commun. C'est dans cette optique qu'a été conçu le générateur X-FET, capable de réaliser des impulsions de 40 kV à partir d'une alimentation continue de 24 V sur une surface totale n'excédant pas celle d'une feuille A4.

Enfin, une partie des travaux a consisté à étudier et améliorer la durée de vie des éclateurs grâce à une collaboration avec l'UMR CNRS IPREM de l'UPPA. L'objectif était de mieux comprendre le comportement des matériaux durant le passage de forts courants lors de la commutation des éclateurs. En se basant sur des études publiées dans la littérature concernant la caractérisation de certains matériaux les plus utilisés, une analyse physico-chimique comparative a donc été mise en place pour pouvoir évaluer chacun des métaux lorsqu'il est soumis aux contraintes du modulateur AGIR2 (16 kA / 1 μ s). Les matériaux d'électrodes sélectionnés à partir de l'étude bibliographique sont l'acier inoxydable, le cuivre, le tungstène et le cutène (alliage de cuivre et de tungstène) Ainsi, il a été possible de quantifier de quelle manière ces matériaux ont réagi à ce traitement et d'orienter notre choix vers le cutène pour pouvoir mettre en place une solution capable de répondre aux objectifs fixés (durée de vie supérieure à 10 000 tirs pour les éclateurs).

Chaque élément constituant les modulateurs a fait l'objet d'une étude théorique à partir de diverses simulations (électrique, électrostatique, mécanique, etc...) avant de passer à la conception des prototypes finaux. Les modulateurs ont ensuite été soumis à une validation expérimentale confirmant ainsi le premier dimensionnement.

L'intégration de chaque système a été faite et a permis d'obtenir deux prototypes fonctionnels dont les performances obtenues à ce jour rivalisent avec des modulateurs disponibles sur le marché au niveau des performances en étant, toutefois plus compacts que ceux disponibles dans la littérature.

Des perspectives d'amélioration des prototypes qui permettront d'augmenter les performances des systèmes peuvent être envisagées. Ces perspectives concernent, plus particulièrement, la modification du transformateur impulsionnel, pour pouvoir permettre la réalisation des objectifs maximum visés en début d'étude (génération d'impulsions 600 kV pour produire 1 GW crête).

II. Perspectives

Les résultats obtenus au niveau de chacun des prototypes ont permis de valider le dimensionnement établi durant ce travail de thèse de sorte que leur fonctionnement respecte, a minima, les objectifs garantis lors de l'élaboration du projet.

Toutefois, comme dans tout travail de recherche, il est possible d'établir à partir des résultats obtenus, différentes orientations qui pourront permettre de faire évoluer les performances réalisées pour tendre en direction les objectifs maximaux fixés initialement.

Dans le cas du modulateur AGIR1, cette amélioration passe par des modifications à court terme, car des problèmes d'approvisionnement n'ont pas permis de tester la version définitive du modulateur.

Pour ce qui est du cas AGIR2, cela passe principalement par une évolution technologique de certaines briques pour permettre d'atteindre les objectifs visés.

a. Optimisation du modulateur AGIR1

Le prototype développé permet théoriquement de remplir tous les objectifs de performances maximums proposés par le cahier des charges. Toutefois, comme il est vu dans la partie essais, un problème d'approvisionnement du polymère étudié (i.e. le POM) pour réaliser l'isolation de chacun des transformateurs dans le chapitre II, n'a pas permis de réaliser le prototype prévu. Une solution temporaire concernant la réalisation des

isolants grâce à un procédé d'impression 3D à base de PLA a été mise en œuvre pour débiter les essais. Grâce à cette solution, il a été possible de valider des performances supérieures aux objectifs garantis en début d'étude. Ainsi, à court terme, il s'agit donc de réaliser les transformateurs selon leur version finale afin de pouvoir tester le prototype selon son plein potentiel.

b. Optimisation du modulateur AGIR2

Dans le cas du modulateur AGIR2, deux points ont été identifiés pour améliorer le prototype réalisé. Le premier concerne les lignes de mise en forme de type BLUMLEIN et gagner en compacité pour le système global. Le second point quant à lui concerne le transformateur impulsionnel. Celui-ci a été dimensionné au niveau de son noyau pour permettre la réalisation des performances maximales, mais suite à l'étude sur l'isolation, les contraintes de tenue en tension ont mis en évidence, qu'il était d'abord nécessaire de valider le fonctionnement minimal avant de passer à une solution aboutie.

i. Optimisation de l'encombrement du modulateur

La majorité du volume du modulateur AGIR2 est due à la présence des lignes de mise en forme. Comme l'a montré le chapitre III partie I, il est possible d'utiliser une variante des condensateurs Atesys pour la réalisation des générateurs BLUMLEIN. Grâce aux condensateurs de la marque General Atomics, il est possible de concevoir un système de génération de l'impulsion 40 kV / 1 μ s bien plus compact (112 litres au lieu de 260 litres). L'augmentation de cette compacité augmente néanmoins substantiellement le coût de réalisation qui est alors multiplié par 3 (70 200 € au lieu de 22 000 €). Le choix d'une technologie plutôt que l'autre dépend alors uniquement des besoins et des ressources mises à disposition pour l'application dans laquelle le modulateur sera utilisé.

ii. Amélioration du transformateur impulsionnel

Outre les problématiques de compacité, il est possible d'améliorer les performances de ce modulateur en modifiant le transformateur impulsionnel. Les essais ont permis de valider le fonctionnement garanti par le projet. Pour pouvoir tendre vers les objectifs

maximaux visés, il est nécessaire de modifier la topologie du transformateur. Cette modification dépend directement de l'isolation électrique entre le primaire et le secondaire.

Pour cela, une autre solution est proposée afin d'atteindre les performances maximales. Elle consiste à modifier entièrement la topologie de l'isolation entre le primaire et le secondaire. En effet, en changeant l'isolant cylindrique par un isolant de forme conique (comme le montre la figure 2), il est possible d'augmenter grandement la valeur de tenue diélectrique au niveau du point le plus critique à 600 kV. Cette solution présente toutefois un inconvénient. En effet, l'usinage d'une pièce en Cestilène selon cette forme augmente grandement les prix de production à cause de la complexité d'usinage et des dimensions choisies.

En se basant sur les essais menés dans le chapitre II partie II, il est possible en utilisant un cône dont l'épaisseur au point le plus critique est de 22 mm de valider théoriquement le bon fonctionnement du transformateur. Une telle épaisseur permet d'obtenir une tenue en tension théorique de 610 kV.

Avec une telle topologie, il est possible de recalculer la valeur de l'inductance de fuite et de capacité parasites selon les formules (21) et (23) données dans la publication de dimensionnement du transformateur du projet MOUNA [73]. Le calcul de l'inductance de fuite peut être réalisé à l'aide des équations (21) et (22).

$$L_{fuite} = \frac{\mu_0 N_p^2}{h^2} Vol \quad (21)$$

$$Vol = \frac{\pi h}{3} \left(R_{ext_sec}^2 - 2R_{ext_prim}^2 + \sqrt{R_{ext_sec}^2 R_{ext_prim}^2} \right) \quad (22)$$

Dans ces relations, Vol est le volume entre le primaire et le secondaire (183 dm³), μ_0 est la perméabilité du vide (kg·m·A⁻²·s⁻²), h correspond à la hauteur de l'enroulement (55,8 mm), R_{ext_sec} et R_{ext_prim} sont respectivement la valeur du rayon extérieur du secondaire (88 mm) et du rayon extérieur du primaire (65,5 mm) et N_1 représente le nombre de tours au primaire. La valeur de l'inductance de fuite est calculée à 657 nH.

Les capacités parasites correspondent en majorité à C_{ps} , la capacité parasite entre primaire et secondaire. Cette dernière est calculée grâce à la relation (23) en considérant que le champ électrique est uniforme entre les enroulements [53] (le potentiel de l'enroulement primaire étant petit devant le potentiel du secondaire).

$$C_{ps} = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r h (R_{ext_sec} + R_{ext_prim})}{R_{ext_sec} - R_{ext_prim}} = 150 \text{ nF} \quad (23)$$

Dans cette équation, ε_r correspond à la permittivité du Cestilène (3).

Les valeurs des paramètres parasites avec un tel modèle sont évaluées à 657 nH et 150 nF. Le produit de ces deux paramètres est égal à $9,5 \times 10^{-15}$ ce qui est bien en dessous de la valeur minimale calculée dans le chapitre II de ce manuscrit ($4,2 \times 10^{-14}$).

Avec un tel transformateur, il est donc théoriquement possible de répondre aux besoins fixés par les objectifs visés pour ce modulateur.

c. Bilan des perspectives

Plusieurs types de perspectives à court terme peuvent être mis en œuvre au niveau de ces modulateurs. Concernant AGIR1, il s'agit surtout d'un souci identifié suite à un problème d'approvisionnement de la matière identifiée dans ce manuscrit au moment de la réalisation des essais qui devrait se régler lors de la réception du polymère choisi dans le chapitre II.

Du côté d'AGIR2, il est possible d'un côté d'optimiser le volume du prototype aux dépend du coût de réalisation, mais il est également envisageable d'améliorer ses performances afin de tendre jusqu'aux performances maximales visées de 600 kV.

Références Bibliographiques

- [1] U. Zimmermann and H. Stopper, "Electrofusion and electroporabilization of cells," *Biomembr. Recept. Mech.*, pp. 371–392, 1987.
- [2] "EFFITECH, expert in high voltage, high power systems." disponible en ligne le 28/05/2018 à l'adresse: http://www.effitech.eu/Effitech_FR/electroporation.php.
- [3] T. K. Gachovska, M. O. Ngadi, and G. S. V. Raghavan, "Pulsed electric field assisted juice extraction from alfalfa," *Can. Biosyst. Eng.*, vol. 48, p. 3, 2006.
- [4] S. Brianceau, M. Turk, X. Vitrac, and E. Vorobiev, "Combined densification and pulsed electric field treatment for selective polyphenols recovery from fermented grape pomace," *Innov. Food Sci. Emerg. Technol.*, vol. 29, pp. 2–8, 2015.
- [5] C. Delsart *et al.*, "Effects of Pulsed Electric Fields on Cabernet Sauvignon Grape Berries and on the Characteristics of Wines," *Food Bioprocess Technol.*, vol. 7, no. 2, pp. 424–436, Feb. 2014.
- [6] "Traitement d'effluents associant separation solide/liquide et champs electriques pulses." Brevet n°WO2004005197 A2, Janvier 2004.
- [7] M. Gei. A. PMriek, "Traitement de suspensions biologiques complexes par champs electriques pulses-. etude des mecanismes de transfert d'energie," Thèse de doctorat de l'Université de Montpellier II, 2004, 206p, n° d'ordre : TS200h.MON-15h
- [8] G. Touya, "Contribution à l'étude expérimentale des décharges électriques dans l'eau et des ondes de pression associées Réalisation d'un prototype industriel 100kJ pour le traitement de déchets par puissances électriques pulsées," Thèse de doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2003. 197p, n° d'ordre : 2003PAUU3001.
- [9] J. Martin, *Etude et caractérisation d'onde de pression générée par une décharge électrique dans l'eau. Application à la fracturation électrique de roches.* Thèse de doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2013, 139p, n° d'ordre : 2013PAUU3024
- [10] W. Chen, "Fracturation électrique des géomatériaux Etude de l'endommagement et de la perméabilité," Thèse de doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2010. 167p, n° d'ordre :
- [11] J. Hofmann and T. H. G. G. Weise, "Pulsed power technologies for commercial material reduction and crushing applications," *IEEE*, vol. 1, pp. 203–207, 1997.
- [12] J.-Y. Shim and B.-Y. Kang, "Development of Electrohydraulic Forming Process for Aluminum Sheet with Sharp Edge," *Advances in Materials Science and Engineering Volume 2017, Article ID 2715092, 10 pages, 2017.*
- [13] "Société Bmax", disponible en ligne le 28/05/2018 à l'adresse : <http://www.bmax.com/fr/>.
- [14] P. Vanhulsel, M. Van Wonterghem, W. De Waele, and K. Faes, "Groove design for form fit joints made by electromagnetic pulse crimping," in *Sustainable Construction and Design SCAD*, vol. 2, pp. 432–441, 2011.
- [15] A. Silvestre de Ferron , "Utilisation des fortes puissances électriques pulsées dans l'électrofiltration d'effluents gazeux." Thèse de doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour 2006. 301p, n° d'ordre : 2006PAUU3012.
- [16] S. Souakri, "Optimisation des performances d'un procédé industriel d'électrofiltration alimenté par hautes puissances pulsées". Thèse de doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2016. 232p, n° d'ordre : 2016PAUU3028.

- [17] A. Silvestre de Ferron, T. Reess, L. Pécastaing, P. Pignolet, and F. Lemont, "Optimizing the operation of an electrostatic precipitator by developing a multipoint electrode supplied by a hybrid generator," *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 42, no. 10, p. 105504, May 2009.
- [18] "Study of electric field distribution in an electrostatic precipitator to optimize the efficiency of particles collection," UK PULSED POWER SYMPOSIUM, University of Loughborough, England, 2014.
- [19] M. Marchand, F. Lemont, T. Reess, A. S. de Ferron, and S. Souakri, "Electrostatic Precipitator: Technological Development and Applications to Thermal Incineration Processes in CEA." *International Journal of Plasma Environmental Science and Technology* pp157-160,2016
- [20] "BS Innoclean " disponible en ligne le 10/06/2018 à l'adresse : <https://www.bs-innoclean.lu/nettoyage-plasma-pression-atmospherique.php>
- [21] J. R. Roth, "Aerodynamic flow acceleration using paraelectric and peristaltic electrohydrodynamic effects of a One Atmosphere Uniform Glow Discharge Plasma," *Phys. Plasmas 1994-Present*, vol. 10, no. 5, pp. 2117–2126, May 2003.
- [22] A. Guillaumot, "Étude d'une décharge hipims pour l'optimisation de l'adhérence et la croissance de nitrures de métaux de transition," Thèse de doctorat de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2009. 199p, n° d'ordre : tel-00599055.
- [23] "PRIMOVE true e-mobility." disponible en ligne le 28/05/2018 à l'adresse : <http://primove.bombardier.com/>.
- [24] A. Simonnet, "HaloIPT," *GreenUnivers*. disponible en ligne le 28/05/2018 à l'adresse : <https://www.greenunivers.com/2011/05/bientot-la-recharge-denergie-sans-fil-pour-les-vehicules-electriques-premium-55939/haloipt/> .
- [25] A. AVEM, "Volvo expérimente la charge par induction avec la C30 électrique." disponible en ligne le 28/05/2018 à l'adresse : <http://www.avem.fr/actualite-volvo-experimente-la-charge-par-induction-avec-la-c30-electrique-2315.html>.
- [26] "Voiture électrique et charge sans fil : comment ça marche ?," *www.breezcar.com*. disponible en ligne le 28/05/2018 à l'adresse : <http://www.breezcar.com/actualites/article/recharge-sans-fil-induction-batterie-voiture-electrique-fonctionnement-0115>.
- [27] W. Wang, "Étude de la transmission d'énergie sans fil (WPT) basée sur la résonance couplée magnétique," masters, École Polytechnique de Montréal, 2014.
- [28] J. S. Bakken, "Study and development of solid state based long pulse klystron modulators for future linear accelerators at CERN," Master's Thesis of Novergian University of Science and Technology, Norway,2007.
- [29] "Fission: parallèles," *NOYAUX ET PARTICULES*, disponible en ligne le 13/06/2018 à l'adresse : <https://cosmologie.wordpress.com/manhattan/paralleles/>.
- [30] "State-of-the-Art Solid State Pulse Modulators" Jürgen Biela S. Blume, D. Gerber, M. Jaritz & C. Carstensen. ETH Zurich.
- [31] Fabrina Da Silveira Cavalcante "High Output Voltage Series-parallel Resonant DC DC Converter For The Medical X-Ray imaging Applications" Thèse de doctorat de l'École polytechnique fédérale de Zurich,2006.216p, n° d'ordre

- [32] “High voltage High current IGBT switch” Diversified technologie. Disponible en ligne le 4/06/18 à l'adresse : <http://www.divtecs.com/research/high-current-high-voltage-igbt-switch/> .
- [33] R. Phillips, M. P.J. Gaudreau, M. Kempkes, R. Simpson, “Short pulse Marx modulator” Diversified Technologies. Proceedings of IPAC, Richmond, VA, USA, 2015.
- [34] I. Roth, M. Gaudreau, M. Kempkes, M. Munderville, R. Simpson, “Design And Operation Of Pulsed Power Systems Built To Ess Specifications “, Diversified Technologies, Inc., Bedford, MA, USA SigmaPhi Electronics, Vannes, France, Proceedings of NAPAC, Chicago, IL, USA, 2016.
- [35] T. B. Soeiro, J. Muhlethaler, J. Linner, P. Ranstad, and J. W. Kolar, “Automated Design of a High-Power High-Frequency LCC Resonant Converter for Electrostatic Precipitators,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 11, pp. 4805–4819, Nov. 2013.
- [36] A.D. Blumlein, “Improvements in or relating to apparatus for generating electrical impulses,” British Patent N° 589127,1947.
- [37] M. Rivaletto, “Conception de Générateurs de Fortes Puissances Pulsées : Mise en forme et Caractérisation de l'Impulsion Haute Tension,” Thèse de doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, Pau, 1997, n° d'ordre 1997PAUU3029.
- [38] “CEI 60243-1:2013 - Rigidité diélectrique des matériaux isolants - Méthodes d'essai - Partie 1 : essais aux fréquences industrielles.” Disponible en ligne le 13/05/2018 à l'adresse:<https://www.boutique.afnor.org/norme/cei-60243-12013/rigidite-dielectrique-des-materiaux-isolants-methodes-d-essai-partie-1-essais-aux-frequences-industrielles/article/809929/xs125378>.
- [39] “Sefelec : Revues Techniques.” Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : https://www.sefelec.fr/fr/revue_technique.php.
- [40] “CST - Computer Simulation Technology.” Disponible en ligne le 16/04/2018 à l'adresse: <https://www.cst.com/>.
- [41] R. Pecquois, “Etude et réalisation d'une source de rayonnement large bande de forte puissance basée sur un concept innovant de transformateur résonant impulsionnel,” Thèse de doctorat de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2012, 257p, n° d'ordre 2012°AUU3047.
- [42] C. Suwanasri, P. Thawonsukanan, S. Ruankon, and T. Suwanasri, “Partial Discharge Detection in High Voltage Equipment Using High Frequency Current Transducer,” *Gt. MEKONG SUBREGION Acad. Res. Netw.*, p. 53, 2013.
- [43] “DuPont™ Nomex T418 - Matériaux composites - Goodfellow.” Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : <http://www.goodfellow.com/>.
- [44] “Mobilect™ 39.” Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : <https://www.mobil.com/french-fr/industrial/pds/glxxmobilect-39>.
- [45] B. Palomo Losada " Caractérisation Physico-Chimique Et Dielectrique De Resines Thermodurcissables Candidates Au Developpement D'isolateurs Haute Tension A Matrice Polymere Pour Le Transport Ferroviaire" Thèse de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2011, thèse confidentielle.
- [46] H. Huang, “Designing an LLC resonant half-bridge power converter,” in *Power Supply Design Seminar, Texas Instruments, Dallas, TX*, http://focus.ti.com/asia/download/Topic_3_Huang_28pages.pdf, 2010.

- [47] M. Akemoto, S. Gold, A. Krasnykh, and R. Koontz, "Pulse transformer R and D for NLC klystron pulse modulator," in *Digest of Technical Papers. 11th IEEE International Pulsed Power Conference (Cat. No.97CH36127)*, vol. 1, pp. 724–729 vol.1, 1997.
- [48] "VITROPERM - Chemical composition - VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG." Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : <https://www.vacuumschmelze.com/index.php?id=139>.
- [49] "Fundamentals of Power Electronics Instructor's slides." R. Erikson, 1997.
- [50] S. C. Proteus, "On the law of hysteresis," in *IEEE Proceeding*, 1984, vol. 72, pp. 197–221.
- [51] "Gecko Simulation Softwares." Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : <http://www.gecko-simulations.com/>.
- [52] "société LGM." Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : <http://leguipagemoderne.pagesperso-orange.fr/>.
- [53] D. Bortis, G. Ortiz, J. W. Kolar, and J. Biela, "Design procedure for compact pulse transformers with rectangular pulse shape and fast rise times," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 18, no. 4, 2011.
- [54] "Learn about Magnetic Materials from Metglas®, Inc.," *Metglas, Inc.* .
- [55] Grivet P., *Physique des lignes HF et UHF*, MASSON., vol. Tome 1. 1969.
- [56] "General Atomics & Affiliated Companies," *General Atomics & Affiliated Companies*. Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : <http://www.ga.com>.
- [57] "AteSYS," *AteSYS-Montoux*. Disponible en ligne le 22/05/2018 à l'adresse : <https://www.atesys-montoux.com>.
- [58] 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, 2005, 206p, n° d'ordre 2005PAUU3005.
- [59] "Analysis and estimation of breakdown delay of gas trigatron switches," L. Li, C. Lx, C. Bao, X. Qi, F. Lin, Y. Pan, Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering 32(7):174-180, March 2012 Zhongguo.
- [60] 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," *J. Appl. Phys.*, vol. 56, no. 5, pp. 1382–1386, Sep. 1984.
- [61] J. R. Mayes, W. J. Carey, W. C. Nunnally, and L. Altgilbers, "Sub-nanosecond jitter operation of Marx generators," in *Pulsed Power Plasma Science. PPPS-2001. Digest of Technical Papers*, 2001, vol. 1, pp. 471–474, 2001.
- [62] J. Biela, D. Aggeler, D. Bortis, and J. W. Kolar, "5kV/200ns pulsed power switch based on a sic-jfet super cascode," in *IEEE International Power Modulators and High Voltage Conference, Proceedings of the 2008*, pp. 358–361, 2008.
- [63] L. Wang, X. Huang, S. Jia, Y. Liu, S. Shang, and T. Du, "Experimental Investigation of Electrode Erosion of Trigatron in Microsecond Arc Discharge Process," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 42, no. 5, pp. 1393–1399, May 2014.
- [64] B. Flickinger, *Nanosekunden-zeitaufgelöste Messungen der Plasmamembranaufladung pflanzlicher Zellen*. KIT Scientific Publishing, 2010.

-
- [65] A. Watson, A. Donaldson, K. Ikuta, and M. Kristiansen, "Mechanism of electrode surface damage and material removal in high current discharges," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 22, no. 6, pp. 1799–1803, Nov. 1986.
- [66] *Physico-mathematical Analysis of the electro discharge machining process*. Katholieke Universiteit te Leuven, Department Werktuigkunde, 1973.
- [67] A. Watson, "Fast rising transient heavy current spark damage to electrodes," 2nd IEEE international pulsed power conference, Texas Tech University, 1979.
- [68] C. Zhang, S. Qiao, Y. Liu, Z. Yang, Y. Wang, and Y. Guo, "Cathode erosion of graphite and Cu/C materials in airarcs," *J. Wuhan Univ. Technol.-Mater Sci Ed*, vol. 27, no. 1, pp. 18–20, Feb. 2012.
- [69] G. VRINAT "Machines frigorifiques industrielles ", Techniques de l'ingénieur, BE9743.
- [70] "North Star High Voltage: High Voltage Probes for Portability and Precision." Disponible en ligne le 2/05/18 à l'adresse : <http://www.highvoltageprobes.com/high-voltage-probes>. [Accessed: 02-May-2018].
- [71] R. Pecquois *et al.*, "Simple and compact capacitive voltage probe for measuring voltage impulses up to 0.5 MV," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 83, no. 3, p. 35001, Mar. 2012.
- [72] "Pearson Electronics" Disponible en ligne le 2/05/18 à l'adresse : <http://www.pearsonelectronics.com/>.
- [73] "Development of a 0.6-MV Ultracompact Magnetic Core Pulsed Transformer for High-Power Applications", L. Pécastaing, M. Rivaletto, A. de Ferron, R. Pecquois, B.M. Novac, *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol 46, Jan. 2018.

Table des figures

Figure 1 : Principe de perméabilisation de la membrane d'une cellule [1].....	22
Figure 2 : Exemple d'électroporation réversible dans le domaine médical [2].	23
Figure 3 Principe de l'électroporation irréversible [2].....	23
Figure 4 : Photographie comparative des résidus de luzerne avant (a) et après traitement (b et c) : a) échantillon avant broyage, b) résidus sans traitement CEP, c) résidus avec traitement CEP [3].	24
Figure 5 : Comparaison du jus extrait avec (a) et sans (b) traitement CEP [3].....	24
Figure 6 : Principe de fonctionnement des applications à ondes de choc [8].	26
Figure 7 : Principe de fonctionnement du formage par onde de choc [12].	27
Figure 8 : Principe de fonctionnement des TIM [14].	28
<i>Figure 9 : Procédé TIM de déformation de matériau [13].....</i>	<i>29</i>
Figure 10 : Principe de fonctionnement d'un électrofiltre [16].....	31
Figure 11 : Principe de création d'un plasma atmosphérique pour traitement de surface [20].	32
Figure 12 : Principe de fonctionnement de la recharge d'un véhicule électrique sans fils [25].	33
Figure 13 : Principe de fonctionnement de la cavité accélératrice [28].	34
Figure 14 : Schéma de principe d'un magnétron [29].	36
Figure 15 : Caractérisation des besoins impulsions (Puissance crête vs durée impulsion) selon les applications visées [30].	37
Figure 16 : Topologie des modulateurs de puissances pulsées à semi-conducteurs [30].	39
Figure 17 : Topologie de modulateur avec commutateur haute tension [30].	40
Figure 18 : Topologie de modulateur à base de générateur de Marx état solide [30].	41
Figure 19 : Topologie de modulateur à base de transformateur impulsionsnel [30].	42
Figure 20 : Topologie de modulateur à base d'une matrice de transformateurs impulsionsnels [30].	42
Figure 21 : Topologie de modulateur à base de convertisseurs DC-DC [30].	43

Figure 22 : Comparatif entre les différentes topologies de modulateurs [30].	45
Figure 23 : Caractéristiques, photos et synoptique d'un générateur d'impulsions courtes durées [30].	48
Figure 24 : Caractéristiques, photos et synoptique d'un générateur d'impulsions moyennes durées [30].	49
Figure 25 : Générateur d'impulsions longues durées [30].	50
Figure 26 : Générateur à base de modulateur de largeur d'impulsion [31].	51
Figure 27 : Circuit-breaker pour la réalisation de générateur à base de commutation de capacité [2].	52
Figure 28 : Exemple de générateur à base de générateur de Marx à fermeture et ouverture [2].	52
Figure 29 : Générateur DTI à base d'IGBT [32].	53
Figure 30 : Photographie du Yale Marx 500kV [33].	54
Figure 31 : Photographie du modulateur DTI pour klystron de classe ESS [34].	55
Figure 32 : Synoptique du modulateur AGIR1.	58
Figure 33 : Synoptique du modulateur AGIR2.	62
Figure 34 : Schéma électrique du Greinacher en sortie du convertisseur résonant.	63
Figure 35 : Schéma de principe des lignes de mise en forme BLUMLEIN [37].	64
Figure 36: Modèle CST du transformateur AGIR1.	73
Figure 37 : Vue en coupe du transformateur AGIR1.	73
Figure 38 : Exemple de répartition du champ électrique, sur la vue en coupe du transformateur, au niveau de l'isolant en ABS entre le primaire et le secondaire.	74
Figure 39 : Zone de tracé entre A et B (ligne rouge) de l'évolution du champ électrique.	75
Figure 40 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire avec isolation en PA6 (Ertalon). Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge).	76

Figure 41 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire avec isolation en ABS. Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge).	77
Figure 42 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire avec isolation en POM. Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge).	77
Figure 43 : Représentation 3D de l'échantillon avec méthode de branchement pour les essais.	79
Figure 44 : Photographie du montage de l'expérimentation pour la configuration 1.	80
Figure 45 : Photographie du montage de l'expérimentation pour les configurations 2 et 3.	80
Figure 46 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR1 (rouge) pour la configuration 1.	81
Figure 47 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR1 (rouge) pour la configuration 2.	82
Figure 48 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR1 (rouge) pour la configuration 3.	83
Figure 49: Modèle CST du transformateur AGIR2.	84
Figure 50 : Vue en coupe sous CST du transformateur AGIR2.	84
Figure 51 : Photographie du système de test des échantillons [38].	85
Figure 52 : Comparaison entre l'impulsion appliquée durant les essais (bleu) et l'impulsion théorique d'AGIR2 (rouge).	86
Figure 53 : Mesures et évaluations des tenues diélectriques en pulsé (1 μ s).	88
Figure 54 : Evolution du champ électrique entre primaire et secondaire du transformateur AGIR2 pour une épaisseur de 5 mm de Cestilène. Une échelle de couleur représente chaque zone (primaire en bleu, huile en jaune, isolant en vert et secondaire en rouge)	89
Figure 55 : Synoptique du modulateur AGIR1.	91

Figure 56 : Principe de fonctionnement du convertisseur LCC.	92
Figure 57: : Cycle d'hystérésis du Vitroperm 500F en fonction de sa perméabilité, comparées à une ferrite traditionnelle et au Vitroperm 250F [48].	95
Figure 58: Courbe d'évaluation des pertes du Vitroperm 500F en fonction du flux magnétique pour différentes fréquences de fonctionnement [48].	95
Figure 59 : Modèle du noyau.	98
Figure 60 : Courbe d'optimisation des pertes du transformateur [13].	99
Figure 61 : Caractérisation du facteur de remplissage [49].	100
Figure 62 : Stratégie de bobinage qui va permettre de régler $L\sigma$ à 1 μ H.	103
Figure 63 : Schéma électrique sous GeckoCircuits incluant le modèle du transformateur conçu et simulé sous GeckoMagnetics.	104
Figure 64 : Courant (a) et tension (b) en entrée du transformateur et courant (c) et tension (d) de sortie du convertisseur.	105
Figure 65 : Simulation du champ magnétique du transformateur.	105
Figure 66: Photographie du transformateur.	106
Figure 67: Photographie d'un convertisseur.	106
Figure 68 : Comparaison entre la mesure de la tension en sortie du convertisseur et la simulation sur une période de 30 μ s (sans capacité de lissage).	107
Figure 69 : Simulation de l'association de 12 convertisseurs en série.	108
Figure 70 : Synoptique du modulateur AGIR2.	109
Figure 71 : Caractérisation des paramètres d'une impulsion rectangulaire [53]. ...	111
Figure 72: Caractéristiques du Metglas 2605SA1 [54].	113
Figure 73 : Visulisation de la distance critique entre le noyau et l'enroulement primaire (a) et modélisation 3D le pièce assurant l'isolation.	116
Figure 74 : Dimensions du noyau magnétique.	117
Figure 75 : Stratégie de bobinage permettant de respecter les critères d'inductance et de capacités parasites maximum calculées sous CST [40].	120

Figure 76 : Schéma électrique d'une des quatre lignes BLUMLEIN sous GeckoCircuits incluant le modèle du transformateur conçu et simulé sous GeckoMagnetics [51].	121
Figure 77 : Comparaison entre l'impulsion expérimentale générée par une des lignes de mise en forme BLUMLEIN (en rouge) et l'impulsion obtenue en sortie du transformateur (en bleu).	122
Figure 78 : Simulation du champ magnétique du transformateur (avec en (1) la simulation sur une période de 10 ms et en (2) un zoom durant l'impulsion).	123
Figure 79 : Photographie du transformateur du modulateur AGIR2.	123
Figure 80 : Schéma de principe d'un générateur BLUMLEIN [37].	128
Figure 81 : Allure de de la tension en sortie du BLUMLEIN.	129
Figure 82 : Allure de l'impulsion sur charge désadaptée.	129
Figure 83 : Structure basée sur un système à constantes localisées, modèle en T.	130
Figure 84 : Allure simulée de l'impulsion en sortie du générateur BLUMLEIN en fonction du nombre de cellules N_c .	133
Figure 85 : Photographie et caractéristiques d'un condensateur 503HS403C.	134
Figure 86 : Schéma électrique du générateur BLUMLEIN avec $C=40$ nF, $L=390$ nH, $R=5$ Ω et $R_{ch}=6,4$ Ω .	136
Figure 87 : Simulation du générateur BLUMLEIN à 8 cellules.	136
Figure 88 : Photographie du montage d'un générateur BLUMLEIN.	137
Figure 89 : Comparaison entre impulsion simulée et impulsion mesurée en sortie du générateur BLUMLEIN.	137
Figure 90 : Synoptique du modulateur AGIR2.	138
Figure 91 : Définition de la gigue (a) et du décalage temporel (b) [41].	139
Figure 92 : Simulation à 300 kV de l'impact d'une synchronisation non maîtrisée des générateurs BLUMLEIN sur l'impulsion en sortie du transformateur multi-primaires (rouge : décalage temporel inférieur à 40 ns ; bleu : décalage temporel supérieur à 40 ns).	140

Figure 93: Principe de déclenchement des éclateurs des générateurs BLUMLEIN.	141
Figure 94 : Exemple de mesure de la gigue.	141
Figure 95 : Les différents types de déclenchement [41].	143
Figure 96 : Principe de fonctionnement du générateur de déclenchement et allures des tensions correspondantes.	144
Figure 97 : Montage expérimental pour la caractérisation de l'impulsion de déclenchement de l'éclateur principal.	145
Figure 98 : Conception mécanique du générateur de Marx ultra compact (ou Mini- Marx) [41].	145
Figure 99 : Évolution de la gigue en fonction de la tension de déclenchement pour différentes valeurs de front de montée (générateur de Marx pré-alimenté à 90% de la tension de déclenchement de 10 kV, soit 9 kV).	146
Figure 100 : Impulsions relevées en tant que commande (jaune) et en sortie des commutateurs J-FET (bleu).	147
Figure 101 : Conception mécanique du générateur de déclenchement 8 étages dans son enceinte dédiée et principales caractéristiques.	147
Figure 102 : Évolution de la gigue en fonction de la tension de déclenchement et du front de l'impulsion pour une alimentation de générateur de Marx de 5 kV positive (a) et négative (b).	148
Figure 103 : Photographie du générateur X-FET.	149
Figure 104 : Mesure de la gigue en sortie du générateur X-FET	150
Figure 105: Les différentes topologies d'électrodes soumises aux essais.	150
Figure 106 : Schéma électrique pour les tests des différentes topologies d'électrodes de déclenchement.	151
Figure 107 : Evaluation de la gigue au niveau de l'éclateur (la courbe jaune représente l'impulsion de commande. La courbe violette donne le signal de sortie du générateur de Marx et la verte correspond à la tension en sortie de l'éclateur à trois électrodes).	151

Figure 108 : Evaluation de la gigue avec l'électrode plan.	152
Figure 109 : Evaluation de la gigue avec l'électrode annulaire.	152
Figure 110 : Vue de côté de la géométrie des éclateurs.	153
Figure 111 : Vue globale d'un éclateur fort courant utilisant un anneau profilé en tant qu'électrode de déclenchement.	153
Figure 112 : Evolution de la gigue en fonction du compromis entre pression et distance entre les électrodes.	154
Figure 113 : Photographie du module de quatre éclateurs synchronisés en configuration essai.	155
Figure 114 : Schéma électrique du montage de validation expérimentale du module de quatre éclateurs synchronisés.	156
Figure 115 : Mesure des signaux de tension en sortie des quatre éclateurs.	156
Figure 116 : Vue en coupe de l'éclateur avec les deux électrodes principales (haute tension et masse) et l'électrode centrale de déclenchement.	158
Figure 117 : Photographie de l'électrode de déclenchement en acier inoxydable avant essais à gauche, et après 300 tirs à droite.	158
Figure 118 : Phénomènes engendrés durant le passage de l'arc avec en (1) les matières non dures [65] telles que le cuivre et en (2) les matières dures [13] telles que le tungstène.	159
Figure 119 : Principe de fonctionnement de la spectroscopie photoélectronique.	162
Figure 120 : Principe de fonctionnement de la microscopie électronique à balayage.	163
Figure 121 : Principe de la microscopie confocale.	164
Figure 122 : Evolution de la quantité de matière sur l'anode (en pourcentage). ...	166
Figure 123 : Evolution de la quantité de matière sur la cathode (en pourcentage).	167
Figure 124 : Clichés de microscopie électronique du cuivre : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.	169

Figure 125 : Spectres XPS Cu2p des électrodes en cuivre : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.....	170
Figure 126 : Clichés de microscopie électronique du tungstène : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.....	172
Figure 127 : Spectres XPS W ^o et WO ₂ des électrodes en tungstène : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.	172
Figure 128 : Clichés de microscopie électronique du cutène Cu20W80 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.	174
Figure 129 : Spectres XPS Cu2p et W4f des électrodes en cutène Cu20W80 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.	175
Figure 130 : Clichés de microscopie électronique du cutène Cu30W70 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.	176
Figure 131 : Spectres XPS Cu2p et W4f des électrodes en cutène Cu30W70 : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.	177
Figure 132: Représentation 3D de la rugosité de l'acier inoxydable : a) anode brute et b) anode après 5000 tirs ; c) cathode brute et d) cathode après 5000 tirs.	179
Figure 133 : Photographie de l'électrode de déclenchement en cutène (Cu20W80) avant et après 10 000 tirs.....	182
Figure 134 : Schéma de principe du fonctionnement du système de dissipation thermique sur AGIR1.....	191
Figure 135 : Schéma de principe du fonctionnement du système de dissipation thermique sur AGIR2.....	192
Figure 136 : Schéma électrique (a) et photographie (b) du diviseur compensé [8].	193
Figure 137 : Photographie de la sonde PVM-5 [70].	194
Figure 138 : Photographie de la sonde capacité 600 kV [41].	195
Figure 139 : Photographie d'une sonde de courant Pearson [6].	196
Figure 140 : Assemblage de deux convertisseurs d'AGIR1.	197
Figure 141 : Convertisseur de Vienne.	198

Figure 142 : Photographie d'un convertisseur DC-DC d'AGIR1.....	199
Figure 143 : Positionnement des 12 convertisseurs d'AGIR1 dans leur cuve.	199
Figure 144 : Matricage correspondant à une charge de 100 Ω	200
Figure 145 : Comparaison Simulation-Mesures de la tension de sortie produite par un seul convertisseur résonant non compensé.	201
Figure 146 : Photographie du montage à deux convertisseurs.....	202
Figure 147 : Comparaison Simulation-Mesure de la tension de sortie produite pas deux convertisseurs en série et compensés.	202
Figure 148 : Comparaison Simulation-Mesure de la tension de sortie produite pas douze convertisseurs en série et compensés.	204
Figure 149 : Briques impulsionnelles du modulateur AGIR2.	205
Figure 150 : Modèle du noyau.	206
Figure 151 : Photographie du transformateur résonant du convertisseur DC-DC d'AGIR2.	206
Figure 152 : Photographie de la charge 360 Ω et du transformateur impulsionnel dans le cuve d'huile.....	208
Figure 153 : Synoptique du montage pour les essais.	209
Figure 154 : Photographie du montage pour les essais de synchronisation des 4 lignes BLUMLEIN.	210
Figure 155 : Mesures obtenues en sortie des 4 générateurs BLUMLEIN.	211
Figure 156 : Mesures de la tension en trois point avant réglage des inductances de liaison(en bleu, la sortie du transformateur en rouge et vert la sortie de deux des générateurs blumleins).....	212
Figure 157 : Mesures obtenues en sortie du transformateur avec premier effort de réduction des inductances de connexions.....	213
Figure 158 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après avoir doublé les primaires.	213
Figure 159 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après avoir remplacé les retours de masses des BLUMLEIN et des transformateurs par des feuillards.	214

Figure 160 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après remplacement de la connexion BLUMLEIN-transformateurs en fils de Litz par des feuillards..... 214

Figure 161 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après diverses améliorations apportées..... 215

Figure 162 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après le passage à 4 lignes de mise en forme. 215

Figure 163 : Mesures obtenues en sortie du transformateur après multiplication du nombre de feuillard pour les retours de masse du transformateur et des BLUMLEIN. 216

Figure 164 : Mesures obtenues en sortie du transformateur..... 217