

THESE
PRESENTEE A
L'UNIVERSITE DE PAU
ET
DES PAYS DE L'ADOUR

Par

Thomas MAYSONNAVE

POUR OBTENIR DE GRADE DE

DOCTEUR

Spécialité : **GENIE ELECTRIQUE**

*Etude d'un système d'amplification de
puissance de type multiplicateur de courant
dynamique sur l'installation SPHINX du
CEA Gramat*

Soutenue le 20 décembre 2013

Devant la commission d'examen constituée de :

MM.	J.ANDRIEU	Professeur – Université de Limoges	Rapporteur
	P. BONNET	Professeur – Université de Clermont Ferrand	Rapporteur
MM.	F. BAYOL	Ingénieur de recherche – ITHPP	
	J-P. CAMBRONNE	Professeur – Université de Toulouse	
	M. CARON	Ingénieur de Recherche, chef de laboratoire – CEA Gramat	
	A. CHUVATIN	Maître de Conférences HDR – Ecole Polytechnique	
	L. PECASTAING	Maître de Conférences HDR – Université de Pau et des Pays de l'Adour	
	J-M. POUVESLE	Directeur de Recherche – Ecole Polytechnique de l'Université d'Orléans	

Remerciements

Je souhaiterai tout d'abord remercier chaleureusement Laurent PECASTAING, mon directeur de thèse, qui m'a permis de vivre cette aventure. Même à distance, j'ai pu compter sur sa disponibilité et son soutien tout au long de ces 3 années.

Je remercie également Antoine DE FERRON, mon co-directeur, pour son implication et sa motivation. Il a grandement participé au succès de cette thèse.

Un merci particulier à Alexandre CHUVATIN, mon co-directeur, pour tous ces moments de discussions enrichissants qui m'ont aidé à mieux appréhender certains aspects de ce sujet.

Je remercie vivement Frédéric BAYOL, directeur technique d'ITHPP. Ses conseils et sa disponibilité m'ont souvent aidé à y voir plus clair.

Merci à Gauthier DEMOL, président de la société ITHPP, de m'avoir fait confiance en acceptant de m'accueillir au sein de son entreprise.

Bien sûr, je remercie Pascal PIGNOLET, directeur du laboratoire SIAME, de m'avoir permis d'être rattaché à son laboratoire pendant la durée de cette thèse.

J'exprime toute ma gratitude à Michel CARON, chef du laboratoire Magix du CEA Gramat, pour avoir accepté de faire partie du jury, ainsi qu'à toutes les personnes du laboratoire Magix avec qui j'ai pu échanger durant ces 3 ans ; et tout particulièrement Thierry d'Almeida pour toutes ces heures passionnantes passées ensemble.

Je suis sensible à l'honneur que m'ont fait Joël ANDRIEU et Pierre BONNET en acceptant d'être rapporteur de ce manuscrit.

J'associe à mes remerciements Jean-Pascal CAMBRONNE pour avoir accepté de présider le jury et Jean-Michel POUVESLE pour sa participation au jury.

Je n'oublie pas, bien sûr, tous mes collègues d'ITHPP. Tout d'abord Béa, ma collègue de bureau qui m'a supportée pendant ces 3 années, mais aussi tous ceux qui m'ont accompagnés, chacun à sa façon : Adrien, Benjamin, Boni, Camille, Céline, Chantal, Christophe, Clément, Corentin, Cyril, Gaëtan, Joris, Kévin, Ophélie, Patrice, Patrick, Paul, Philippe, Rémi, Saâd, Valentin, ...

Je pense aussi à ceux que j'ai côtoyés lors de mes visites au laboratoire SIAME de Pau : Camille, Charly, Justin, Marc, Robert, Romain, Sylvain, Thierry, ...

Enfin, et avant tout, je ne remercierai jamais assez ma femme, Sandra, pour son soutien et sa patience.

Table des matières

Remerciements	3
Table des matières	5
Définitions	11
Introduction	13
Chapitre 1 : Présentation de l'étude et contexte général	19
I - Les générateurs forts courants	23
A - Les technologies de générateurs primaires utilisées	23
1) Le générateur de Marx	23
2) Le générateur à technologie LTD	25
B - Les différents systèmes d'amplification de puissance sous vide	28
1) Les commutateurs à ouverture de plasma.....	28
2) Le schéma LL	29
3) La compression de flux	30
4) Points critiques des 3 systèmes d'amplification de puissance sous vide présentés .	31
.....	31
C - Charges associées.....	31
1) Z-pinch	32
2) Expériences de compression isentropique	36
II - Le générateur SPHINX du CEA Gramat	41
A - Rappel des objectifs	41
B - Description du générateur.....	42
1) Etage LTD	43
2) Système de pré-magnétisation	43
3) Pré-impulsion pour le préchauffage des fils	44
C - Configurations successives du générateur ECF2/SPHINX	44
III - Motivations de l'étude	46
IV - Conclusion du chapitre 1	47
Chapitre 2 : Un nouveau principe d'amplification de puissance : le DLCM	49
I - Du LCM au DLCM : évolution du concept de compression de flux	52
A - Le multiplicateur de courant : le LCM.....	52
1) Analyse électrique du LCM.....	52
2) Essais expérimentaux du LCM	55
B - Le multiplicateur de courant dynamique : le DLCM	57
C - Un fonctionnement alternatif du DLCM : l' « attaque directe ».....	59
II - Modélisation du DLCM associé au générateur SPHINX	61
A - Description du modèle circuit SABER	62
1) Le générateur SPHINX.....	62
2) Le DLCM	65
B - Comparaison des résultats avec un tir réel	71

C -	Etude paramétrique du DLCM.....	72
1)	Inductance de charge	73
2)	Taux de compression de l'EFD.....	73
3)	Longueur des fils de l'EFD.....	74
4)	Nombre de fils de l'EFD	75
III -	Conclusion du chapitre 2	76
Chapitre 3 : Un organe essentiel du DLCM : le commutateur à fermeture sous vide 77		
I -	Profil de tension de référence du commutateur à fermeture sous vide.....	80
A -	Présentation de la géométrie utilisée	80
B -	Instrumentation du DLCM	81
C -	Résultat des mesures	82
II -	Banc de test utilisé pour les essais.....	83
A -	Analyse du profil de tension à reproduire	83
B -	Dimensionnement du banc de test	84
C -	Présentation du banc de test.....	85
III -	Le commutateur surfacique sous vide.....	87
A -	Etat de l'art des interfaces isolantes sous vide.....	87
B -	Dimensionnement d'un commutateur à fermeture surfacique sous vide par simulations électrostatiques.....	91
C -	Caractérisation expérimentale du commutateur surfacique sous vide sur banc de test	94
D -	Problèmes liés aux UV	97
IV -	Le commutateur volumique sous vide.....	101
A -	Analyse du commutateur sous vide développé par le Kurchatov Institute de Moscou.....	101
B -	Dimensionnement	104
1)	Etude électrostatique du commutateur du Kurchatov Institute.....	104
2)	Propositions de commutateurs à fermeture volumique sous vide compatibles avec le DLCM.....	106
3)	Solution retenue	109
C -	Essais expérimentaux du commutateur à fermeture volumique sous vide sur banc de test	109
1)	Tenue en tension et fiabilité du commutateur à fermeture volumique sous vide	110
2)	Analyse du régime de fonctionnement en multicanaux du commutateur à fermeture volumique sous vide.....	116
3)	Influence du matériau constituant les électrodes du commutateur	118
V -	Conclusion du chapitre 3	120
Chapitre 4 : Validation expérimentale du fonctionnement du concept DLCM sur le générateur SPHINX du CEA Gramat..... 121		
I -	Moyens de mesure utilisés.....	124

A - Mesures de courant.....	124
B - Mesure optique.....	127
II - Evolution de la géométrie du DLCM sur SPHINX.....	130
III - Validation du fonctionnement du commutateur surfacique sous vide	136
A - Présentation de la géométrie utilisée	136
B - Analyse des résultats obtenus	137
IV - Validation du fonctionnement du commutateur volumique sur SPHINX	139
A - Dimensionnement d'expérimentations de compression isentropique	139
1) Choix de la géométrie de la charge ECI.....	139
2) Simulations hydrodynamiques.....	141
B - Présentation de la géométrie utilisée	142
C - Analyse des résultats obtenus	143
V - Essais du DLCM en régime microseconde (attaque directe)	145
A - Présentation de la géométrie utilisée	145
B - Analyse des résultats expérimentaux	146
1) Comportement électrique du DLCM.....	146
2) Diagnostics d'interférométrie	148
VI - Perspectives envisageables	152
A - Evolutions du code de type circuit électrique SABER	152
1) Validation	152
2) Optimisation.....	152
B - Optimisation des performances du DLCM.....	152
1) Schéma de fonctionnement.....	153
2) Optimisation de la géométrie.....	155
3) Optimisation de la charge ECI.....	158
4) Bilan des perspectives envisagées.....	158
VII - Conclusion du chapitre 4	159
<i>Conclusion</i>	<i>161</i>
<i>Références bibliographiques</i>	<i>167</i>
<i>Annexe : Récapitulatif des configurations de tirs DLCM sur SPHINX</i>	<i>179</i>

Définitions

- Anode :** Electrode au potentiel électrique le plus haut.
- Cathode :** Electrode au potentiel électrique le plus bas.
- Charge ECI :** Charge utile utilisée lors d'Expériences de Compression Isentropique.
- Convolute centrale :** Dispositif réunissant plusieurs lignes en une seule. Situé au centre du générateur SPHINX.
- Convolute posthole :** Dispositif permettant à des courants de se croiser sans contact électrique.
- DLCM :** De l'anglais « Dynamic Load Current Multiplier ». Dispositif inséré entre le générateur est la charge utile permettant de modifier le profil de courant délivré à cette dernière.
- ECI :** Expérience de Compression Isentropique : Expérience au cours de laquelle est générée une onde de pression adiabatique et réversible sur un échantillon.
- EFD :** Extrudeur de Flux Dynamique : Elément du DLCM servant à générer une inductance variable temporellement grâce à un réseau de fils qui implode.
- LCM :** De l'anglais « Load Current Multiplier ». Version de multiplicateur de courant antérieure au DLCM, sans EFD.
- LTD :** De l'anglais « Linear Transformer Driver ». Technologie de générateur inventée en 1997.
- POS :** De l'anglais « Plasma Opening Switch ». Commutateur à ouverture de plasma.
- SPHINX :** Acronyme de Source de PHotons INTenses X. Générateur situé au CEA Gramat.
- Z-Pinch :** Colonne de plasma sous striction magnétique parcourue par un courant axial (selon l'axe Z).

Introduction

Les générateurs de puissances pulsées modernes sont capables de générer des impulsions de courant de plusieurs millions d'ampères (MA) avec des fronts de montée inférieurs à la microseconde. Plusieurs projets à travers le monde ont, aujourd'hui, pour but d'améliorer encore et encore le gradient de courant des impulsions transmises à la charge. Une des applications majeure qui anime cette course à la puissance depuis des années est la fusion par confinement inertiel, potentielle énergie propre et quasi-illimitée. D'autres applications peuvent aussi nécessiter ce type d'infrastructures pour, par exemple, l'étude des matériaux ou la radiographie. Cependant, les performances des systèmes utilisés sont généralement limitées du fait de leur géométrie, et donc de leur inductance équivalente.

Depuis plusieurs décennies, de nombreux schémas d'amplificateurs de puissance ont été testés dans le but de contourner ces limitations. Leur rôle est de jouer à la fois sur l'amplitude du courant de charge et sur son temps de montée. Il s'agit, en fait, d'optimiser le couplage entre le générateur et la charge. Cette augmentation de puissance délivrée à la charge est possible sans avoir à faire de modifications mécaniques au niveau du générateur lui-même.

Le générateur SPHINX du CEA (Commissariat à l'Energie Atomique et aux énergies alternatives) situé à Gramat fait partie de ces générateurs forts courants susceptibles d'être optimisés. Ce générateur délivre actuellement des impulsions de 6MA en 800ns environ sur une charge de type Z-pinch. Dans le but d'augmenter ses performances, le CEA Gramat a entrepris depuis 2008 l'étude d'un nouveau concept d'amplification de puissance : le multiplicateur de courant dynamique, que l'on appellera DLCM dans le manuscrit (pour Dynamic Load Current Multiplier). L'objectif est de modifier le profil de courant généré par le générateur SPHINX pour espérer dépasser l'amplitude actuelle tout en réduisant le temps de montée à 300ns sur une charge à compression isentropique (ECI). En 2010, la société ITHPP située à Thégra dans le Lot a pris part à cette étude dans le cadre d'un accord de

partenariat avec le CEA Gramat ; ce dernier pilotant l'ensemble des études et expériences menées sur le dispositif DLCM.

Mon travail de thèse, financé par ITHPP dans le cadre d'une bourse CIFRE, est donc le fruit de cette collaboration, soutenue par l'équipe Génie Electrique du laboratoire SIAME de l'Université de Pau (laboratoire de rattachement) et le laboratoire de Physique des Plasmas de l'Ecole Polytechnique (via l'inventeur du concept DLCM : A Chuvatin). Ce manuscrit a pour vocation de rassembler l'ensemble des travaux entrepris ainsi que les principaux résultats obtenus dans le cadre de ce projet. C'est pourquoi, afin d'avoir une meilleure vue d'ensemble sur l'intégralité du projet, nous avons l'autorisation du CEA pour aborder certains des outils qu'ils ont développés. Toutefois, les analyses et les positions prises dans ce mémoire n'engagent que la responsabilité de son auteur.

Le premier chapitre positionne cette étude menée sur le générateur SPHINX dans le contexte de l'amplification de puissance. La composition d'un générateur fort courant est, tout d'abord, détaillée. Nous comparons, ainsi, deux technologies utilisées pour délivrer une telle impulsion de courant : le générateur de Marx et le générateur basé sur une technologie LTD (pour Linear Transformer Device). Dans les paragraphes suivants, nous faisons le point sur les principaux dispositifs existants permettant d'amplifier la puissance sous vide. Enfin, deux types de charges susceptibles d'être associées à ces générateurs sont décrites : la charge Z-pinch et la charge ECI.

Le second chapitre est consacré au fonctionnement théorique du DLCM. Après un bref exposé sur les études portant sur l'origine de ce concept (le multiplicateur de courant ou LCM pour Load Current Multiplier), le principe théorique, la circulation des courants ainsi que les différents éléments composant le DLCM sont présentés. Par ailleurs, un outil de simulation de type circuit électrique a été optimisé afin de reproduire le fonctionnement du générateur SPHINX accouplé au DLCM. Suite à cette phase d'optimisation, le code a, par la suite, été utilisé pour réaliser une étude paramétrique du DLCM. Cette dernière permet de mieux appréhender le fonctionnement interne du DLCM et ainsi de déceler des optimisations possibles dans le but d'augmenter les performances globales du système.

Le troisième chapitre se focalise sur l'organe principal du DLCM : le commutateur à fermeture sous vide. Après une présentation du profil de tension devant être appliqué aux bornes de ce commutateur, le banc de test utilisé pour reproduire ce profil de tension de référence est détaillé. Deux commutateurs basés sur des principes distincts sont étudiés. Le premier est basé sur le claquage en surface d'une interface isolante. Le second, quant à lui, utilise la fermeture en mode multicanaux d'un espace inter-électrodes sous vide. La démarche utilisée pour dimensionner à l'aide d'outils de simulation électrostatique, puis pour valider le fonctionnement sur banc de test de ces deux commutateurs est explicitée.

Enfin, le dernier chapitre retrace l'enchaînement des dix tirs DLCM effectués sur le générateur SPHINX tout au long de l'étude de ce concept (à noter que les quatre premiers sont antérieurs au début de ma thèse). Ce très faible nombre de tirs effectués durant cette phase de développement du dispositif est la conséquence du coût important de chaque tir et des moyens qui doivent être mis en œuvre (maintenance éventuelle du générateur après un tir, durée de réalisation des pièces mécaniques (6 à 8 semaines en général),...). Souhaitant bénéficier, à chaque fois, du retour d'expérience d'un essai avant de définir le suivant, le nombre limité de tir nous a obligés à restreindre l'étude à un objectif principal : la validation du concept du DLCM. Quelques-uns des tirs sont abordés plus en détail, en particulier ceux concernant la validation du fonctionnement des deux commutateurs à fermeture présentés au chapitre 3, ainsi que le fonctionnement du DLCM dans un régime particulier sans commutateur à fermeture.

Pour terminer, des perspectives intéressantes relatives à l'évolution des performances du DLCM sont présentées. Les différentes pistes d'optimisation du système laissent espérer une augmentation non négligeable des performances, avec un courant de charge susceptible de dépasser largement les performances initialement souhaitées.

Chapitre 1 :
Présentation de l'étude et contexte général

L'origine des hautes puissance pulsées (HPP) date de 1923 lorsque l'allemand Erwin Marx a inventé le premier générateur d'impulsions amplificateur de hautes tensions électriques transitoires : le générateur de Marx [1]. De conception originale, il reprend un principe très simple : stocker relativement lentement de l'énergie, le plus souvent en chargeant des condensateurs, puis la restituer le plus rapidement possible à une charge. Le but est alors de fournir une très forte puissance électrique à une charge sous forme impulsionnelle tout en utilisant une énergie associée raisonnable. Ce principe est illustré à la Figure 1.

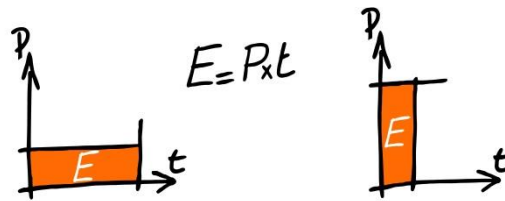


Figure 1 : Principe de compression temporelle de l'énergie

Après la seconde guerre mondiale, le développement des HPP a été principalement poussé par des exigences militaires. Cependant, l'utilisation des HPP ne prend véritablement son essor qu'à partir des années 60 suite aux développements réalisés par l'équipe de J.C. Martin de l'Atomic Weapons Research Establishment en Angleterre. Les applications se sont ensuite diversifiées. En particulier, des efforts ont été entrepris pour :

- Développer des systèmes militaires de nouvelle génération comme les lanceurs électromagnétiques, les radars impulsionnels large bande ou les brouilleurs électromagnétiques.
- Immuniser les armes contre les rayonnements. Des machines à faisceau électronique intense, à compression de plasmas et des simulateurs d'ondes électromagnétiques ont été développés dans ce but.
- Etudier la physique des armes nucléaires avec, par exemple, la détermination des propriétés des matériaux sous sollicitation dynamique extrême (chocs, rampes de pression), ou encore grâce à la création de fortes impulsions de rayonnement X intenses pour la radiographie éclair.

Depuis les années 90, les avancées technologiques, notamment liées à la baisse des prix des condensateurs de stockage haute tension et à l'évolution des performances des commutateurs, ont rendu économiquement compétitive l'utilisation des HPP à des fins

commerciales et industrielles. Il est difficilement possible de faire un inventaire exhaustif des applications civiles susceptibles d'utiliser la technologie des puissances pulsées tellement les utilisations peuvent être nombreuses et variées : médical (traitement de tumeurs cancéreuses, accélération de la cicatrisation,...), pharmaceutique (stérilisation par champ électrique pulsé ou faisceau d'électrons,...), dépollution (traitement de l'eau, recyclage de déchets, dépollution de fumées industrielles,...), industrie (magnétoformage, traitement de surface, fragmentation de roches, de bétons armés ou d'autres structures composées, ...) et bien d'autres domaines encore. Les applications liées à la recherche ne sont pas en reste, avec, par exemple, la production de plasma haute température dans le cadre des recherches sur la fusion thermonucléaire contrôlée ou l'étude de matériaux soumis à de fortes pressions.

Dans ces derniers domaines, l'utilisation de générateurs capables de délivrer des impulsions rapides (inférieures à la microseconde) de forts courants (plusieurs méga ampères) est bien souvent indispensable. La structure de tels générateurs forts courants peut se décomposer en 3 parties :

- Le générateur primaire présentant le stockage initial de l'énergie.
- Un (ou plusieurs) étage(s) de compression d'énergie en temps (amplification de puissance) et en espace (augmentation de la densité d'énergie).
- La charge utile de petit volume (taille caractéristique au moins 10^3 fois inférieure à la taille du stockage primaire), dans laquelle l'énergie est délivrée.

Chacune des briques est étudiée dans ce chapitre. Ainsi, la section suivante décrit le principe général de générateurs délivrant des impulsions de forts courants (générateur de Marx ou générateur à technologie LTD). Le gradient de courant de ces impulsions de courant est souvent insuffisant pour l'application envisagée. Des amplificateurs de courant sous vide (jouant le rôle d'étage d'amplification de puissance) doivent donc leur être couplés. Les parties suivantes de ce chapitre détaillent, ainsi, les technologies d'amplification existantes et présentent, enfin, les charges susceptibles d'être associées à ces systèmes.

C'est dans ce contexte général que s'inscrit mon travail de thèse. A partir des impulsions de très forts courants générées par le générateur SPHINX (également décrit dans ce chapitre), situé au CEA Gramat, un nouveau concept d'amplification de puissance est développé : le multiplicateur de courant dynamique (DLCM pour « Dynamic Load Current Multiplier »). Son objectif principal est d'augmenter la puissance du générateur en améliorant le gradient de courant (dI/dt) des impulsions délivrées à la charge.

I - Les générateurs forts courants

Les principales techniques utilisées pour la conception de chaque partie d'une telle machine sont présentées ci-après.

A - Les technologies de générateurs primaires utilisées

1) Le générateur de Marx

Le générateur de Marx est une source d'impulsion haute puissance à stockage d'énergie capacitif inventé par Erwin Marx en 1923 [1]. Bien que plutôt utilisé pour générer de fortes tensions, il est capable de générer des impulsions bi-exponentielles de faible durée pouvant atteindre plusieurs méga ampères. Le générateur de Marx offre un choix assez large en termes d'amplitude de tension, de courant, de temps de montée et de durée d'impulsion. L'énergie stockée, et donc le courant délivré à la charge, peuvent aisément être ajustés en associant en série ou en parallèle des condensateurs au niveau de chaque étage. Par ailleurs, il n'y a pas de limite critique concernant l'amplitude de tension ainsi que son temps de montée en dehors des problèmes d'isolement électrique et de la valeur de l'inductance équivalente du générateur qui en résulte. Si l'on ajoute à cela une bonne connaissance de la conception de tels générateurs, cela explique qu'il soit le plus connu et l'un des systèmes les plus utilisés pour produire des impulsions de courte durée et de forte puissance, quel que soit le domaine d'application.

Le principe de base est de charger en parallèle des étages de condensateurs à une tension V_0 et de les associer en série pour les décharger dans la charge utile. Le changement de configuration s'effectue par l'intermédiaire de commutateurs à fermeture (aussi appelés éclateurs dans le cas de commutateurs à gaz). Théoriquement, l'amplitude de l'impulsion de sortie est égale à $N \times V_0$ avec N le nombre d'étages. Le circuit élémentaire d'un générateur de Marx 4 étages est représenté Figure 2.

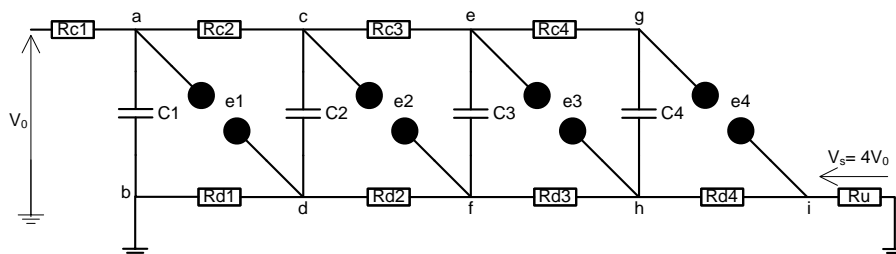


Figure 2 : Schéma électrique équivalent d'un générateur de Marx classique à 4 étages

Chaque étage est composé d'un condensateur C_i , d'une résistance de charge R_{ci} , d'une résistance de décharge R_{di} , et d'un commutateur E_i . Nous représentons, aussi, la charge utile placée en sortie de ce générateur par R_u .

Idéalement, le fonctionnement est le suivant : une alimentation continue charge à une tension V_0 , au travers des résistances de charge R_{ci} , les différents étages de condensateurs associés en parallèle. Les valeurs de ces résistances de charge sont déterminées en fonction de la puissance de la source d'alimentation de tension V_0 et paramètrent le plus souvent la fréquence de répétition du générateur. Une fois les étages chargés, les points a, c, e et g sont au potentiel V_0 tandis que les points b, d, f et h sont référencés à la masse par l'intermédiaire des résistances R_{di} . La Figure 3 représente le circuit équivalent du générateur de Marx lors de la phase de charge.

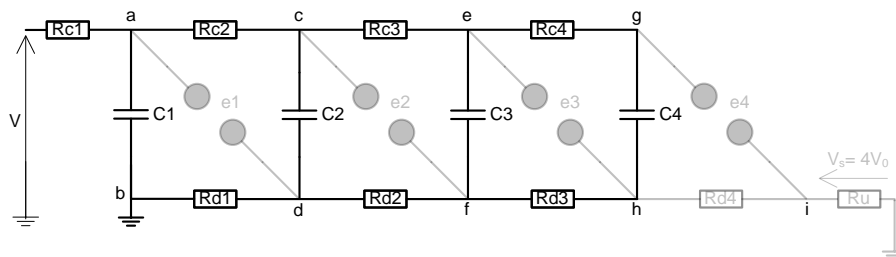


Figure 3 : Schéma électrique équivalent d'un générateur de Marx durant la phase de charge des condensateurs

Une fois le générateur chargé, le commutateur e_1 se ferme de manière déclenchée ou autonome. Le potentiel au point d est alors porté à V_0 . Par conséquent, celui du point c passe de V_0 à $2V_0$. A cet instant, le commutateur e_2 , dimensionné pour tenir une tension à peine supérieure à V_0 , est soumis à une tension supérieure à sa tension de claquage. Il se ferme à son tour. Ce processus de multiplication de tension se poursuit ainsi d'étage en étage jusqu'à la sortie. Le circuit majoritairement emprunté par le courant lors de la décharge d'un générateur de Marx dans une charge utile¹ est montré à la Figure 4. Les capacités parasites existantes entre chaque élément du système (commutateur, condensateur,...) jouent un rôle non négligeable sur le déclenchement des étages. En effet, elles génèrent de légères surtensions qui permettent d'accroître la différence de potentiel aux bornes de chaque commutateur et assurer, ainsi, une commutation rapide. De plus, lorsque tous les commutateurs sont en vue directe les uns des autres, le déclenchement du premier peut

¹ Cette simplification est envisageable dans le cas où l'impédance de la charge utile est très petite comparée à celle des résistances de décharge. Dans le cas contraire, la décharge se produit principalement via les résistances de décharge R_{di} .

favoriser celui des suivants par photo-ionisation du gaz, induite par le flux lumineux créé par l'arc électrique. En général, la commutation complète se fait en un temps compris entre quelques nanosecondes et quelques microsecondes.

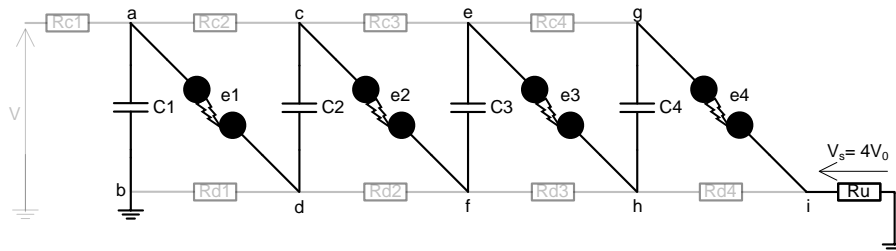


Figure 4 : Schéma électrique équivalent d'un générateur de Marx durant la phase de décharge des condensateurs

Le principal inconvénient des générateurs de Marx réside dans l'impossibilité d'augmenter, a posteriori, le nombre d'étages du générateur. En effet, lors de la phase de décharge, les tensions de chaque élément s'additionnent. L'armature côté masse du condensateur C4 se retrouve au potentiel haut de l'armature côté charge du condensateur C3, soit $3V_0$. L'isolement du générateur, prévu en fonction de la tension de sortie de ce dernier, ne permet donc pas n'importe quelle évolution du système.

Un générateur basé sur ce principe et développé au laboratoire SIAME a été utilisé au Chapitre 3.

2) Le générateur à technologie LTD

La technologie LTD (en anglais « Linear Transformer Driver ») est un concept inventé par le HCEI (High Current Electronics Institute situé à Tomsk en Russie) en 1997 dans le cadre d'une collaboration avec le Centre d'Etudes de Gramat [2]. Basée sur le schéma de transformateur linéaire utilisé dans les cellules à induction de machine LIA (« Linear Induction Accelerator ») [3] ou IVA (« Inductive Voltage Adder ») [4], la technologie LTD se différencie de ces dernières par son architecture. En effet, alors que dans les LIA ou IVA, le condensateur et le commutateur sont séparés de la cavité intégrant le noyau magnétique par un câble (Figure 5) ; dans le LTD, les condensateurs de stockage, les commutateurs et le noyau ferromagnétique sont intégrés dans la cavité (Figure 5), appelée étage LTD [2]. Ceci permet de minimiser l'inductance du circuit de décharge et par conséquent de raccourcir l'impulsion de sortie.

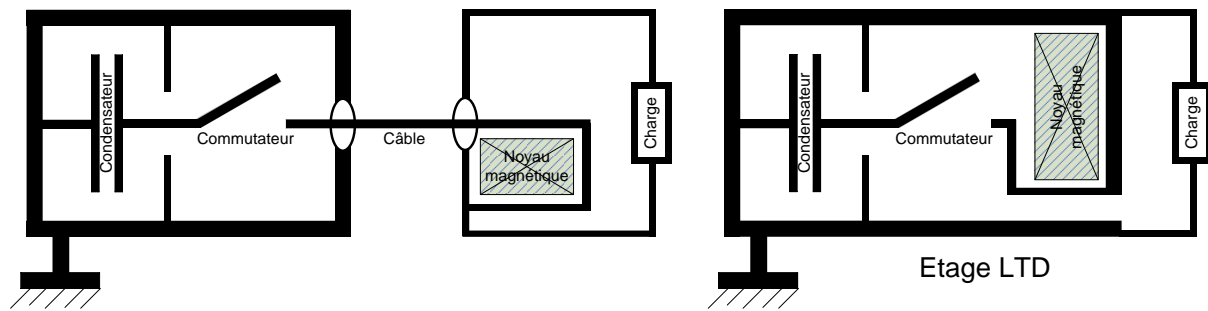


Figure 5 : Comparaison schématique d'une cellule à induction classique de type LIA ou IVA (à gauche) et d'un étage LTD (à droite) [5]

Ce nouvel agencement, compact (voir la Figure 6 pour un comparatif d'encombrement avec une machine IVA) et modulaire, permet d'envisager de nombreuses possibilités de conception. Chaque couple condensateur/commutateur est appelé brique LTD. Le nombre de briques LTD connectées en parallèle autour du noyau ferromagnétique d'un étage LTD varie en fonction de l'impédance de la charge à alimenter et de la longueur d'impulsion souhaitée, sans pénaliser son temps de montée. Par ailleurs, il est possible d'augmenter la tension de sortie du générateur en connectant en série les étages LTD. Enfin, il est intéressant de noter que toutes les pièces externes du générateur sont à la masse.

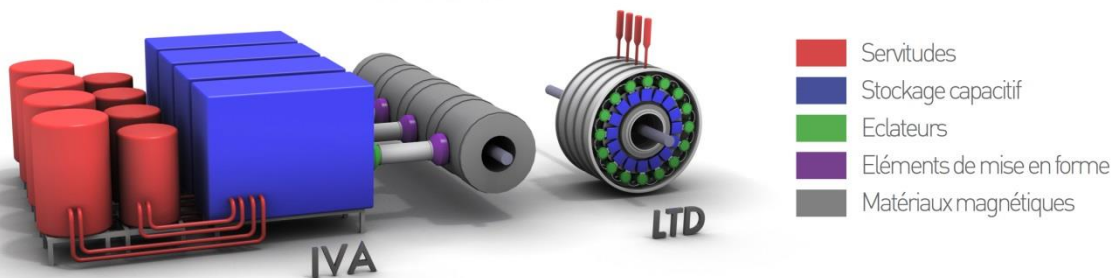


Figure 6 : Comparatif de l'encombrement d'une machine IVA et d'une LTD

La Figure 7 représente schématiquement un étage LTD pendant la phase de charge des condensateurs internes de stockage. Une seule brique est représentée pour chaque étage. Le commutateur multicanal, à l'état ouvert, découple l'électrode haute tension du condensateur du reste du circuit. Lorsqu'il se ferme, le courant a deux possibilités : soit s'écouler vers la charge (en rouge sur la Figure 8), soit reboucler à l'intérieur de l'étage LTD (en vert sur la Figure 8). Afin de minimiser les pertes de courant dans ce second parcours, un noyau magnétique est inséré pour augmenter dynamiquement son impédance. Le matériau est pré-magnétisé en inverse pour profiter de toute la largeur de son cycle d'hystérésis et éviter sa saturation [6], [7].

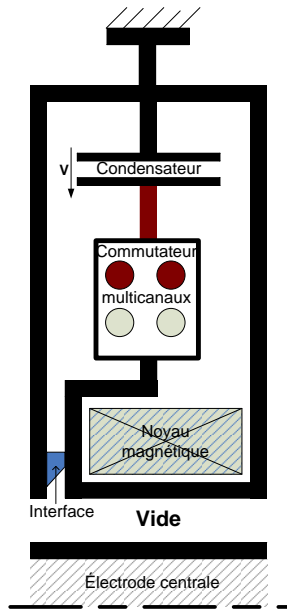


Figure 7 : Représentation schématique d'un étage LTD avant commutation

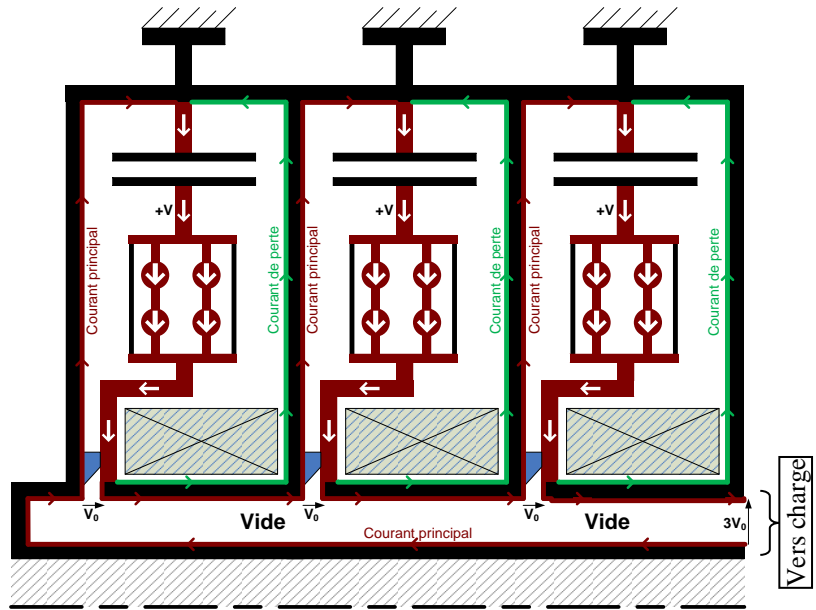


Figure 8 : Représentation schématique de 3 étages LTD après commutation

En supposant que les commutateurs de chaque brique se ferment simultanément, la décharge d'un étage LTD peut être représentée de façon simplifiée par un circuit RLC équivalent à la Figure 9.

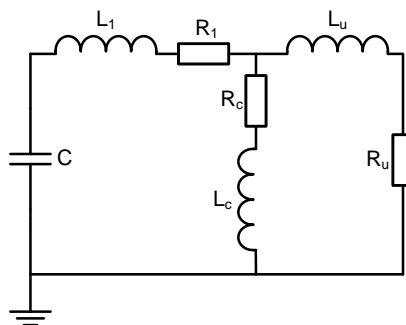


Figure 9 : Schéma électrique équivalent d'un étage LTD

La totalité des briques d'un étage est représentée par sa capacité équivalente C , sa résistance R_1 et son inductance L_1 . La charge utile est représentée par ses composantes inductives et résistives L_u et R_u . La boucle de courant de pertes (représentée en vert sur la Figure 8) est matérialisée par la résistance du noyau ferromagnétique R_c (représentative de la perte en courant induite) et l'inductance géométrique L_c de cette partie du circuit.

Depuis les débuts de cette technologie, les générateurs LTD ont évolué. Fonctionnant initialement dans l'huile et délivrant des impulsions microsecondes [2], il est à ce jour

possible d'utiliser des étages LTD à l'air ambiant et dans le régime 100ns. La société ITHPP a ainsi collaboré à de nombreuses réalisations utilisant cette technologie [6]–[11].

B - *Les différents systèmes d'amplification de puissance sous vide*

Une fois l'impulsion délivrée par le générateur primaire, il est souvent nécessaire d'ajouter un étage d'amplification de puissance afin de réduire son front de montée avant d'attaquer la charge utile. Le travail de thèse de D. Huet [12] a porté sur l'étude, la mise en œuvre et la comparaison de trois principaux systèmes d'amplification de puissance sous vide : les commutateurs à ouverture de plasma, le schéma LL et la compression de flux [13]. Ces trois systèmes sont donc succinctement rappelés.

1) Les commutateurs à ouverture de plasma

C.W. Mendel a utilisé le premier commutateur à ouverture de plasma, appelé aussi POS (pour « Plasma Opening Switch ») en 1976. Il servait à supprimer la pré-impulsion du générateur PROTO I qui alimentait une diode de freinage [14]. Cet élément a, ensuite, fait l'objet d'études approfondies car il a longtemps été le seul commutateur à ouverture capable de commuter des courants de l'ordre du méga ampère en quelques centaines de nanosecondes. Il s'agissait donc d'un élément principal de tout générateur à stockage inductif. Ce type de générateur utilisant un POS peut simplement être représenté par le schéma électrique suivant :

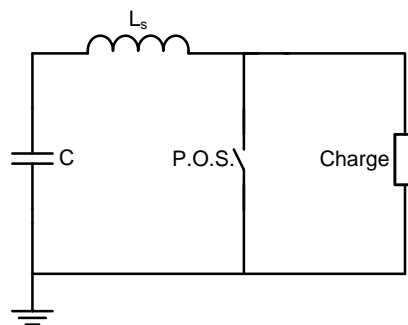


Figure 10 : Principe de fonctionnement d'un générateur à stockage inductif utilisant un POS

Le condensateur C représente la capacité équivalente du générateur primaire et l'inductance L_s correspond à l'inductance de stockage. Le POS peut être assimilé à un interrupteur. Initialement fermé jusqu'au maximum de courant (correspondant au quart de période du générateur), il s'ouvre alors brutalement, ce qui a pour conséquence de transférer aussitôt toute l'énergie vers la charge.

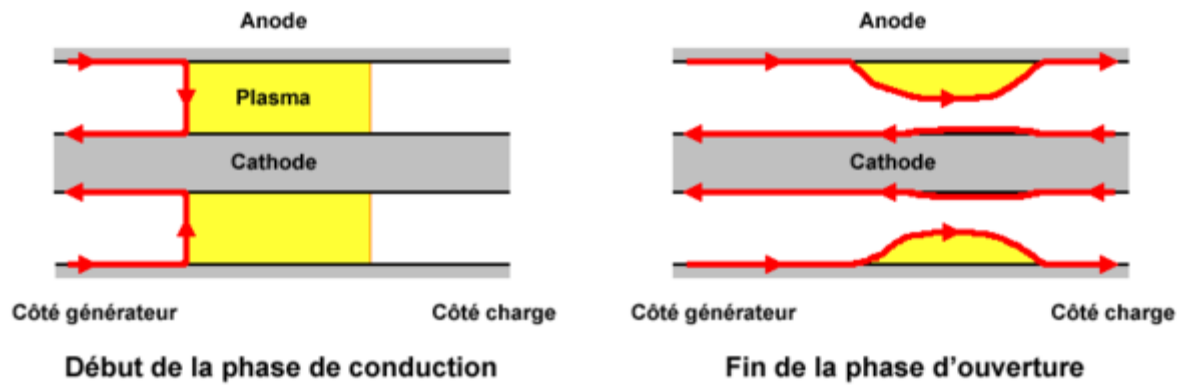


Figure 11 : Schématisation des phases de conduction et d'ouverture d'un commutateur à ouverture de plasma

La Figure 11 schématise les deux phases de fonctionnement du POS. L'état fermé, appelé phase de conduction est réalisé en injectant un plasma dans une ligne coaxiale. La quantité de plasma est définie en fonction de la durée de phase de conduction souhaitée. Le champ magnétique associé au passage du courant soumet le plasma à une pression qui entraîne son déplacement. Lorsque le champ magnétique a atteint l'autre côté du plasma, la phase d'ouverture commence. La résistance du POS augmente rapidement et le courant se dirige alors vers la charge, l'isolement magnétique permet de maintenir le POS ouvert.

2) Le schéma LL

En 1999, un système d'amplification de puissance basé sur le stockage inductif d'énergie a été imaginé par A. Chuvatin : le schéma LL [15]. L'idée repose sur l'utilisation de la tension générée par le déplacement d'un plasma dans un volume connecté en parallèle de la charge. Cette dernière est initialement découplée du système grâce à un commutateur à fermeture. Un volume additionnel appelé IPM (d'inductance initiale L_0 et finale L_0+L_p) est donc inséré entre le générateur (Figure 12, repère 1) et la charge (Figure 12, repère 2) par l'intermédiaire d'une convolute posthole (Figure 12, repère 3). Le courant délivré par le générateur met en mouvement le réseau de fils de faible masse (Figure 12, repère 4) qui est accéléré par la force de Laplace selon l'axe z . L'expansion rapide du plasma génère une tension de type $I \times dL_p/dt$. Au maximum de tension, le commutateur à fermeture (Figure 12, repère 5) se ferme et connecte la charge au circuit. L'énergie magnétique emmagasinée dans l'IPM est alors transférée à la charge.

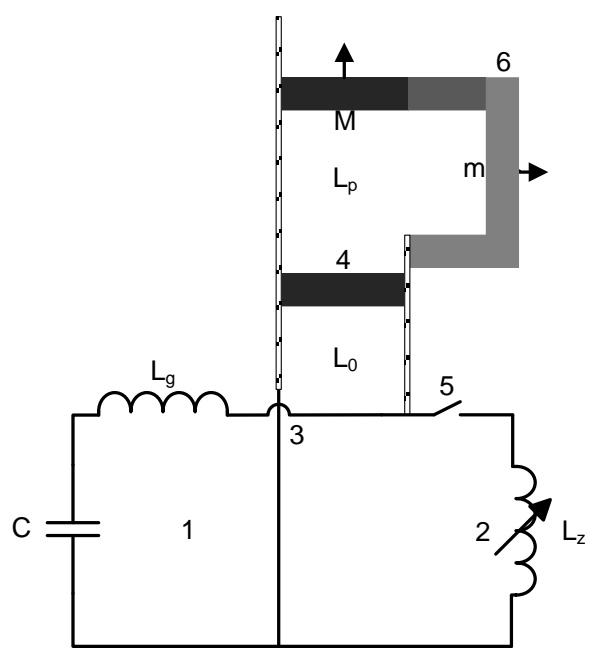


Figure 12 : Schéma de principe du schéma LL [15]

3) La compression de flux

Le principe de la compression de flux date des années 1950, à l'époque des travaux menés en Russie sur les générateurs magnéto-explosifs [16] permettant de générer de forts champs magnétiques et donc de forts courants. D'après les propriétés liées à la conservation de flux, le champ magnétique Φ et le courant I sont liés par la relation :

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = L \cdot I \quad (1)$$

Avec L : l'inductance géométrique correspondant à la surface S (en H),

B : le champ magnétique (en A/m).

Par conséquent, toute variation de surface (liée à la mise en mouvement d'une électrode par la détonation d'explosif), assimilable à une variation d'inductance, implique une variation de courant. Cette technologie a été adaptée aux hautes puissances pulsées. La limite de ces générateurs étant liée à la vitesse de détonation de l'explosif, celui-ci est alors remplacé par un plasma comprimé sous l'effet des forces de Lorentz qui lui sont appliquées.

Ce principe, est schématisé en Figure 13. Deux impulsions de courant sont nécessaires. L'injection primaire d'un courant I_1 dans un réseau de fils génère un liner de plasma, similaire à celui d'un Z-pinch (présenté au paragraphe suivant). Sous l'effet du courant qui le traverse, le liner entre en mouvement. A ce moment-là, une seconde impulsion de courant I_2

est injectée. Lorsque le liner vient impacter le barreau central, l'inductance de charge diminue très rapidement, générant un pic de courant dans la charge, notée « pinch » dans la Figure 13.

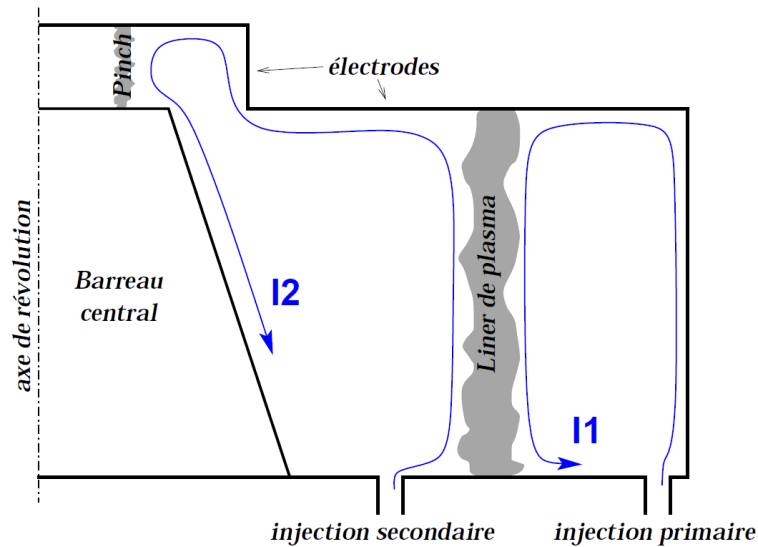


Figure 13 : Principe général de la compression de flux [13]

4) Points critiques des 3 systèmes d'amplification de puissance sous vide présentés

Les différentes études menées sur les commutateurs à ouverture de plasma, le schéma LL ou la compression de flux ont mis en évidence des difficultés techniques empêchant d'utiliser ces systèmes d'amplification de puissance sous vide de manière optimale. En effet, il a été démontré que l'utilisation de POS dans la gamme plusieurs dizaines de MA n'est pas envisageable. Quant au schéma LL, aucune étude n'a été réalisée sur le commutateur à fermeture nécessaire à son bon fonctionnement. Enfin, la compression de flux est seulement compatible avec des charges supportant un courant précurseur d'amplitude non négligeable.

C - Charges associées

Il est maintenant intéressant de se pencher sur les différents types de charges susceptibles d'être connectées aux générateurs forts courants associés à un étage amplificateur de puissance. Tout d'abord, nous aborderons les charges de type Z-pinch, utilisées comme source de forte impulsion de rayonnement X. Ensuite, nous exposerons l'intérêt des expériences de compression isentropique [17].

1) Z-pinch

a) Contexte

Depuis de nombreuses années, les scientifiques tentent de reproduire la fusion thermonucléaire, de manière contrôlée et à échelle réduite, en laboratoire. L'énergie nucléaire basée sur la fusion est prometteuse car potentiellement propre et de ressource quasi-illimitée. Une approche est la fusion par confinement inertiel (ICF pour « Inertial Confinement Fusion ») dans laquelle le chauffage et la compression du plasma suivie par la fusion des noyaux légers de deutérium et de tritium se produisent en quelques nanosecondes. Dans le concept ICF, la compression est assurée soit par une pression extérieure (notamment par un champ magnétique pulsé), soit par l'effet de fusée où la surface d'une capsule sphérique enfermant les deux composés est chauffée par un rayonnement pulsé intense provenant d'une lumière laser, de rayons X ou par faisceaux de particules énergétiques. Afin d'atteindre des niveaux de compression de la capsule suffisants pour déclencher le phénomène de fusion par compression directe, notamment par l'irradiation de la cible, le dépôt d'énergie sur sa surface doit être incroyablement uniforme, ce qui rend cette technique difficile à réaliser. C'est pour résoudre cette problématique qu'est apparue l'idée alternative d'utiliser le rayonnement secondaire des parois d'une cavité contenant la capsule thermonucléaire [18]. Les parois d'une telle capsule (dite *hohlraum*) peuvent être chauffées par les mêmes sources d'énergie impulsionnelle que dans l'attaque directe. Le bon choix de la configuration d'un hohlraum fait en sorte que cette technique d'ICF indirecte permet une implosion de la capsule plus homogène que lors de l'attaque directe. Deux sources de chauffage des hohlraums sont en phase d'étude expérimentale aujourd'hui : le chauffage par faisceau laser et celui par rayonnement X issus de Z-pinch.

Jusqu'à la fin des années 90, la quantité de rayons X générée par l'implosion d'une charge Z-pinch était encore trop faible pour imaginer être utilisée pour l'ICF. La coquille de plasma devait être légère pour pouvoir imploser à une vitesse suffisamment grande et ainsi emmagasiner une énergie cinétique suffisante pour produire, une fois arrivée sur son axe, un rayonnement X. Le manque d'uniformité de la coquille de plasma aboutissait à une impulsion de rayons X de durée relativement longue et de faible puissance. La situation a évolué lors de l'utilisation de réseaux de fils à la place d'une coquille pleine dans les charges de type Z-pinch. Dans cette configuration, le plasma est formé à partir d'un réseau de fils métalliques fins (quelques μm de diamètre) orientés le long de l'axe z (d'où son nom : Z-pinch) et distribués de manière cylindrique autour de cet axe [19]. Le courant chauffe rapidement les

fils dans l'état de plasma et les fait imploser. Ces plasmas de fils en expansion s'unissent et fusionnent pour former l'équivalent d'une coquille de plasma cylindrique. Des expériences de ce type de striction magnétique ont été réalisées dans plusieurs laboratoires (Imperial College en Angleterre [19], Sandia National Laboratories aux Etats Unis [20], [21], Kurchatov Institute en Russie [22], CEA Gramat en France [23]). Le principal objectif de toutes ces expérimentations est d'optimiser la puissance d'émission de rayons X. A l'heure actuelle, le record de rayonnement X est détenu sur la machine Z des laboratoires de la Sandia en utilisant une charge Z-pinch double coquille composée de 480 fils de tungstène. Cette expérimentation a permis d'obtenir une puissance totale de 290TW et 2MJ de rayons X [24]. Récemment, une étude comparative de différentes technologies HPP décrit la faisabilité d'un générateur de gamme petawatt susceptible de délivrer une impulsion de courant dans une charge Z-pinch suffisante pour entraîner l'ICF [25].

b) Physique de l'implosion d'un réseau de fils

Les expériences basées sur l'utilisation de réseaux de fils Z-pinch peuvent généralement être décomposées en 4 phases identifiables comme suit : l'initiation, l'ablation, l'implosion et la stagnation.

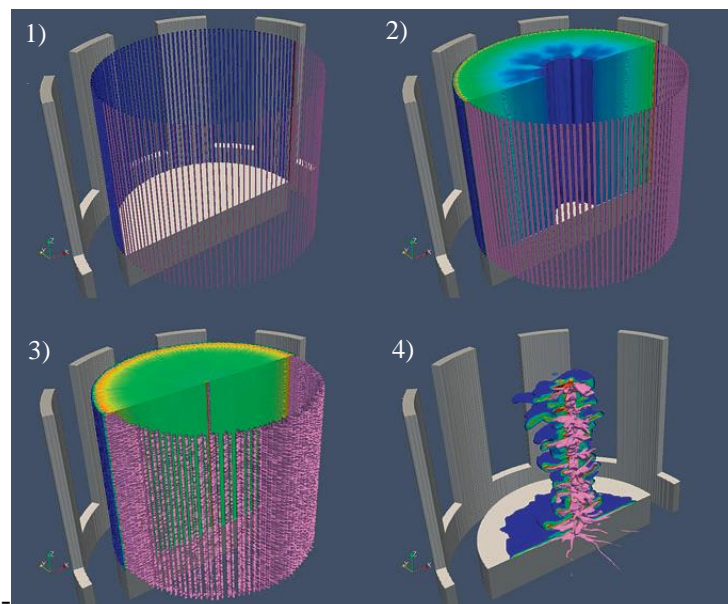


Figure 14 : Simulation magnéto-hydrodynamique (MHD) 3D de l'implosion d'une charge Z-pinch sur le générateur SPHINX [26]

La Figure 14 présente une simulation MHD 3D de l'implosion d'une charge Z-pinch sur le générateur SPHINX [26]. Les différentes étapes de l'implosion sont présentées :

- 1) la situation initiale,
- 2) l'effet de la phase d'ablation (190ns) avec la réorganisation du profil de densité,
- 3) le départ de l'implosion (410ns),
- 4) la phase de stagnation avec la formation de la colonne rayonnante soumise aux instabilités MHD (690ns).

Durant les premières nanosecondes, le flux de courant traversant chacun des fils augmente leur température et leur résistance. Ils se mettent alors à fondre, puis à se vaporiser partiellement et s'ioniser, entraînant la formation d'une couronne de plasma autour de chaque fil. En raison de l'augmentation du volume et de l'ionisation (donc de la conductivité) de la couronne de plasma, la tension aux bornes des fils chute brusquement et le courant est transféré vers la couronne de plasma tout en continuant de croître. La phase d'ablation est alors initiée.

Pendant cette phase d'ablation, qui peut durer jusqu'à 80% de l'expérience, la majorité du courant circule dans la couronne de plasma. Le plasma est ablaté du noyau des fils, demeurant stationnaire, par rayonnement et par conduction de chaleur, puis est entraîné par les forces de Lorentz en direction de l'axe central. Ce plasma est appelé plasma précurseur. Le taux d'ablation est proportionnel à la force de Lorentz divisée par la vitesse d'ablation. Cette dernière, à peu près constante tout au long de l'expérience, est liée à la distance entre deux fils du réseau.

Lorsqu'environ 50% de la masse de départ des fils ont été ablatés, ces derniers se brisent, ce qui déclenche la phase d'implosion. La force magnétique accélère une grande partie de la masse du réseau de fils vers l'axe, à des vitesses pouvant aller jusqu'à 300km/s.

L'implosion du plasma sur son axe de révolution convertit l'énergie cinétique en énergie thermique, permettant d'obtenir un plasma de très haute température (environ 1keV, correspondant à environ 11600K) et haute densité. La matière n'a alors plus d'autres voies, pour se débarrasser de cette grande quantité d'énergie, que de la rayonner. La production de rayons X avec ce type de plasma est alors très importante. La largeur d'impulsion de ce rayonnement est liée à l'épaisseur de la coquille de plasma. Celle-ci varie en fonction des instabilités survenant lors de l'implosion.

c) Les instabilités Rayleigh-Taylor

En théorie, la puissance maximale de rayonnement X est obtenue si le réseau de fils se comporte comme une coquille cylindrique fine et uniforme, de sorte que tout le plasma atteint

l'axe au même moment. Dans la pratique, l'uniformité et la stabilité de l'implosion ne sont pas parfaites et la puissance rayonnée est limitée par l'épaisseur du plasma lorsqu'il se trouve à proximité de l'axe. Pendant cette phase d'implosion, la surface extérieure du plasma cylindrique est accélérée par le champ magnétique. Dans le système de coordonnées du plasma, on a donc l'interface entre deux « liquides » : un plus « dense » (plasma) vers un plus « léger » (vide), le tout dans le champ d'accélération orienté vers le liquide léger. Ceci est le cas classique d'instabilité Rayleigh-Taylor où les perturbations initiales de l'interface croissent dans le temps. En effet, l'utilisation de codes MHD confirme que le champ magnétique génère des bulles dans le plasma, augmentant alors l'épaisseur de la coquille de plasma. Le temps de montée de l'impulsion de rayonnement X est lui aussi ralenti car il correspond à la durée entre la première bulle et le dernier pic de la coquille atteignant l'axe. L'amplitude des perturbations initiales de la densité de la coquille peut être sensiblement plus faible lorsque le nombre de fils augmente. Cela s'explique par le fait que la perturbation globale est une moyenne des instabilités MHD de chacun des fils.

d) Z-Pinch double coquille

Un des concepts utilisés afin de réduire les instabilités Rayleigh-Taylor est d'imbriquer deux réseaux de fils de diamètres différents, l'un dans l'autre au sein d'une même charge Z-pinch. Trois explications pourraient définir l'utilité des Z-pinch à double coquille [27]. La première idée part du principe que lorsque la première coquille vient impacter la seconde, plus petite, les fluctuations Rayleigh-Taylor s'atténuent. Le plasma combiné implose ensuite trop rapidement pour que des instabilités excessives prennent naissance. La deuxième explication est que le plasma issu du réseau de fils externe (en mouvement) passe dans les espaces laissés entre les fils du réseau interne, toujours immobiles. A ce moment-là, le courant permute vers le réseau de fils interne et le plasma résultant implose rapidement sur le matériau issu du réseau de fils externe qui a déjà atteint l'axe. Là encore, les instabilités Rayleigh-Taylor sont plus petites que celles produites par un réseau simple. Dans le troisième cas de figure, le courant circulant dans le réseau de fils interne génère un champ magnétique entre les deux réseaux. Lorsque le réseau extérieur implose, il comprime ce champ magnétique, ce qui entraîne à son tour l'implosion du réseau interne. Ce « tampon » magnétique empêche ces deux plasmas d'entrer en collision et leur permet d'atteindre l'axe simultanément. Il n'est actuellement pas possible de dire lequel de ces 3 comportements est prédominant. Néanmoins, les expériences montrent que l'utilisation de Z-pinch double coquille permet d'augmenter la puissance de rayonnement X d'environ 40% [27].

e) La pré-impulsion

De manière générale, les essais Z-pinch sont effectués sur des générateurs fonctionnant avec un front de montée de l'ordre de la centaine de nanosecondes. Or, il est envisageable d'utiliser des impulsions microsecondes. La contrepartie réside dans le travail nécessaire de stabilisation de l'implosion des charges Z-pinch soumises à ce front de montée relativement long pour ce type d'expérimentations. Une technique, consistant à injecter avant l'arrivée du courant principal une faible impulsion de quelques kA avec un temps de montée de quelques μs , a été développée par le CEA Gramat [23] pour obtenir un claquage le long des fils avant fusion (claquage lié aux impuretés). Ceci modifie les conditions de contact fils-électrodes et la topologie du champ électrique au niveau du réseau de fils. Les expériences réalisées avec ce pré-conditionnement conduisent ainsi à des implosions axialement homogènes et à l'augmentation des niveaux de puissances rayonnées d'un facteur 6. Les performances atteintes sont respectivement 500kJ, 16TW, 15ns pour une source Z-pinch tungstène (rayonnement inférieur au keV) et 28kJ, 0,6TW, 25ns pour une source Z-pinch aluminium (rayonnement supérieur au keV) [26].

2) Expériences de compression isentropique

a) Contexte

Les équations d'état (EOS pour Equation Of State) de matériaux sont utilisées dans de nombreuses applications comme la physique des hautes densités d'énergie, la fusion par confinement inertiel, l'astrophysique ou même la géophysique [28]. Les EOS permettent, en utilisant les relations générales de la thermodynamique, de déterminer la densité ou le volume d'un matériau en fonction de la pression qui lui est exercée ou de son énergie.

Afin de connaître le comportement d'un matériau donné et de déterminer son EOS, différentes expériences de compression sont possibles :

- La compression par choc :

Dans ce cas, l'échantillon est soumis à une pression suffisamment brève pour qu'une onde de choc (supersonique de compression plane) se produise dans le matériau. Un point de fonctionnement, correspondant à une pression et un volume donnés, est extrait de chaque essai. Ces données sont regroupées le long d'une courbe dite d'Hugoniot (Figure 15). Une succession de tirs est nécessaire pour déterminer le comportement du matériau testé. Dans ce type d'expérimentation, l'augmentation brusque de pression

génère une élévation de la température. La caractérisation de l'état solide du matériau devient donc difficile à haute pression.

- La compression statique :

Cette fois-ci, le matériau est comprimé de manière continue. Il n'y a donc pas d'élévation de la température. La caractéristique pression-volume suit alors une courbe dite isotherme (Figure 15). Les moyens permettant de générer les pressions statiques les plus élevées actuellement sont les cellules à enclume et sont limitées à 250-300GPa.

- La compression isentropique :

L'échantillon reçoit une pression dynamique suffisamment lente pour ne pas générer d'onde de choc dans le matériau mais assez rapide pour éviter que l'onde de pression ait le temps de faire un aller-retour dans l'épaisseur du matériau. Chaque résultat d'expérimentation permet de tracer en une seule fois le comportement du matériau selon la courbe isentropique (Figure 15). En effet, dans cette configuration, les effets irréversibles liés à la plasticité et la viscoplasticité sont minimisés [29].

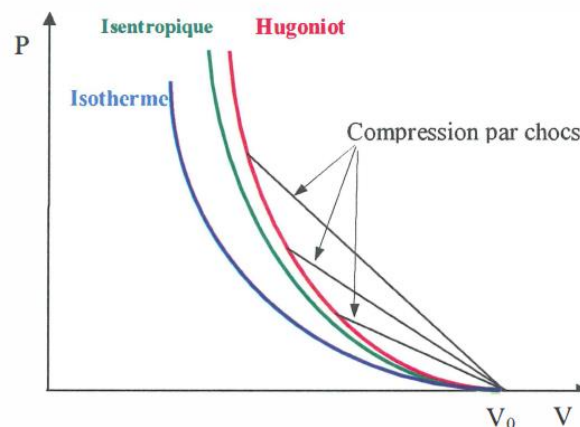


Figure 15 : Schéma de l'isotherme, de l'Hugoniot et de l'isentropique d'un matériau comprimé à haute pression [17]

Des lanceurs à gaz [30]-[31] servaient aux premiers essais de rampe de compression isentropique. Par la suite, des explosifs à haute énergie ont été utilisés [32]-[33]. Ces deux approches sont maintenant peu étudiées du fait, respectivement, de la présence d'une onde de choc lors de l'impact du projectile et du faible niveau de pression susceptible d'être atteint.

Actuellement, deux procédés permettent de produire des rampes de compression isentropique :

- Le dépôt d'énergie par lasers intense (LICE pour Laser-driven Isentropic Compression Experiments).
- La pression magnétique issue de générateurs de puissances pulsées (MICE pour Magnetically-driven Isentropic Compression Experiments).

b) Rampe de compression quasi-isentropique par laser (LICE)

Les lasers intenses sont utilisés depuis des dizaines d'années pour générer des ondes de choc. Ce n'est que depuis peu qu'ils servent à générer des rampes de compression isentropique. Des sources laser de très forte puissance telles que le National Ignition Facility au Lawrence Livermore Laboratory ou la Ligne d'Intégration Laser au CEA CESTA permettent d'atteindre des niveaux de pression de plusieurs centaines de GPa. Pour cela, et afin d'éviter toute onde de choc à l'intérieur du matériau testé, la variation temporelle de l'impulsion est limitée. Deux configurations sont utilisées pour adapter la rampe de compression à la cible :

- La configuration « réservoir » / cible :

Le faisceau laser impacte la surface d'un matériau appelé réservoir, ce qui génère un plasma. L'expansion du plasma permet ensuite d'exercer une pression sur la surface du réservoir. Le but est ici de convertir l'onde de choc en rampe de compression isentropique avant d'atteindre la charge d'expérimentation de compression isentropique. Par la suite, ce type de charge sera noté charge ECI. Cette dernière est séparée du réservoir par un espace de vide servant à détendre l'impulsion de pression lorsqu'elle se propage, dans cette zone, sous forme de gaz faiblement ionisé en direction de la charge ECI. La Figure 16 schématise ce processus.

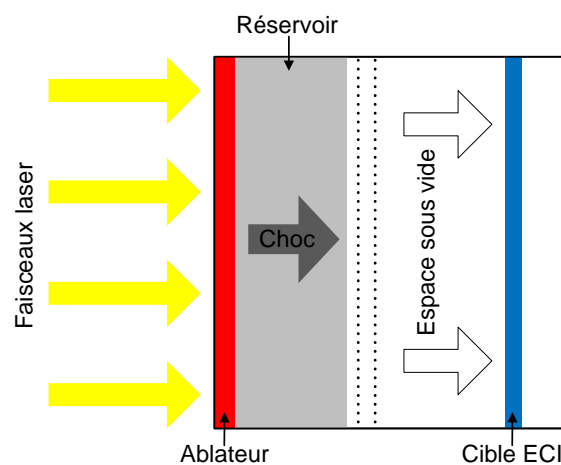


Figure 16 : Schéma de principe des expérimentations de compression isentropique par ablation laser en configuration "réservoir" / cible

- La configuration Hohlräum :

Cette configuration est similaire à celle utilisée pour la fusion par confinement inertiel indirect (Figure 17). Le laser impacte les parois internes d'une cavité cylindrique recouverte d'un matériau de numéro atomique élevé tel que l'or. Un rayonnement X thermique est alors généré autour de la cible ECI qui se trouve ainsi comprimée par une rampe de compression isentropique uniformément répartie [34].

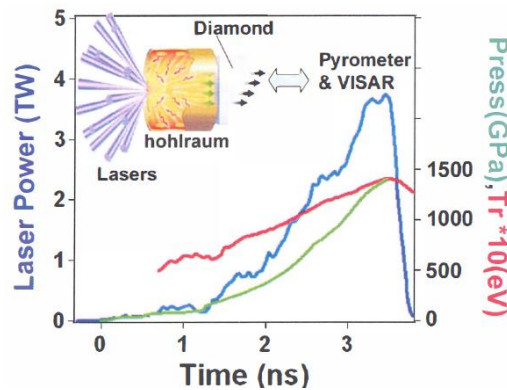


Figure 17 : Schéma de principe des expériences de compressions isentropiques laser en configuration Hohlräum [34]

c) Rampe de compression quasi-isentropique par pression magnétique pulsée (MICE)

Le développement de la technologie HPP a ouvert au cours de la dernière décennie de nouvelles voies prometteuses pour la réalisation d'expérimentations de compression isentropique en utilisant des champs magnétiques pulsés intenses. La possibilité de mise en forme d'impulsions de courant élevé a considérablement levé les limitations antérieures sur l'épaisseur de l'échantillon et sur sa géométrie.

Deux types de géométries de charge ECI sont généralement utilisés : la géométrie plane et la géométrie cylindrique. Les avantages et inconvénients de ces deux configurations sont détaillés au paragraphe IV du Chapitre 4.

La Figure 18 présente le principe de fonctionnement d'une charge ECI plane. Le courant électrique génère un champ magnétique. Les forces de Lorentz mettent en mouvement les électrodes de la charge ECI. La géométrie de ces dernières est étudiée afin d'avoir moins de 1% d'inhomogénéité au niveau de la zone de chargement magnétique [35]-[36].

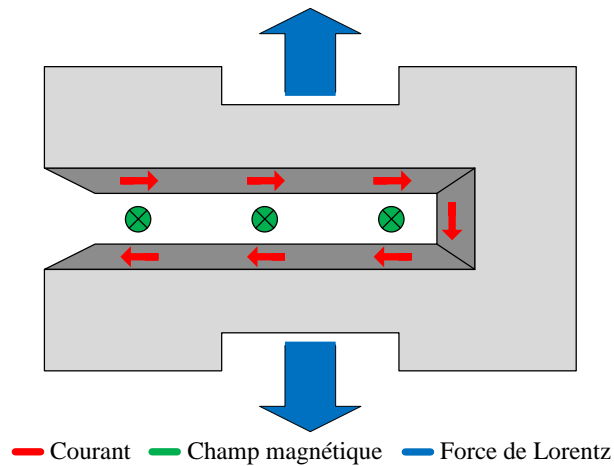


Figure 18 : Schéma de principe d'une charge ECI plane soumise à une rampe de compression isentropique

De nombreuses expérimentations ont été menées sur des charges ECI planes, principalement sur le générateur Z de la Sandia National Laboratories (SNL) [36]-[38], sur le générateur GEPI au CEA Gramat [39] et sur le générateur VELOCE [40], également utilisé au SNL. Ces expériences ont permis d'étudier les propriétés de divers matériaux à des pressions pouvant aller jusqu'à plusieurs centaines de GPa (240GPa avec une charge en aluminium 6061 [41]).

La géométrie cylindrique a été peu utilisée du fait des difficultés d'instrumentation [42]. Cette configuration, associée à un dispositif de mise en forme de l'impulsion de courant tel que le DLCM, semble cependant intéressante.

II - Le générateur SPHINX du CEA Gramat

SPHINX (acronyme de Source de PHotons Intenses X) est le nom actuel du générateur développé et utilisé par le CEA Gramat pour la production de rayonnement X impulsif intense, avec des spectres d'énergie photonique inférieure à quelques keV. Il est basé sur la technologie LTD microseconde.

A - *Rappel des objectifs*

En mai 1994, la Délégation Générale de l'Armement (DGA) a décidé que la France devait disposer des compétences et des outils pour développer un générateur pulsé de rayonnement X de forte puissance [43].

Le Centre d'Etudes de Gramat a été désigné pour cette mission et un an plus tard, le projet SYRINX (Système de Rayonnement INTense d'X) est né. Son objectif était de concevoir et de réaliser une machine à faible coût et faible encombrement¹, utilisant une technologie innovante et permettant de développer, au sein de la DGA, des compétences dans le domaine des HPP. Ce projet s'est décomposé en deux parties. Tout d'abord, trois prototypes basés sur des technologies différentes ont été évalués : deux basés sur la technologie LTD et le troisième utilisant un générateur à stockage inductif [44]. Une revue de projet, en 1999, a permis d'exposer les résultats obtenus. La technologie LTD a été retenue. S'en est suivie la réalisation d'un générateur complet.

De 1999 à 2001, le champ d'investigation du groupe HPP du Centre d'Etudes de Gramat a été élargi à l'évaluation du potentiel de ces technologies pour différentes applications. Des études parallèles ont ainsi été menées sur les applications relatives au durcissement aux effets de rayonnements intenses, à la physique des hautes températures radiatives, au comportement de matériaux sous rampes de pression intense, à l'astrophysique et à la radiographie X².

A partir de 2001, les études relatives à ces différentes applications se sont poursuivies avec une priorité donnée à l'application durcissement. Le projet a été renommé SPHINX,

¹ Par exemple, dans la gamme des générateurs 8MA, le générateur SATURN de la Sandia a besoin de 4000m³ alors que SPHINX se contente de 500m³.

² Radiographie à forte énergie et à haut facteur de mérite, caractérisé par un rayonnement X de plusieurs MeV, de durée inférieure à 50ns et un diamètre de source de l'ordre de 1 à 3 mm.

avec pour objectif de disposer en 2006 d'un moyen d'irradiation fiable et reproductible pour l'étude du durcissement au flash X des matériaux.

Nota : En 2011, le Centre d'Etudes de Gramat a été transféré de la DGA vers le CEA/DAM (Direction des Applications Militaires).

B - Description du générateur

Dans sa version actuelle présentée à la Figure 19, le générateur SPHINX est composé de 16 lignes. Les 2,3MJ d'énergie stockée dans le générateur lorsqu'il est chargé à 60kV lui permettent de générer une impulsion de 8MA en 1 μ s sur une charge statique (inductance fixe), ou 6MA en 800ns sur une charge dynamique de type Z-pinch.



Figure 19 : Photographie du générateur SPHINX du CEA Gramat

Contrairement à la plupart des générateurs actuels, le générateur ne nécessite pas d'isolation à base de fluides diélectriques (huile, eau ou gaz sous pression). Grâce à la technologie LTD, l'enveloppe des étages et la carcasse de la machine restent à la masse ; l'addition de tension est confinée au niveau du conducteur central. Seul de l'air sec à pression atmosphérique est utilisé pour le fonctionnement des éclateurs. Chacune des 16 lignes est composée de la mise en série de 10 étages LTD, fonctionnant à l'air libre. Elles sont connectées entre elles par l'intermédiaire d'une convolute, maintenue en place par un support appelé « pied inductif ». Toujours en partie centrale se trouve l'emplacement permettant de connecter la charge utile à tester.

Un vide secondaire ($\sim 10^{-5}$ mbar) est requis pour maintenir l'isolement magnétique au niveau du conducteur coaxial central de chaque ligne et de la partie terminale du générateur.

1) Etage LTD

Chaque étage LTD est constitué de 2 condensateurs de $4\mu\text{F}$, deux éclateurs multicanaux [45], un noyau magnétique, et une convolute reliant les 2 éclateurs au conducteur coaxial central (Figure 20).

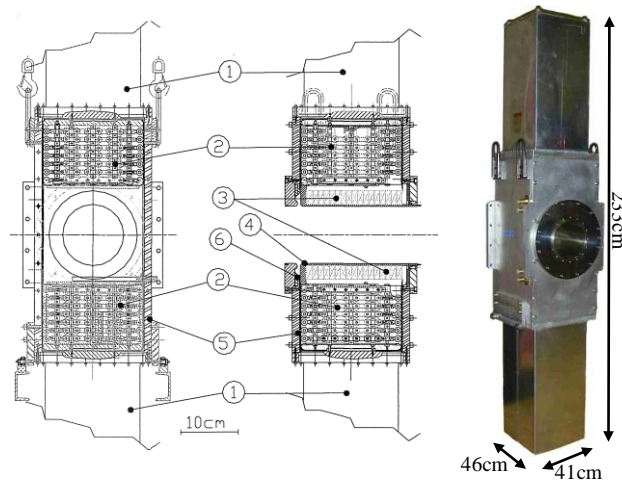


Figure 20 : Vue en coupe [46] et photographie [47] d'un étage LTD du générateur SPHINX
 1) condensateur, 2) éclateur, 3) noyau magnétique, 4) convolute, 5) corps en aluminium,
 6) interface sous vide

Depuis le mois d'octobre 2005, le générateur SPHINX composé au total de 160 étages LTD fonctionne de manière complètement fiable pour une tension de charge des condensateurs de 50kV ou 60kV.

2) Système de pré-magnétisation

Avant un tir, le matériau magnétique de chaque étage est pré-magnétisé en inverse de façon à augmenter la dynamique du matériau magnétique et éviter sa saturation. Deux systèmes différents ont été successivement utilisés [46], [47] :

- Dans un premier temps, une impulsion, envoyée quelques dizaines de μs avant le tir, pré-magnétisait chaque noyau magnétique individuellement. La charge était isolée grâce à des commutateurs de surface installés en amont de chaque ligne (côté opposé à la convolute centrale).
- En juin 2006, un nouveau système a été installé. La pré-magnétisation se fait globalement à l'aide d'un nouveau générateur très compact (générateur basé sur un étage LTD modifié) connecté à l'extrémité du pied inductif du générateur et délivrant une impulsion de courant de 1,8kA avec un temps de montée de $16\mu\text{s}$. La

pré-magnétisation peut alors être faite plusieurs heures, avant le montage de la charge.

3) Pré-impulsion pour le préchauffage des fils

Les générateurs qui étaient, au préalable, utilisés pour la pré-magnétisation ont été reconvertis pour permettre le préchauffage, quelques microsecondes avant le tir, des fils qui composent la charge Z-pinch. Le principe et l'intérêt de cette pré-impulsion ont été présentés plus tôt dans ce chapitre. Pour plus de détails, le lecteur pourra consulter les références [18] et [42]. Globalement, elle permet de réduire les instabilités lors de l'explosion des fils et lors de la compression du plasma. Ainsi, la puissance rayonnée a pu être multipliée par 6 et le rendement en énergie totale rayonnée par 2,5 [23]. De plus, le comportement de la charge Z-pinch est devenu plus reproductible.

C - Configurations successives du générateur ECF2/SPHINX

Depuis sa création, et avant d'arriver à la configuration présentée précédemment, le générateur SPHINX a subi plusieurs évolutions avec pour objectif principal une optimisation de ses performances. Selon les résultats obtenus durant cette phase d'optimisation, certaines configurations ont été améliorées, d'autres abandonnées. Cependant, la grande modularité de la technologie LTD a permis de tester ces multiples configurations en alternant rapidement le mode d'utilisation du générateur entre phase d'exploitation et phase d'amélioration.

Durant les premières années, le générateur était appelé ECF (Expérimentation de Compression de Flux), puis ECF2 (Expérience de Compression de Flux phase 2). Il a été utilisé pour réaliser des expériences de compression de flux dans le but d'augmenter la puissance délivrée à la charge en raidissant le front de montée du courant. Une grande partie de ce travail est présentée dans les thèses de Mathias Bavay [13] et Dominique Huet [12]. Dans cette configuration, deux impulsions de courant doivent être générées séparément par le générateur. C'est pourquoi 12 lignes de 4 étages LTD ont été utilisées pour générer une impulsion de courant primaire et 4 lignes de 4 étages pour l'impulsion secondaire.

Les expériences de compression de flux ont pris fin à l'été 2003. Une seule impulsion de courant attaquait directement la charge à fils. Ce changement de configuration a été accompagné d'un changement de nom : le générateur ECF2 est donc devenu le générateur SPHINX. Progressivement, 12 lignes de 8 étages puis finalement 16 lignes de 10 étages LTD ont été utilisées.

Cette configuration actuelle date de novembre 2007 et a permis la réalisation de nombreuses campagnes expérimentales dédiées à l'astrophysique ou à des applications de durcissement ou de hautes températures radiatives. Depuis l'été 2012 et dans le cadre de mon travail de thèse, des expériences de compression isentropiques sont réalisées grâce à l'utilisation du DLCM qui permet d'adapter le profil de courant délivré par le générateur à ce type de charge.

Les principales évolutions du générateur SPHINX sont synthétisées dans le graphique présenté à la Figure 21.

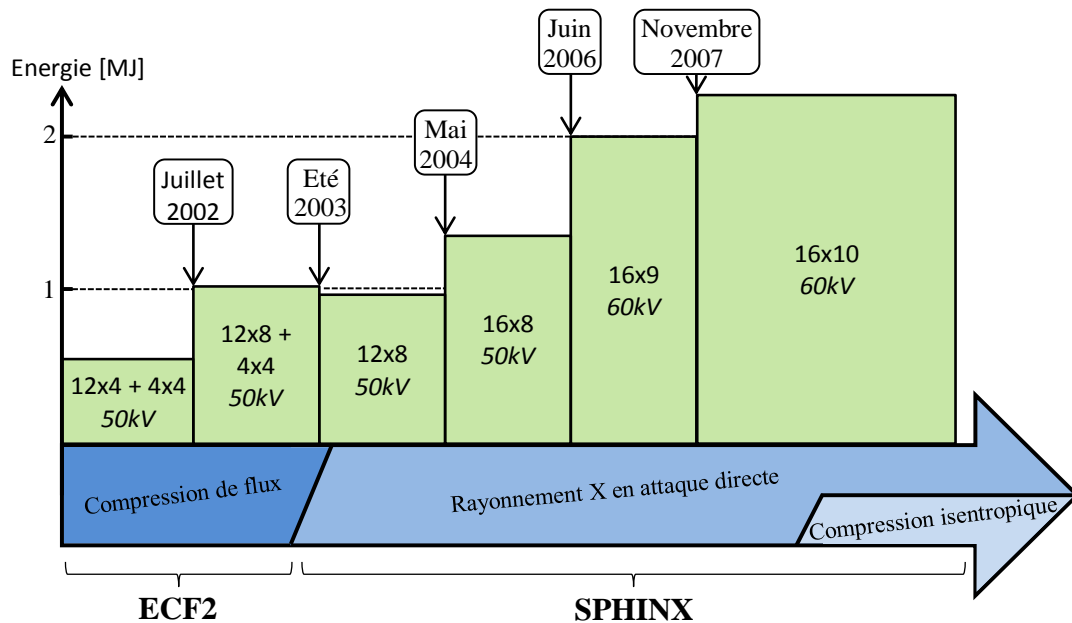


Figure 21 : Evolutions du générateur ECF2 / SPHINX

III - Motivations de l'étude

Durant les 10 dernières années, le générateur SPHINX n'a pas cessé d'évoluer, passant d'un peu moins de 1MJ à plus de 2,3MJ d'énergie stockée. Par ailleurs, l'étude de compression de charge Z-pinch dans le régime microseconde a été rendue possible grâce au développement de techniques permettant de contenir les instabilités de type Rayleigh-Taylor.

Afin de maximiser les performances de ce type de générateur et ainsi ouvrir le spectre des expérimentations possibles à moindre coût, l'utilisation d'un système de multiplication de puissance sous vide semble une alternative intéressante. C'est pourquoi, en 2008, le Centre d'Etudes de Gramat, devenu plus tard le CEA Gramat, a commencé à mettre au point un multiplicateur de courant dynamique sur l'installation SPHINX du CEA Gramat. Dès 2010, la société ITHPP s'est intégrée à cette étude dans le cadre d'un accord de partenariat avec le CEA Gramat ; ce dernier pilote l'ensemble des études et expériences menées sur ce dispositif DLCM. Le travail de thèse présenté par la suite est donc le fruit de cette collaboration, soutenue par le laboratoire SIAME de l'Université de Pau et des Pays de l'Adour (laboratoire de rattachement) et le laboratoire de physique des plasmas de l'Ecole Polytechnique (via l'inventeur du concept DLCM : A. Chuvatin).

L'étude en cours s'attache donc à démontrer la faisabilité, sur le générateur SPHINX, d'une modification de la forme et de l'amplitude de l'impulsion du courant avant l'attaque d'une charge utile. Pour mémoire, l'impulsion actuelle délivrée par SPHINX atteint 6MA avec un temps de montée d'environ 800ns sur une charge dynamique de type Z-pinch. Les performances recherchées dans le cadre des études menées par le CEA Gramat sont l'atteinte d'une intensité de courant supérieure à 6MA avec d'une part, un temps de montée situé autour de 300ns en mode « impulsion courte », et d'autre part un temps de montée d'environ 1 μ s en mode « impulsion longue », sur une charge de type compression isentropique.

IV - Conclusion du chapitre 1

Nous venons de voir dans ce chapitre que le domaine des HPP est fortement utilisé dans les domaines civils, militaires et surtout de la recherche, notamment par l'intermédiaire des générateurs de forts courants impulsionnels. Comme dans beaucoup de domaines techniques, les améliorations de composants, des connaissances et des savoir-faire conduisent à des avancées en termes de compacité et surtout de performances. Dans l'objectif du gain de puissance, l'étude d'étages d'amplification, capables de décupler les performances des générateurs actuels, a débouché sur de nombreux schémas dont quelques-uns viennent d'être présentés.

Le multiplicateur de courant dynamique, ou DLCM, s'inscrit dans cette logique. Les chapitres qui suivent présentent l'étude du concept théorique, l'analyse de tirs réalisés sur le générateur SPHINX ou encore les potentialités de ce nouveau dispositif.

Chapitre 2 :
**Un nouveau principe d'amplification de
puissance : le DLCM**

Comme vient de le décrire le Chapitre 1, les générateurs de puissances pulsées modernes sont capables de délivrer des impulsions de courant de plusieurs méga ampères avec des temps de montée inférieurs ou égaux à la microseconde. L'amplitude du courant délivré à la charge est généralement limitée par l'inductance équivalente du générateur, liée à la géométrie.

Par exemple, considérons une simple décharge d'un condensateur C , à travers une inductance L_0 , vers une inductance de charge L_d . En négligeant les pertes résistives, I_0 et t_0 sont donnés par les équations suivantes¹ :

$$I_0 = U_0 \sqrt{C / (L_0 + L_d)} \quad (2)$$

$$t_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{C(L_0 + L_d)} \quad (3)$$

Avec U_0 : la tension de charge du condensateur,

I_0 : le courant délivré par le générateur,

t_0 : le temps de montée de l'impulsion de courant I_0 .

La valeur minimale de L_0 est limitée en pratique par la géométrie minimale permettant un bon isolement électrique et magnétique du générateur. Par conséquent, l'équation (3) donne généralement un résultat supérieur ou égal à $1\mu\text{s}$ pour des connexions directes entre le générateur et sa charge.

Différents schémas, présentés au paragraphe I du Chapitre 1, ont pour but de contourner ces limitations et ainsi augmenter l'amplitude du courant et/ou réduire son temps de montée. Le multiplicateur de courant statique (LCM pour Load Current Multiplier) et son évolution, le multiplicateur de courant dynamique (DLCM pour Dynamic Load Current Multiplier) sont des dispositifs permettant un meilleur couplage entre le générateur et la charge. Les caractéristiques du courant délivré à la charge doivent ainsi être grandement améliorées.

En premier lieu, nous allons analyser les principes théoriques du LCM et du DLCM. Ensuite, nous détaillerons des résultats de simulation du DLCM basés sur un code de type circuit électrique. Enfin, les différents types de charge pouvant être associées au DLCM sont présentés.

¹ Notons que pour toutes les équations présentées dans ce chapitre, les unités utilisées sont celles du système international.

I - Du LCM au DLCM : évolution du concept de compression de flux

A - Le multiplicateur de courant : le LCM

Le concept du LCM (Load Current Multiplier) repose sur une géométrie d'électrodes placées entre l'arrivée du courant délivré par le générateur et la charge utile (inductance statique, charge ECI, charge rayonnante Z-pinch,...) [49]. Faisant office d'adaptateur d'impédance, il permet, pour les générateurs ayant une valeur d'inductance équivalente L_0 élevée (i.e. $L_0 \gg L_d$), d'augmenter l'efficacité du transfert d'énergie délivrée à la charge. Ce dispositif, dimensionné pour fonctionner sous vide, est un transformateur de courant $N : 1$ (où N est le rapport de transformation et donc, de fait, le facteur d'amplification du courant). Il permet d'augmenter significativement le courant délivré à la charge (théoriquement d'un facteur N) sans détériorer son temps de montée.

1) Analyse électrique du LCM

La Figure 22 présente le schéma de principe du multiplicateur de courant, prévu pour des générateurs de puissances pulsées cylindriques ; dans ce cas, $N=2$. Le générateur est représenté par sa capacité équivalente C et son inductance équivalente L_0 .

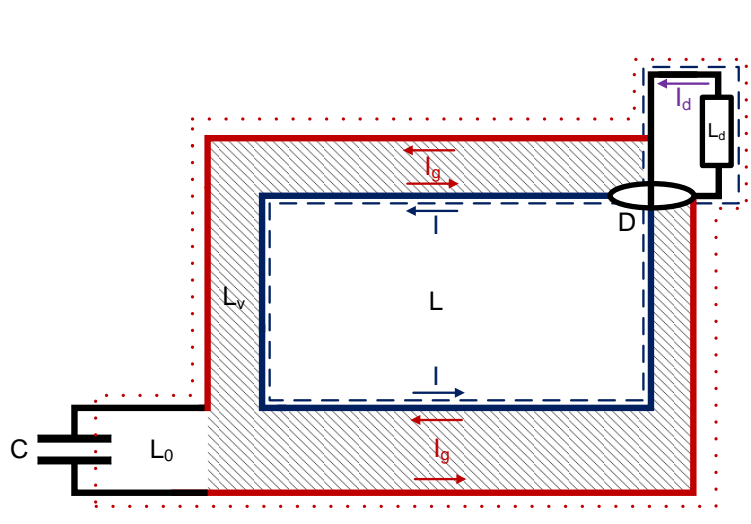


Figure 22 : Schéma de principe du multiplicateur de courant (LCM) [49] - $N=2$

Le courant I_g délivré par le générateur circule le long des électrodes externes (pointillés rouges sur la Figure 22) jusqu'à la charge, représentée par son inductance L_d . Ce courant génère un courant image circulant le long des électrodes internes (tirets bleus sur la Figure 22), servant d'Extrudeur de Flux (EF). L'inductance L de ce dernier est réalisée dans un grand

volume sous vide connecté en parallèle de la charge par l'intermédiaire d'une convolute D, de telle sorte que $L \gg L_d$. Une variante utilisant un volume sous vide réduit et un noyau magnétique permet de réduire les dimensions du dispositif sans impacter sur la valeur de L. L'inductance L_v correspond à l'inductance entre les deux électrodes englobant l'EF.

Le comportement électrique théorique du LCM est analysé en utilisant les contours indiqués en pointillés et en tirets sur la Figure 22. Pour cela, les pertes résistives dans les conducteurs sont négligées. Ces deux contours permettent de calculer les flux magnétiques au niveau du générateur ($L_0 I_g$), à l'intérieur de l'EF (LI), dans les électrodes englobant l'EF ($L_v I_g$) et au niveau de la charge ($L_d U_d$). Notons que le courant délivré par le générateur I_g est différent du courant I_0 de l'équation (2). Le courant initial est nul. Cela implique que le flux magnétique contenu dans la boucle contenant L et L_d (en tirets bleus) est nul. Le flux magnétique total Ψ , contenu dans la boucle en pointillés incluant toutes les inductances et fourni par le générateur, est généré par le condensateur C. Nous pouvons donc en déduire que :

$$L_0 I_g + L_v I_g + LI + L_d I_d = \Psi \quad (4)$$

$$-LI + L_d I_d = 0 \quad (5)$$

Nous supposons ici que l'inductance de la convolute est négligeable comparée à celle de la charge L_d . La continuité des courants dans le LCM implique que :

$$2I_g = I + I_d \quad (6)$$

Etant dans le cas d'une décharge de condensateur (de charge q) générant le flux primaire, l'équation (4) peut s'écrire sous la forme :

$$(L_0 + L_v) \frac{dI_g}{dt} + L \frac{dI}{dt} + L_d \frac{dI_d}{dt} = \frac{q}{C} \quad (7)$$

En supposant que :

$$L_{tot}^* = L_0 + L_v + \frac{4LL_d}{L+L_d} \approx L_0 + 4L_d \quad (8)$$

L'équation (7) peut aussi s'écrire :

$$L_{tot}^* \frac{dI_g}{dt} = \frac{q}{C} \quad (9)$$

Et le courant de charge est relié au courant délivré par le générateur par l'expression :

$$I_d = \frac{2L}{L+L_d} I_g \approx 2I_g \quad (10)$$

Les approximations des équations (8) et (10) sont correctes pour $L_0 \gg L_v$ et $L \gg L_d$.

Le changement de valeur de l'inductance équivalente vue par le générateur, impactée par la présence du LCM, engendre une modification du courant délivré par le générateur ainsi que de son temps de montée. Nous avons maintenant :

$$I_g = U_0 \sqrt{C / (L^*_{tot})} \quad (11)$$

$$t_d = \frac{\pi}{2} \sqrt{C \times L^*_{tot}} \quad (12)$$

Il est intéressant de comparer, de façon normalisée, la variation du courant délivré à la charge et son temps de montée lorsque cette dernière est connectée directement au générateur ou lorsqu'on y intercale le LCM. Pour ce faire, on s'intéresse aux coefficients τ et k (tels que $\tau = t_d/t_0$ et $k = I_d/I_0$), déterminés à partir de I_d , I_0 , t_d , et t_0 qui ont été eux-mêmes définis dans les équations (2), (3), (10) et (12).

$$\tau = \sqrt{\frac{1+u+4cd/(c+d)}{1+d}} \quad (13)$$

$$k = \frac{2c}{c+d} \times \frac{1}{\tau} \quad (14)$$

Avec $c = L/L_d$, $d = L_d/L_0$ et $u = L_v/L_0$.

Grâce aux équations (13) et (14), il est maintenant possible de prédire l'impact du LCM sur le courant délivré à la charge ainsi que sur son temps de montée.

La Figure 23 présente, pour $N=2$, la variation du coefficient multiplicateur k et du temps de montée τ en fonction du ratio L/L_0 , pour différentes valeurs de $d=L_d/L_0$.

Nous pouvons remarquer que le fonctionnement du multiplicateur de courant est effectif même si l'inductance L équivalente de l'extrudeur de flux n'est pas beaucoup plus grande que celle de charge L_d (i.e. pour de faibles valeurs de c). Cette amplification de courant s'effectue sans augmenter significativement le temps de montée du courant dans la charge ($\tau \approx 1,1$ pour $c=1$).

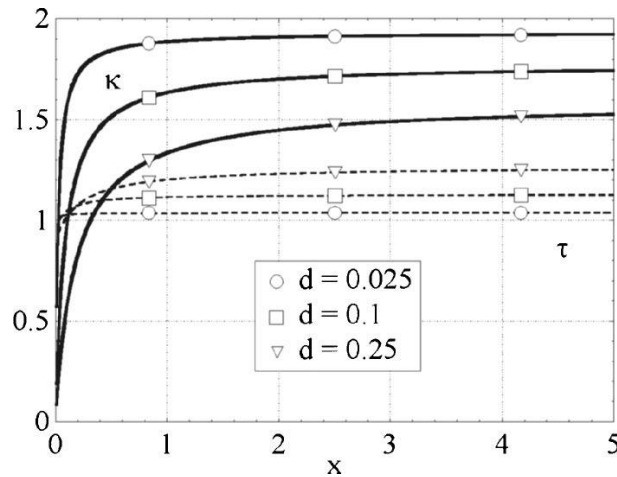


Figure 23 : Coefficient de multiplication du courant de charge normalisé k (trait continu) et temps de montée sans dimension τ (tirets) pour différentes valeurs de $d=L_d/L_0$ [50]

Le LCM ne semble, néanmoins, réellement intéressant que sur des générateurs hautement inductifs (i.e. pour $L_0 \gg L_d$ ou encore pour les faibles valeurs de d). En effet, pour $L_d=L_0$ ($d=1$) et pour $L \gg L_0$, le coefficient multiplicateur ($k \approx 1,26$) et l'augmentation du temps de montée du courant de charge ($\tau \approx 1,58$), donnés par les équations (14) et (13), ne présentent pas d'intérêt.

2) Essais expérimentaux du LCM

Le concept du LCM a, tout d'abord, été étudié au CEA Gramat en 2005 lors d'une expérimentation à relativement faible niveau de courant (environ 100kA) afin de valider le principe de fonctionnement [49], [51]. Un condensateur de 3,95 μ F, chargé à 29kV, est déchargé au travers d'une inductance L_0 de 140nH ($R_0=0,38\Omega$) dans une charge d'inductance fixe de 4,5nH. Le prototype de LCM est connecté juste avant la charge et son inductance propre est $L=50,6$ nH ($L_v=12,95$ nH). Le courant à l'entrée du LCM et celui délivré à la charge sont représentés sur la Figure 24. Les courants I_g et I_d atteignent respectivement des amplitudes de 55,4kA et 98,7kA à 0,86 μ s. L'ajout du multiplicateur de courant a, ainsi, permis de multiplier le courant délivré à la charge par un coefficient 1,7 tout en altérant légèrement son temps de montée de 13%. Ces valeurs sont assez proches des résultats calculés dans cette configuration (respectivement 1,8 et 8,7%).

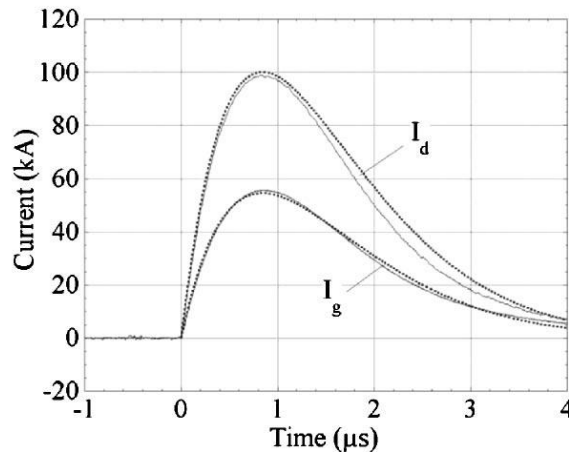


Figure 24 : Résultats essais LCM à relativement faible niveau de courant [49]

Toujours dans le régime microseconde, la géométrie du LCM a été adaptée, en 2006, au générateur GIT12 du High Current Electronics Institute situé à Tomsk en Russie [52]. Deux versions ont été testées ; elles diffèrent sur la façon dont est réalisée l'inductance L correspondant à l'extrudeur de flux. Dans un premier cas, comme lors des essais au CEA Gramat, elle est produite par un grand volume sous vide [53] et dans le second par l'introduction d'un noyau magnétique [54]. L'avantage de la deuxième solution est que l'extrudeur de flux est 2,2 fois plus petit (36cm de long au lieu de 80cm). La valeur de l'inductance L_v est considérablement réduite par ce biais et le rendement du LCM est amélioré. Sur une charge à inductance constante de 8nH, sans noyau magnétique, l'amplitude maximale du courant est passée de 4,7MA à 6MA pour un générateur chargé à 50kV. Dans la configuration avec noyau magnétique (même tension de charge du générateur), un courant de plus de 8MA a traversé la charge de 4,6nH. Lors d'essais sur charge de type Z-pinch, l'amplitude du courant a été multipliée par un coefficient 1,5 (de 3,5MA à 5,2MA), sans réel changement sur le temps de montée (+0,2%).

Enfin, en 2008, le LCM a été testé sur un générateur plus rapide : le générateur ZEBRA, situé à l'Université du Nevada, Reno [55], [56]. Ce générateur est capable de générer des impulsions de courant d'environ 1MA en 100ns sur des charges faiblement inductives. Des essais avec le LCM sur charge fixe puis sur charge Z-pinch ont ici permis de multiplier l'amplitude du courant délivré à la charge respectivement d'un coefficient 1,86 (de 0,8-0,9 à 1,6MA) et 1,78 (de 0,79 à 1,41MA), sans impacter le temps de montée (+0,8%).

Les différentes expériences menées lors de l'étude du LCM ont permis de valider le concept de multiplicateur de courant. Le facteur de multiplication mesuré s'est approché de la valeur théorique de 2. Il est cependant apparu que ce concept est principalement viable

lorsque la valeur de l'inductance de charge est négligeable face à celle du générateur. L'intérêt est alors limité sur les générateurs à faible impédance tels que le générateur SPHINX situé au CEA Gramat.

B - *Le multiplicateur de courant dynamique : le DLCM*

Le multiplicateur de courant dynamique, ou DLCM (Dynamic Load Current Multiplier) est une évolution du LCM [57]. Son schéma de principe est visible sur la Figure 25. Il est basé sur la géométrie du multiplicateur de courant et deux éléments essentiels sont modifiés :

- L'extrudeur de flux devient une inductance variable, partant initialement d'une faible valeur pour augmenter ensuite rapidement. Il est appelé Extrudeur de Flux Dynamique ou EFD. L'inductance variable est réalisée par l'implosion d'un réseau de fils identiques à ceux utilisés dans un Z-pinch.
- Un commutateur à fermeture sous vide (noté S sur la Figure 25) est inséré entre le multiplicateur et la charge utile. Il a pour but d'empêcher la circulation du courant dans la charge jusqu'à ce que la valeur de l'inductance de l'extrudeur soit suffisamment élevée. Ce commutateur est dimensionné pour se fermer lorsque la tension à ses bornes atteint une certaine valeur seuil.

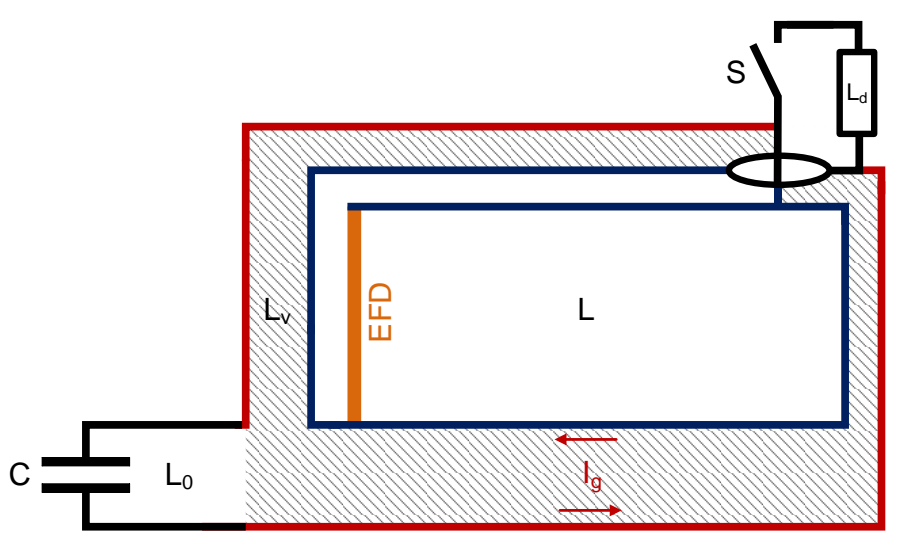


Figure 25 : Schéma de principe du multiplicateur de courant dynamique (DLCM) - $N=2$

La Figure 26 représente un diagramme conceptuel du fonctionnement du DLCM. Le courant venant du générateur est délivré en partie haute du DLCM. En dessous se trouvent le réseau d'électrodes et l'EFD (réseau de fils cylindrique qui crée l'inductance variable L), correspondant aux parties en bleu et orange sur la Figure 25. Ensuite, la convolute sous vide, réalisée à l'aide de 8 barreaux posthole, permet de connecter l'EFD à la charge utile. Le

commutateur à fermeture sous vide isole la charge pendant la compression de l'EFD. En partie terminale se trouve la charge (une inductance fixe dans ce schéma).

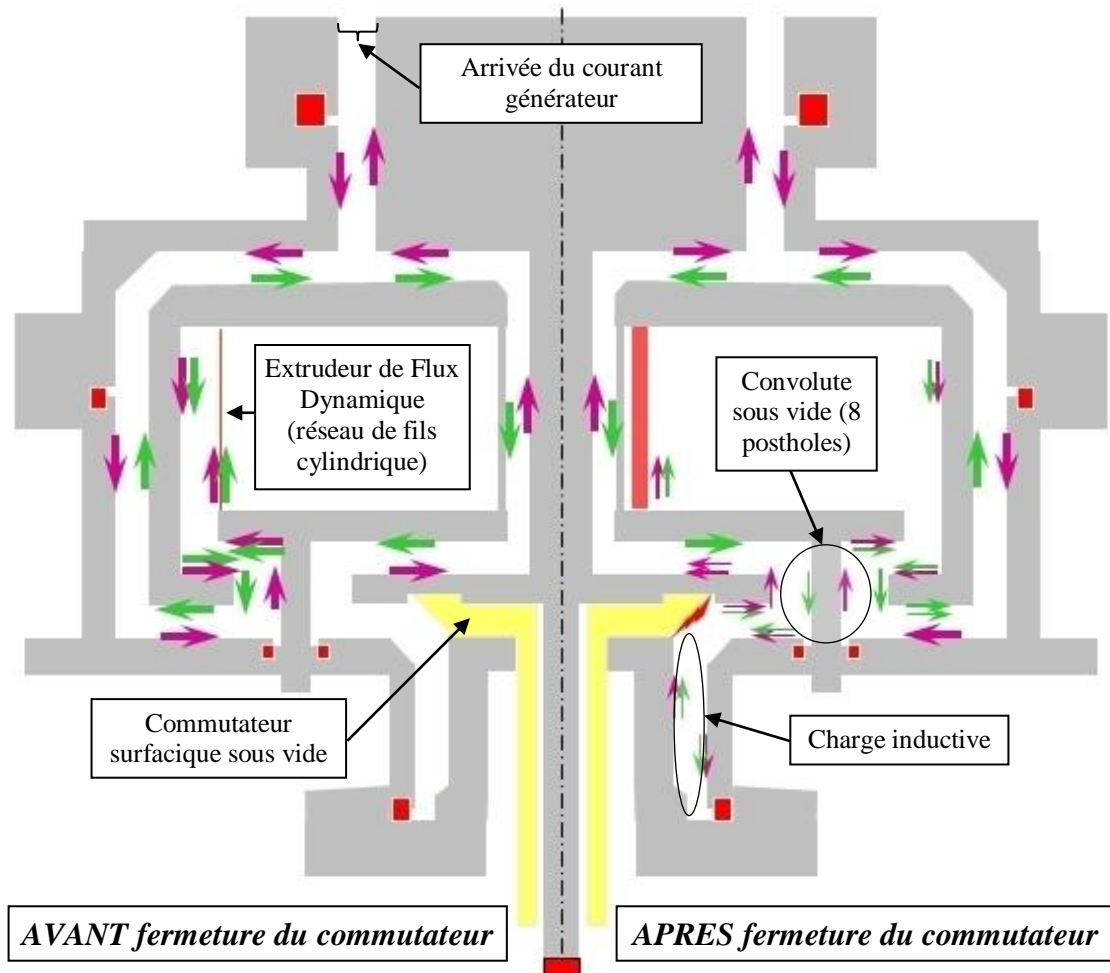


Figure 26 : Circulation des courants dans le DLCM

Sur la partie gauche de la Figure 26, c'est-à-dire avant la fermeture du commutateur, nous avons :

$$\Psi = L_0 I_g + L_v I_g + 2LI \tag{15}$$

La charge n'étant pas encore connectée, aucun courant ne la traverse. Les équations (6) et (13) deviennent donc ici :

$$I = 2I_g \tag{16}$$

$$\tau = \sqrt{\frac{1+u+4c}{1+d}} \tag{17}$$

Pendant cette phase, la circulation du courant initial issu du générateur (flèches mauves) induit un courant image (flèches vertes). Les deux courants s'additionnent et provoquent l'implosion du réseau de fils de l'EFD. Cette dernière entraîne une forte augmentation de l'inductance dans cette région ; l'inductance L devient l'inductance M (avec $M > L$). A ce moment, durant la mise en mouvement du réseau de fils de l'EFD, générant une augmentation de tension aux bornes du commutateur, ce dernier se ferme (partie droite de la Figure 26). Tout comme dans l'équation (4), le flux magnétique est conservé avec les nouvelles valeurs de courant J modifiées du fait de l'ajout de la charge en parallèle de l'EFD. Nous avons donc :

$$(L_0 + L_v + 4L)I_g = L_0J_g + MJ_g + 2L J \quad (18)$$

$$LI = L J + L_d J_d \quad (19)$$

L'équation (19) montre que le courant dans l'EFD est transféré vers la charge.

Le courant dans la charge, resté nul jusqu'à l'instant de fermeture du commutateur, augmente avec un front de montée plus raide que le front de montée initial du courant issu du générateur pour atteindre une amplitude supérieure à celle délivrée par le générateur. Le gradient de courant est alors grandement amélioré.

C - *Un fonctionnement alternatif du DLCM : l'« attaque directe »*

Nous rappelons que les deux principales évolutions entre le multiplicateur de courant (LCM) et le multiplicateur de courant dynamique (DLCM) sont la présence d'un réseau de fils faisant office d'extrudeur de flux dynamique et d'un commutateur à fermeture. Il est cependant envisageable d'utiliser le DLCM sans ce commutateur à fermeture. Dans ce cas, le front rapide de courant présenté auparavant est précédé d'un « pied » de courant plus lent. La charge utile, directement connectée en aval du DLCM, reçoit alors un courant avec une durée d'impulsion identique à celle délivrée par le générateur. La brusque augmentation de l'inductance de l'EFD engendrée par l'implosion du réseau de fils conduit à un transfert du courant vers la charge de plus faible inductance, simplement par division inductive.

Ainsi, sans commutateur, le front de montée du courant circulant dans la charge (visible par exemple en bleu à la Figure 36) se décompose en deux parties :

- Dans un premier temps, une pente relativement faible, appelée pied de courant, correspondant aux 500 premières nanosecondes pendant lesquelles le réseau de fils de l'EFD est immobile.
- Ensuite, une pente plus raide résultant de l'augmentation de l'inductance de l'EFD. C'est cette phase de l'impulsion de courant qui est utile lors de tirs sur charge ECI, mettant en vitesse la paroi interne de la charge ECI.

II - Modélisation du DLCM associé au générateur SPHINX

A la suite des études préliminaires menées conjointement au CEA Gramat et au High Current Electronics Institute de Tomsk (Russie) pour valider le concept de LCM, un travail de modélisation numérique destiné à simuler le fonctionnement d'ensemble du DLCM à l'aide du code magnéto-hydrodynamique (MHD) 3D GORGON [58] a été entrepris par le CEA Gramat. Ces simulations ont confirmé le fonctionnement théorique du DLCM. Elles ont permis, notamment, de simuler les courants et tensions en différents points « critiques » du système. Ces informations, couplées à la répartition des champs électriques au sein du DLCM, ont été utiles au dimensionnement du réseau de lignes ainsi qu'à la préparation mécanique de l'état des surfaces dans les zones susceptibles d'être soumises à des phénomènes de claquage lors des premiers tirs. Ces simulations MHD ont, aussi, permis d'obtenir des informations essentielles non accessibles expérimentalement telles que l'évaluation de la variation d'inductance de l'EFD lors de l'implosion du réseau de fils. En effet, l'amplitude de la variation de l'inductance de l'EFD influe directement sur l'efficacité du transfert de courant dans la charge. Cette valeur est limitée essentiellement par l'instabilité macroscopique 3D de Rayleigh-Taylor magnétique [59]. Ce phénomène est bien pris en compte par le code.

L'utilisation de ce code nécessite un certain temps de calcul (environ une semaine par cas), il est donc difficilement envisageable de l'utiliser pour faire des études paramétriques dans le but de comprendre l'influence des différents composants du DLCM sur le courant de charge. Pour pallier à cet inconvénient, un modèle électrique équivalent a donc été développé avec le code de circuit électrique SABER pour simuler le système plus rapidement (seulement quelques minutes). Ce modèle, initié par le CEA Gramat, a été développé et optimisé dans le cadre de mon travail de thèse.

Les modèles de type circuit électrique du DLCM et du générateur SPHINX sont présentés dans les paragraphes qui suivent. Après quoi, une étude paramétrique permettra de comprendre l'influence des différents paramètres du DLCM et déceler d'éventuelles optimisations géométriques.

A - Description du modèle circuit SABER

La démarche permettant de mettre au point un modèle circuit à l'aide du logiciel SABER a été la suivante :

- Habituellement utilisé comme variable d'entrée par le CEA Gramat dans le logiciel GORGON 3D, le modèle équivalent simplifié du générateur SPHINX est également choisi à cette fin. Un circuit électrique simulant le comportement du DLCM a été élaboré. Il est ensuite associé à celui du générateur SPHINX et les résultats sont recalés sur ceux issus des simulations GORGON 3D.
- Le modèle équivalent simplifié du générateur SPHINX a ensuite fait place à un modèle complet capable de simuler plus précisément les pertes. Les résultats des simulations obtenus en couplant ce modèle complet au DLCM ont enfin été comparés à quelques tirs expérimentaux.

1) Le générateur SPHINX

a) Modèle simplifié

Le modèle équivalent simplifié utilisé par le CEA Gramat sur le logiciel GORGON 3D est un circuit de type RLC. Il est représenté à la Figure 27. Les composants C_{eq} , L_{eq} , R_{eq} correspondent au circuit équivalent des 16 lignes de SPHINX. L'inductance L_p et la résistance R_p représentent le pied inductif soutenant la convolute centrale, matérialisée par l'inductance L_c et la résistance R_c . Les différentes valeurs ont été ajustées au fil des tirs successifs sur le générateur SPHINX.

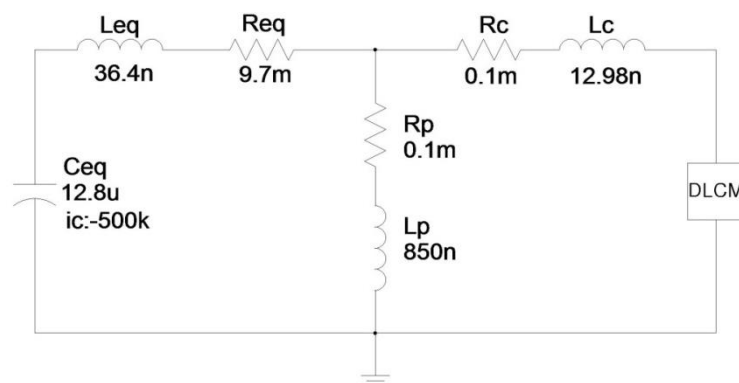


Figure 27 : Schéma électrique équivalent simplifié du générateur SPHINX (le bloc DLCM inclue aussi la charge)

b) Modèle complet

Afin d'être encore plus représentatif du comportement du générateur SPHINX, un modèle complet a été développé. Les pertes engendrées par l'émission électronique dans les 16 lignes du générateur ainsi qu'au niveau de la convolute centrale sont prises en compte par le modèle Z_{flow} [44], [60]. Ce paramètre peut être décrit comme une résistance entre l'anode et la cathode dont la variation est non-linéaire. Il est basé sur une théorie simplifiée de l'isolement magnétique présentée par Mendel [61] et définie par :

$$Z_{\text{flow}} = \frac{V}{(I_a^2 - I_c^2)^{1/2}} \quad (20)$$

Avec I_a et I_c : respectivement les courants anode et cathode,

V : la tension aux bornes de la ligne coaxiale,

Z_{flow} : l'impédance de pertes dans la zone considérée.

Chaque élément qui compose le générateur est ici représenté. La Figure 28 détaille le schéma électrique correspondant à un étage LTD. Les deux condensateurs de 4 μ F et leur inductance sont repérés en bleu, les commutateurs multicanaux et leur inductance de connexion en vert. La résistance correspondant au noyau magnétique est prise en compte. Enfin, les capacités parasites liées aux isolants entourant chaque condensateur de charge et commutateur sont notées c1 et c2. Les inductances notées « interface1 », « interface2 » et « vide_conv » correspondent à l'inductance géométrique en sortie de l'étage. Ces différents éléments sont visibles à la Figure 20 du Chapitre 1.

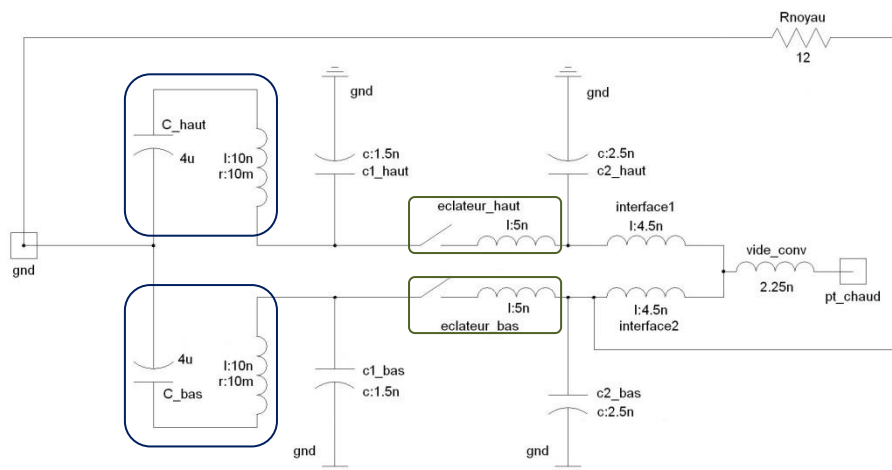


Figure 28 : Schéma électrique détaillé d'un étage LTD

La Figure 29 correspond à une ligne composée de 10 étages LTD assemblés en série. Les tronçons de lignes séparant chaque étage sont aussi représentés. La partie aval détaille la connexion à la convolute centrale. L'inductance notée « excentrique » correspond à la partie de ligne permettant de changer de diamètre entre celui de la ligne et celui de la convolute. Un module Z_{flow} simule les pertes d'isolement magnétique dans cette zone. Enfin, le côté opposé est fermé par un court-circuit.

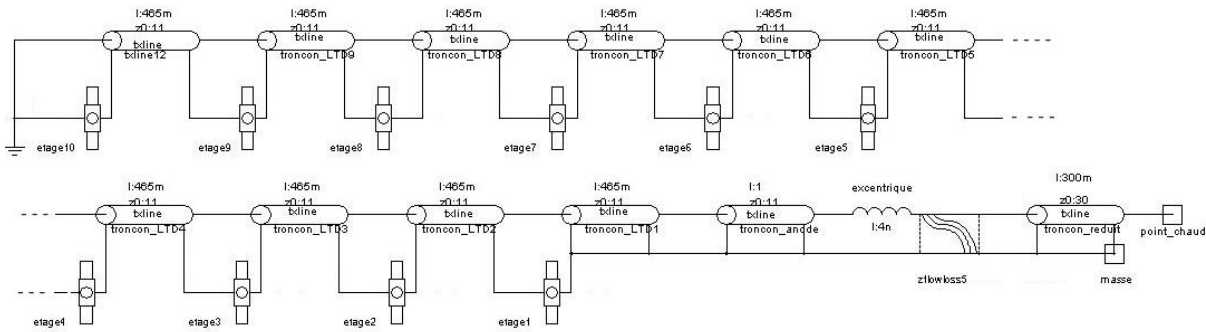


Figure 29 : Schéma détaillé d'une des 16 lignes

Les 16 lignes sont ensuite connectées en parallèle, comme le montre la Figure 30. Les inductances et résistances relatives au pied inductif d'une part et à la convolute centrale d'autre part sont représentées. Le module Z_{flow} permet ici aussi de prendre en compte les pertes au niveau de la convolute. Enfin, la charge est connectée.

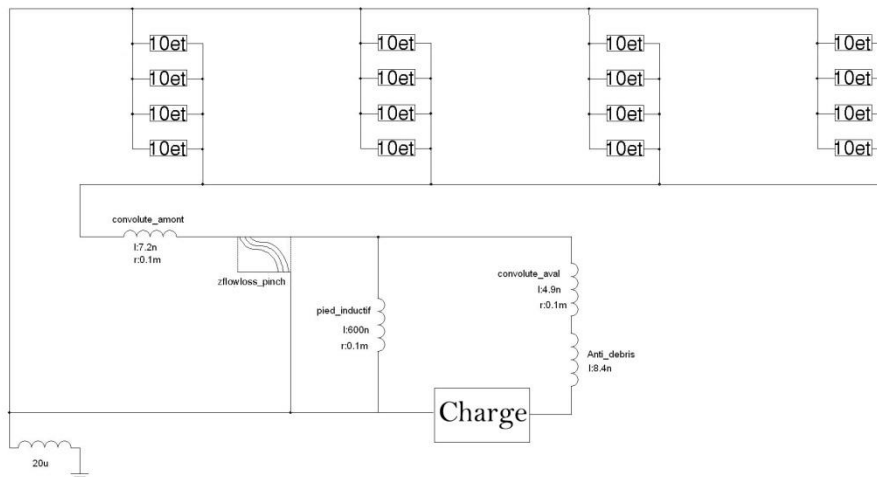


Figure 30 : Schéma détaillé de l'association du générateur SPHINX et du DLCM

c) Comparatif des modèles

Afin de vérifier que le modèle complet et le modèle simplifié du générateur SPHINX fournissent des résultats analogues en termes de courant délivré à la charge, ils sont comparés avec comme charge utile une inductance de 20nH. Ainsi, la Figure 31 présente le courant traversant cette charge de 20nH lors de l'utilisation du modèle simplifié puis du modèle complet du générateur SPHINX.

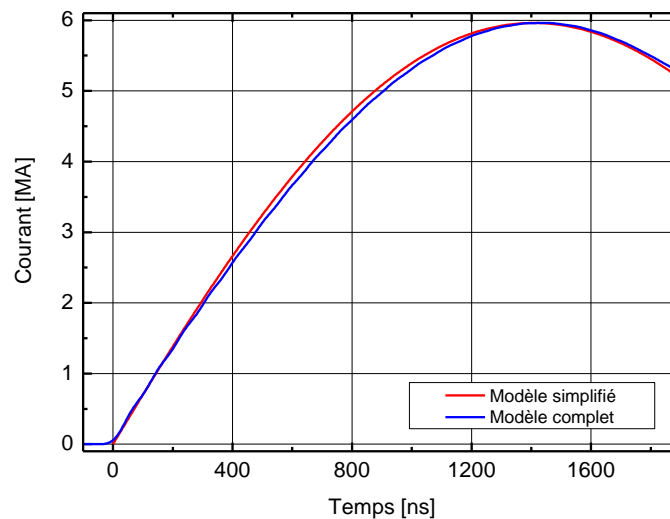


Figure 31 : Comparatif des courants de charge des schémas simplifié et complet du générateur SPHINX sur inductance fixe de 20nH

Dans le cas du modèle simplifié, les condensateurs du générateur sont chargés à 47,5kV pour compenser les pertes alors que dans le modèle complet, ils sont chargés à 50kV comme lors d'un tir expérimental. L'allure des deux profils est assez similaire (même amplitude, même quart de période).

2) Le DLCM

a) Relation géométrie – circuit

Le modèle équivalent du DLCM a été élaboré en partant de la géométrie du système. La Figure 32 montre, sur un tir en « attaque directe » (tir sans commutateur à fermeture, la charge se trouve en permanence en parallèle avec l'EFD), le découpage des différentes zones du DLCM. Ces zones peuvent être considérées comme des lignes.

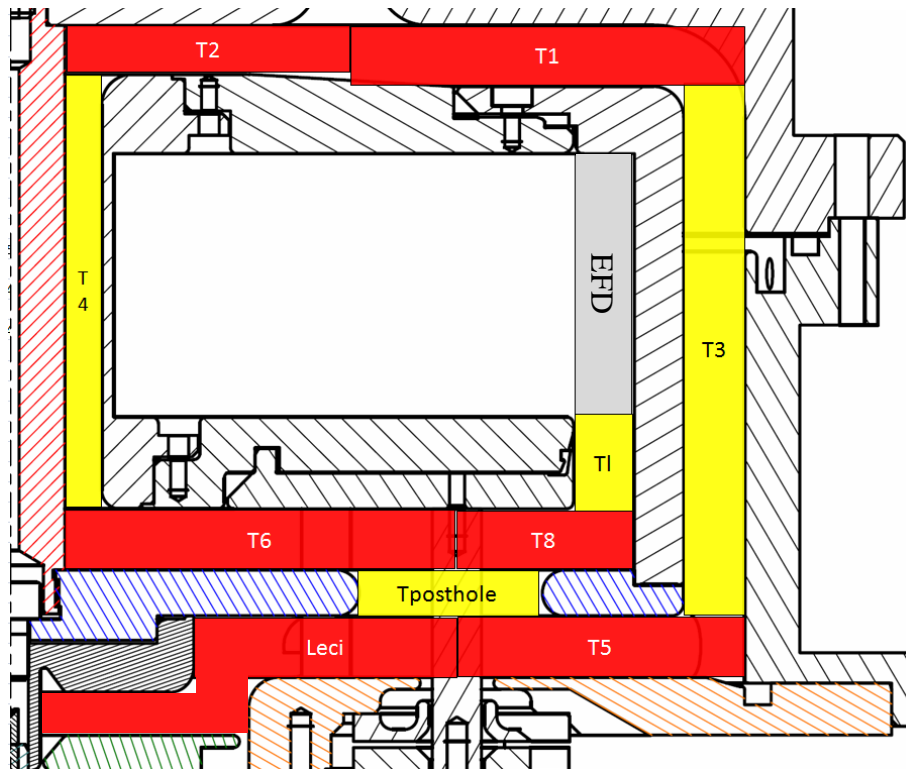


Figure 32 : Découpage du DLCM

Le Tableau 1 présente les valeurs des inductances et impédances de chaque élément. Pour chaque section de ligne, l'inductance géométrique équivalente L et son impédance associée Z sont calculées à l'aide des formules suivantes :

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{R_{ext}}{R_{int}}\right) \quad (21)$$

$$Z = \frac{L \cdot c}{h} \quad (22)$$

Avec $c=3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$,

h : la longueur selon l'axe z de la ligne coaxiale,

μ_0 : la perméabilité du vide,

R_{ext} et R_{int} : respectivement le rayon extérieur et intérieur de la ligne.

Notons que, par soucis de simplicité, tous les tronçons ont été considérés comme des lignes coaxiales, quelle que soit leur longueur. Cette simplification n'a aucune incidence sur la valeur de l'inductance équivalente. Seul est impacté le temps de propagation dans le DLCM mais de façon négligeable ($\Delta t \ll 1 \text{ ns}$).

Pour alléger le code, les tronçons de lignes T1, T3 et T5, puis T2, T4 et T6 ont été respectivement remplacés par leur ligne équivalente T135 et T246, calculées à l'aide de la formule précédente (avec pour T135 : $L_{135} = L_1 + L_3 + L_5$ et $h_{135} = h_1 + h_3 + h_5$).

Elements	Longueur (mm)	Rayon extérieur (mm)	Rayon intérieur (mm)	Inductance (nH)	Impédance (Ω)
T1	10,0	120,0	55,0	1,6	46,8
T2	8,0	55,0	9,0	2,9	108,6
T3	86,5	120,0	110,0	1,5	5,2
T4	71,0	15,0	9,0	7,3	30,6
T5	10,0	120,0	73,0	1,0	29,8
T6	10,0	73,0	9,0	4,2	125,6
T8	10,0	102,0	73,0	0,7	20,1
Tl	15,0	102,0	92,0	0,3	6,2
Tposthole	7,5	14,0	4,0	1,9	75,2
Valeur inductance posthole (/8) =				0,2 nH	
T135	106,5	mm		4,1	11,4
T246	89	mm		14,3	48,3

Tableau 1 : Calcul des inductances et impédances du DLCM

A partir des éléments précédents, un modèle équivalent de la partie DLCM a été élaboré. Il est présenté à la Figure 33.

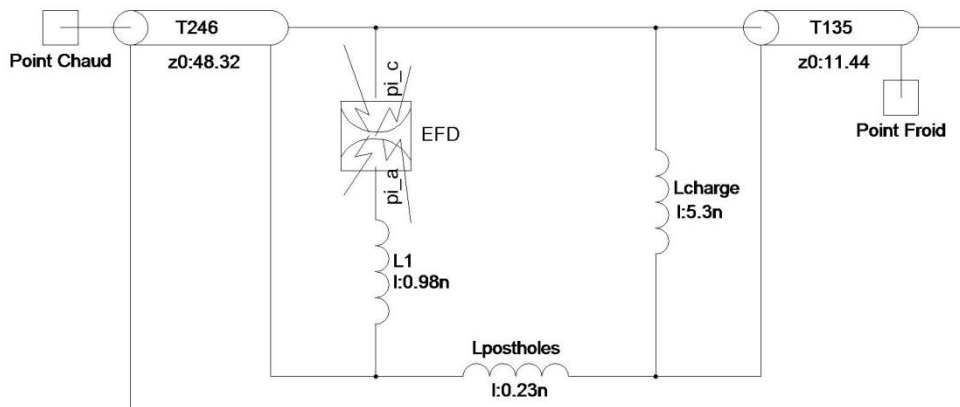


Figure 33 : Schéma équivalent du DLCM

Le composant EFD représente l'extrudeur de flux dynamique. Il simule la compression du réseau de fils de l'EFD.

A l'état initial, la masse équivalente de l'EFD (Masse_ini) est calculée comme suit :

$$\text{Masse_ini} = \text{nombre_fils} * \text{densité} * h' * \pi * \text{rayon_fil}^2 \quad (23)$$

Avec *nombre_fils* : le nombre de fils qui composent l'EFD,

densité : la densité du matériau qui compose les fils,

h' : la hauteur de l'EFD,

rayon_fil : le rayon des fils utilisés.

Ensuite, pour chaque pas de calcul, la masse ablatée (Dm) est calculée.

$$Dm = dt * 10^{-7} * I^2 * h' / (v_abla * r_coq) \quad (24)$$

Avec *v_abla* : la vitesse d'ablation des fils,

r_coq : le rayon de la coquille à l'instant donné,

dt : le pas de calcul,

I : le courant traversant le réseau de fils.

A partir d'un certain pourcentage de masse initiale ablatée (initialement 50%), la coquille se met en mouvement. La vitesse de la coquille est calculée par la formule :

$$\text{Vitesse} = \text{vitesse_old} - (dt * 10^{-7} * I^2 * h' / (\text{masse_mvt} * r_coq)) \quad (25)$$

Avec *vitesse_old* : la vitesse calculée au pas de calcul précédent,

masse_mvt : la masse en mouvement.

Enfin, pour chaque pas de calcul, l'inductance équivalente L est calculée par la formule suivante :

$$L = 2 * 10^{-7} * h' * \ln(\text{rayon_retour} / r_coq) \quad (26)$$

Avec *rayon_retour* : le rayon du retour de courant.

b) Recalage des résultats SABER – GORGON

La Figure 34 présente les formes de courants issus de la simulation SABER, comparées aux résultats de la simulation GORGON. Dans les deux cas, les résultats proviennent du modèle simplifié de SPHINX. Sont représentés, le courant délivré par le générateur (I_g), traversant le réseau de fils (I_{efd}), les barreaux de la convolute posthole (I_r) puis la charge (I_b).

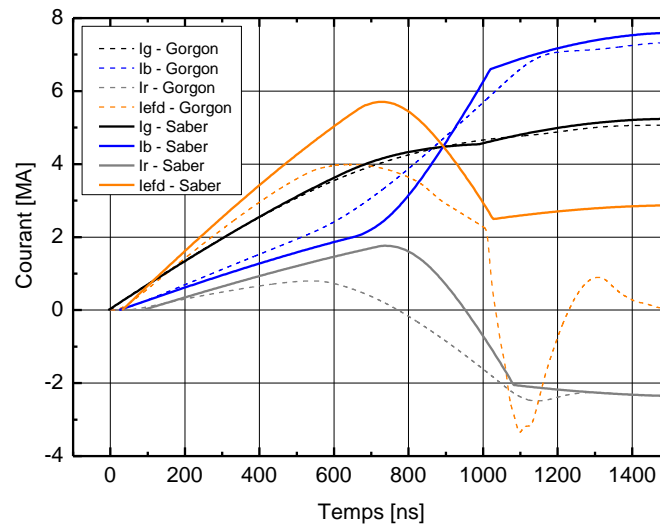


Figure 34 : Comparatif courants SABER – GORGON sur tir en attaque directe

Plusieurs éléments importants sont à noter :

- La répartition entre le courant allant à la charge et celui allant à l'EFD n'est pas respectée. Par conséquent, pour la simulation SABER, l'amplitude du courant traversant les barreaux posthole est trop élevée. Pour remédier à cela, il faut augmenter l'impédance de la branche EFD en augmentant la valeur de l'inductance équivalente à la région T8+T1 de la Figure 32 et/ou en ajoutant une résistance série dans la branche EFD. Ces deux solutions ont été retenues.
- Il semble que le composant simulant l'EFD ne fonctionne pas comme souhaité. En effet, en comparaison des résultats GORGON, la compression de l'EFD commence trop tard (visible sur l'instant où l'amplitude est maximale sur les courants I_{efd} et I_r). Pour une meilleure analogie, il faut modifier le pourcentage de masse ablatée à partir duquel le réseau de fils se met en mouvement. Ensuite, la compression se produit trop rapidement, en environ 300ns au lieu d'environ 550ns dans GORGON. Une résistance de pertes en parallèle de la branche EFD permet de recaler le profil de compression de l'EFD.
- La fin de la compression brusque crée un changement de pente brutal sur les courants I_{efd} , I_r et I_b . La prise en compte de pertes en partie basse du barreau posthole permet de résoudre ce problème.

En prenant en compte les différentes optimisations évoquées ci-dessus, le schéma électrique équivalent au DLCM a été modifié tel que présenté à la Figure 35. Cela a permis de recalibrer les résultats entre SABER et GORGON, comme l'on peut le voir à la Figure 36.

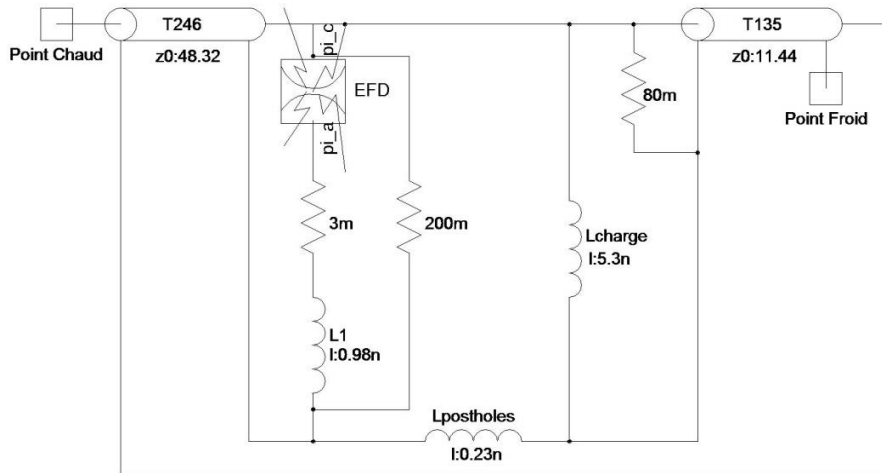


Figure 35 : Schéma équivalent du DLCM avec prise en compte des pertes

Une étude paramétrique portant sur la variation du nombre de fils au niveau de l'EFD a permis de confirmer que le code SABER arrive à simuler le comportement de l'EFD quel que soit le nombre de fils le composant. La Figure 37 montre que les résultats sont comparables jusqu'à la fin de la compression de l'EFD. Après cela, les limites du code apparaissent. En effet, les inhomogénéités entraînant un changement d'impédance de l'EFD en fin de compression ne sont pas simulées avec le code SABER.

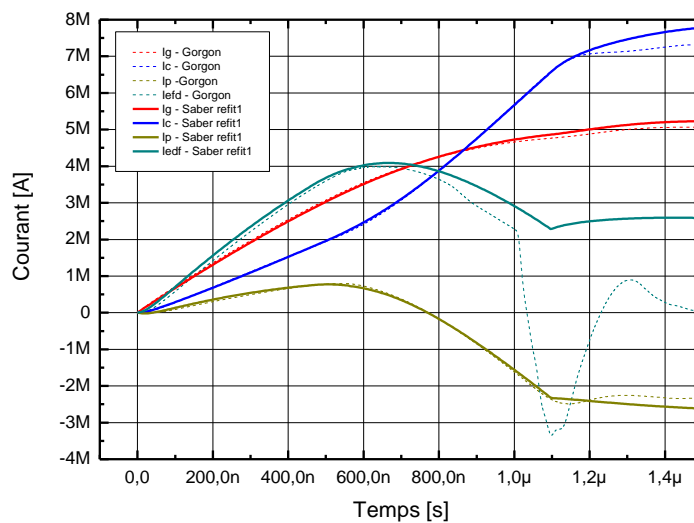


Figure 36 : Recalage SABER - GORGON sur tir en attaque directe

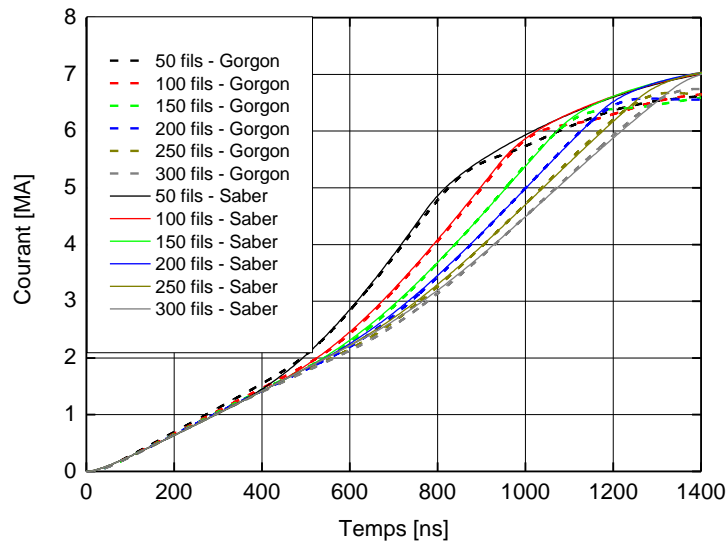


Figure 37 : Comparatif simulation SABER - GORGON en fonction du nombre de fils composant l'EFD

B - Comparaison des résultats avec un tir réel

Les résultats issus des simulations SABER et GORGON ont été comparés à des mesures expérimentales issues d'un tir en attaque directe. La Figure 38 présente l'allure des courants de charge. Les tensions de charge sont de 50kV pour les tirs expérimentaux et les simulations SABER, et 47,5kV pour les simulations GORGON. Plusieurs informations sont à noter :

- Le courant de charge simulé sur SABER et GORGON avec le modèle simplifié du générateur SPHINX majore légèrement les résultats pendant la première microseconde. Par contre, dans ce même laps de temps, le résultat SABER utilisant le modèle complet du générateur est en adéquation avec le résultat du tir SPHINX#812.
- Dans les trois simulations, l'amplitude du courant est supérieure à celle mesurée expérimentalement. Pour être plus représentatif du tir expérimental, il faudrait supposer que l'EFD ne se comprime pas autant qu'espéré (taux de compression de 1,6 en bleu pointillé au lieu de 3,2). Néanmoins, la valeur de 3,2 est gardée pour les simulations suivantes.
- La fin de la compression de l'EFD n'est pas bien prise en compte sur le modèle SABER. Cela explique les divergences après 1 μ s.

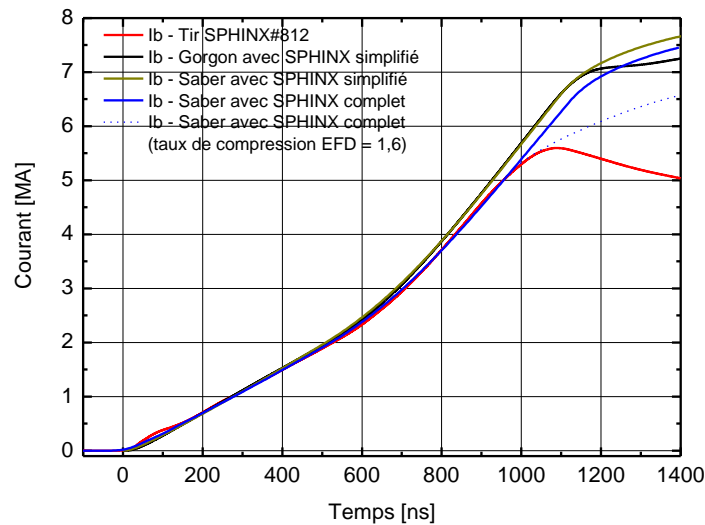


Figure 38 : Comparatif des résultats de simulation SABER et GORGON avec un tir réel (SPHINX#812)

C - Etude paramétrique du DLCM

Le code de type circuit électrique du DLCM présenté précédemment a ensuite été utilisé pour étudier l'influence de certains paramètres du DLCM sur l'allure du courant de charge. Un commutateur, simulé par un interrupteur (résistance interrupteur ouvert = $1\text{M}\Omega$, résistance interrupteur fermé = $1\text{m}\Omega$, durée de fermeture = 1ns), a été ajouté en série avec l'inductance de charge. Cependant, le fonctionnement du code dans ce régime de fonctionnement n'ayant pu être comparé à celui de GORGON pour validation, les résultats présentés ci-après sont seulement comparés entre eux avec pour configuration de référence celle utilisée sur DLCM (tir SPHINX#813).

Les paramètres nominaux utilisés dans ces simulations sont les suivants :

- Générateur SPHINX chargé à 50kV.
- EFD composé de 200 fils en Aluminium $\text{Ø}12,7\mu\text{m}$, hauteur 43mm.
- Inductance de charge géométrique égale à 5,3nH.
- Taux de compression de 3,2.
- Fermeture du commutateur au maximum du courant circulant dans l'EFD.

1) Inductance de charge

La Figure 39 présente l'influence de la valeur de l'inductance de la charge sur l'amplitude du courant la traversant. Nous remarquons que le courant de charge est d'autant plus élevé que la valeur de cette inductance est faible, et ce de façon non-linéaire. Il apparaît donc inévitable d'optimiser la géométrie de la charge afin de minimiser au mieux son inductance (actuellement 5,3nH). Cette optimisation ne doit, toutefois, pas entraîner un dimensionnement avec des distances trop faibles. Ces dernières ne permettraient plus d'assurer une isolation suffisante sous peine de créer un court-circuit en entrée de la charge. Un compromis est donc à trouver entre valeur d'inductance de charge et isolement électrique.

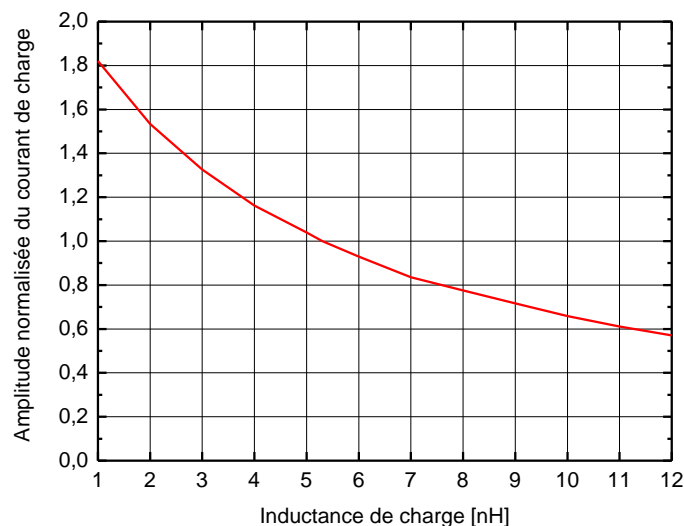


Figure 39 : Amplitude du courant de charge en fonction de la valeur de son inductance

2) Taux de compression de l'EFD

Le taux de compression, calculé par le biais du rapport du rayon initial du réseau de fils de l'EFD sur celui du tube central, est théoriquement de 5,4 dans la configuration actuelle. Toutefois, un recalage du code SABER avec les résultats du code GORGON montre qu'un taux de compression de 3,2 rend mieux compte des instabilités présentes en fin de compression du réseau de fils sur le tube central. La Figure 40 montre qu'un taux de compression inférieur à 3 semble néfaste au fonctionnement du DLCM.

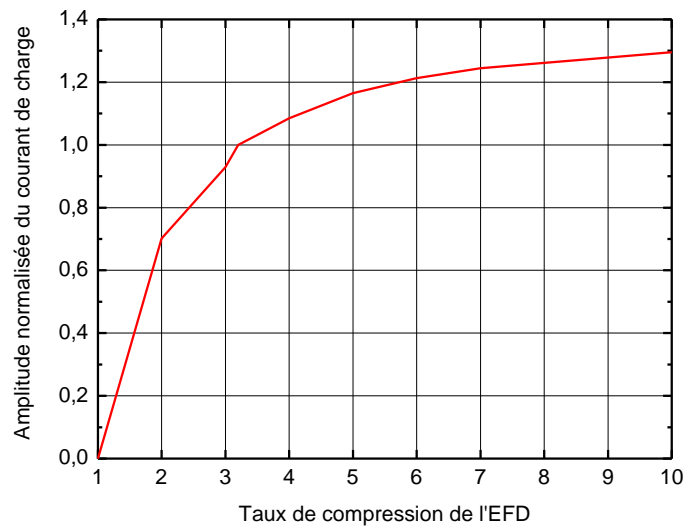


Figure 40 : Amplitude du courant de charge en fonction du taux de compression de l'EFD

3) Longueur des fils de l'EFD

La hauteur du réseau de fils est actuellement de 43mm. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 41, augmenter cette distance permettrait d'améliorer les performances du DLCM. Cependant, dans la configuration actuelle, les ouvertures de visée des différents diagnostics sont alignées avec la zone de la charge, ce qui est intéressant en cas de futur test de charge Z-pinch connectée en aval du DLCM.

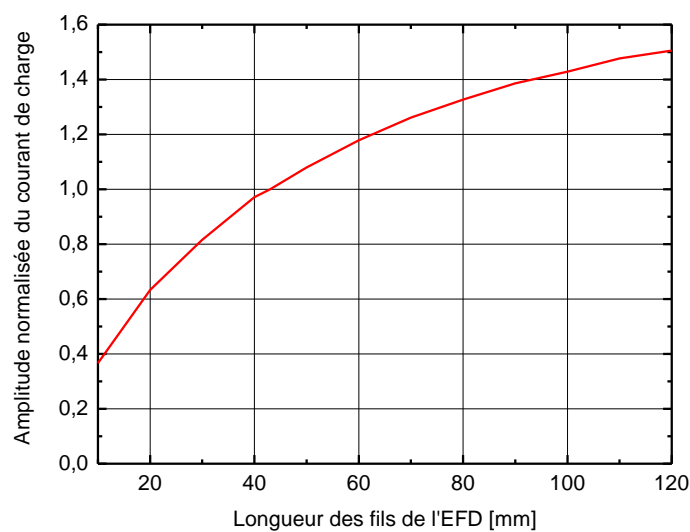


Figure 41 : Amplitude du courant de charge en fonction de la longueur des fils de l'EFD

La longueur des fils est donc restée telle quelle pour l'instant. Il faut cependant garder à l'esprit que ce paramètre pourra, par la suite, être modifié lors de la phase d'optimisation des performances du DLCM.

4) Nombre de fils de l'EFD

La Figure 42 montre que le nombre de fils a peu d'influence sur l'amplitude du courant de charge. Par ailleurs, tout comme le montre la Figure 37 lors d'une étude en configuration « attaque directe », le front de montée se raidit à mesure que le nombre de fils diminue. Dans la configuration actuelle, un nombre de fils fixé à 200 semble un bon compromis entre le gradient du courant de charge et son amplitude.

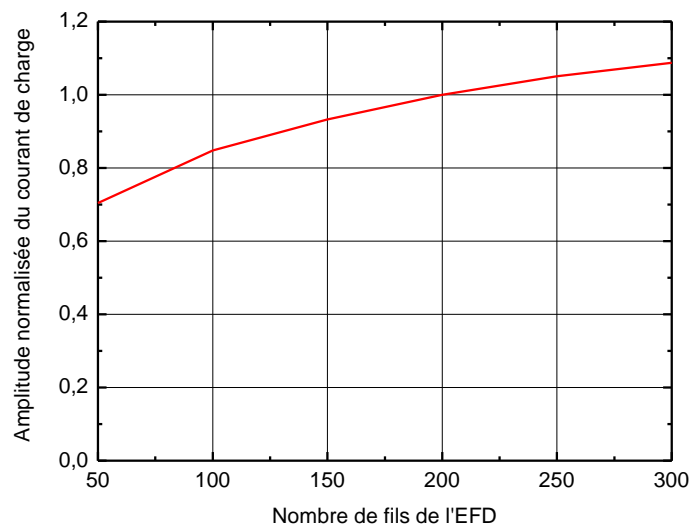


Figure 42 : Amplitude du courant de charge en fonction du nombre de fils de l'EFD

III - Conclusion du chapitre 2

Le principe de fonctionnement du DLCM vient d'être présenté dans ce chapitre. Ce dispositif a pour objectif de modifier le profil de courant en sortie de générateurs peu inductifs comme le générateur SPHINX. Les performances recherchées sur ce générateur sont l'atteinte d'une intensité de courant supérieure à 6MA avec un temps de montée de l'ordre de 300ns.

Un modèle basé sur un code de type circuit électrique a été amélioré et comparé à des résultats expérimentaux et de simulations à partir du code MHD GORGON 3D. Ce code électrique, toujours en phase d'optimisation, présente un intérêt important pour le pré-dimensionnement rapide du DLCM.

Une première étude paramétrique a permis de comprendre l'influence de quelques paramètres du DLCM sur le courant délivré à la charge. Nous avons alors remarqué que des augmentations de performances sont possibles, mais les contraintes liées à ces optimisations sont importantes voir peu réalistes (taux de compression =10 par exemple) comparé au peu de gain estimé.

Les résultats ont montré qu'il est possible, grâce au code circuit présenté, d'optimiser la géométrie du DLCM et ainsi accroître de façon non négligeable les performances de ce dispositif.

Chapitre 3 :
Un organe essentiel du DLCM :
le commutateur à fermeture sous vide

Le fonctionnement théorique du DLCM présenté au chapitre précédent a montré l'importance d'un des principaux composants : le commutateur à fermeture sous vide. Cet élément, qui permet d'isoler la charge utile du DLCM durant la première phase de fonctionnement, doit être capable de supporter un profil de tension bien particulier.

Après avoir détaillé la provenance du profil de tension de référence à appliquer aux bornes du commutateur, nous présenterons le banc de test permettant de reproduire ce profil particulier.

Ensuite, nous expliquerons le dimensionnement de deux types de commutateurs à fermeture sous vide : l'un basé sur le claquage surfacique d'un isolant et l'autre sur le claquage volumique de l'espace inter-électrodes en régime multicanaux. Pour chacun des deux commutateurs, nous allons détailler les phases de conception, de dimensionnement à l'aide d'un logiciel de simulations électrostatiques puis de validation en environnement non perturbé sur le banc de test.

I - Profil de tension de référence du commutateur à fermeture sous vide

Le premier prototype de DLCM, dimensionné pour le générateur SPHINX, date de 2008. Cet essai, effectué sans charge ni commutateur à fermeture, avait pour but de valider géométriquement la partie haute du DLCM en analysant les éventuelles pertes engendrées par le réseau de lignes de ce dernier, et de connaître le profil de tension par le biais d'une mesure au niveau de l'emplacement du futur commutateur à fermeture sous vide pour ensuite le dimensionner.

A - Présentation de la géométrie utilisée

La Figure 43 présente une vue en coupe de la géométrie utilisée lors de ce tir SPHINX#691.

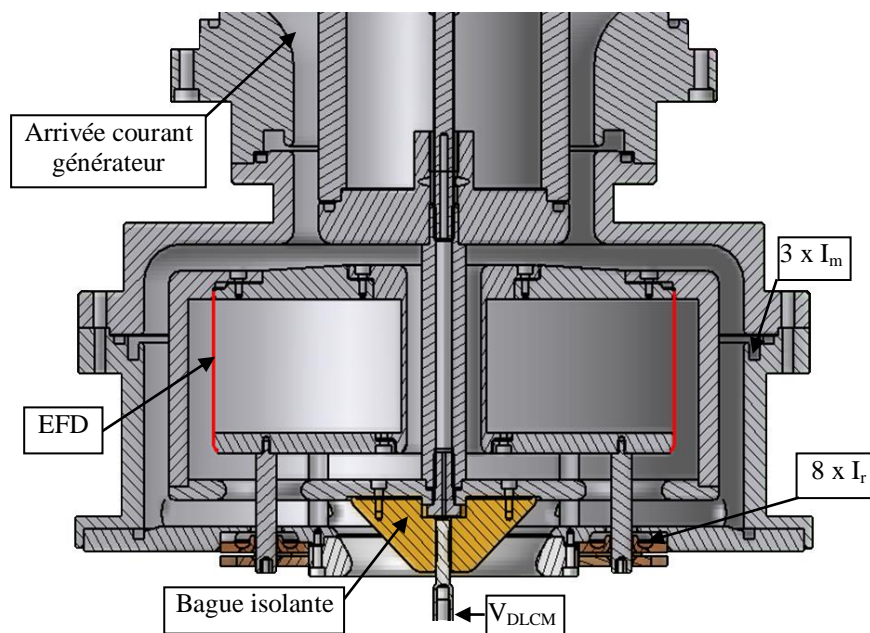


Figure 43 : Géométrie du tir SPHINX#691

Le courant délivré par le générateur arrive en partie haute du DLCM. Se trouve ensuite un réseau d'électrodes englobant l'EFD. Ce dernier, visible à la Figure 44, est composé de 300 fils en aluminium 5056 de $12,7\mu\text{m}$ de diamètre et de 50mm de haut sur un diamètre de 184mm. Ces dimensions lui confèrent une masse de 5,03mg. Avec cette hauteur de l'EFD, il est possible d'utiliser les lignes de visée des divers diagnostics en cas de montage de charge Z-pinch sur le DLCM. La convolute, composée de 8 barreaux posthole, permet de connecter l'EFD au DLCM. En partie basse se trouve la sortie du DLCM où devront être connectés le

commutateur à fermeture sous vide et la charge utile. Cette dernière est, lors de ce tir, un circuit ouvert avec une bague isolante. Les condensateurs du générateur SPHINX sont chargés à 60kV. Une pré-impulsion, semblable à celle présentée au paragraphe II du Chapitre 1, est réalisée.

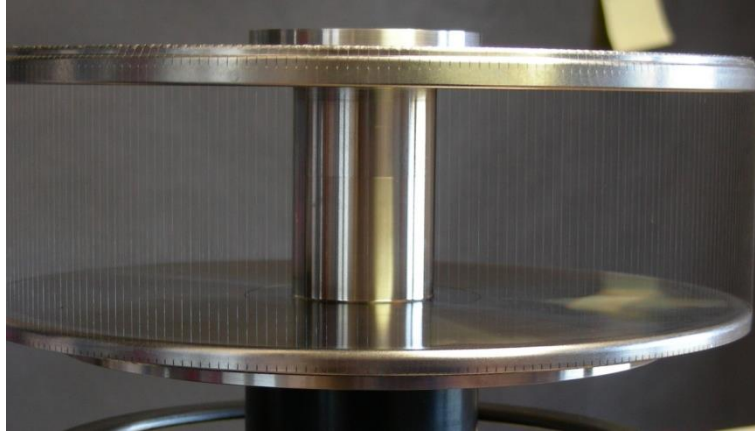


Figure 44 : Réseau de fils de l'extrudeur de flux dynamique (EFD)

B - Instrumentation du DLCM

Pour le tir SPHINX#691, des mesures de courant, présentées en détail au paragraphe I du Chapitre 4, sont effectuées en partie médiane du DLCM (3 B-dots à 120° pour mesurer le courant I_m) et au niveau des barreaux posthole (8 bobines de Rogowski pour mesurer le courant I_r). De plus, l'allure temporelle de la tension est évaluée à l'emplacement du futur commutateur à fermeture (V_{DLCM} sur la Figure 43). La Figure 45 représente le DLCM monté en partie centrale du générateur SPHINX. On peut y observer les mesures de courants des barreaux posthole (I_r) ainsi que le diviseur résistif utilisé pour la mesure de tension.

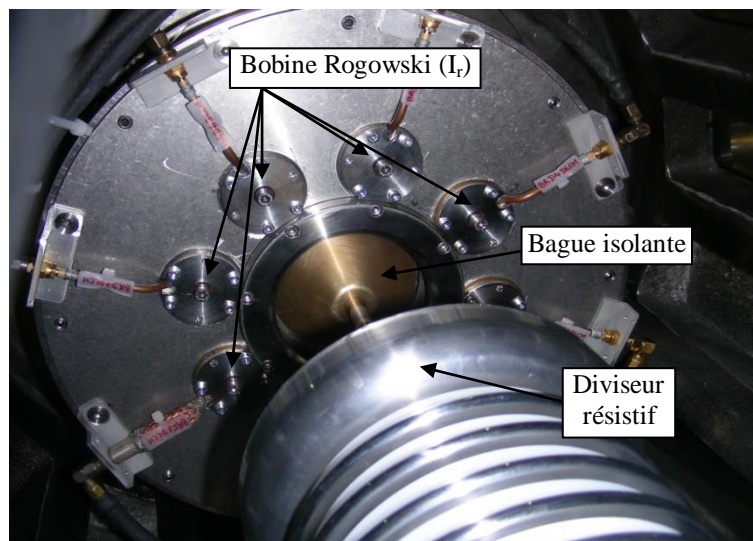


Figure 45 : DLCM monté en partie centrale du générateur - tir SPHINX#691

C - Résultat des mesures

La Figure 46 présente l'allure des courants mesurés au niveau du DLCM ainsi que l'allure de la tension aux bornes du commutateur à fermeture sous vide enregistrée à partir d'un diviseur résistif.

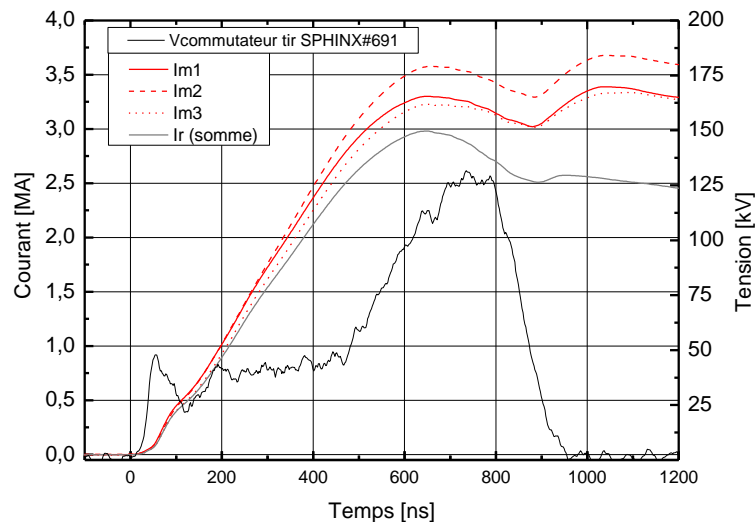


Figure 46 : Mesures de courants et tension - tir SPHINX#691

L'allure des courants sera analysée au paragraphe II du Chapitre 4. Nous nous intéressons, ici, uniquement au profil de tension qui peut être décomposé en deux parties :

- Tout d'abord, un plateau de tension d'environ 40kV, pendant 500ns correspond à la phase d'ablation des fils de l'EFD. Il est gouverné par la composante de tension LdI/dt avec L l'inductance équivalente du circuit et I le courant traversant l'EFD.
- Ce plateau est suivi d'un front de montée de tension d'environ 250kV/ μ s jusqu'à la valeur de 130kV, correspondant à la phase d'implosion du plasma, amplifié par la composante IdL/dt .

Cette courbe a servi de référence pour dimensionner les deux types de commutateurs à fermeture.

II - Banc de test utilisé pour les essais

A - Analyse du profil de tension à reproduire

L'objectif est d'utiliser un banc de test pour éprouver, dans un environnement dépourvu de perturbations (ultra-violets (UV), plasma...), différents types de commutateurs à fermeture sous vide. Pour cela, la mesure de tension (présentée au paragraphe précédent) sert de référence.

Il est important de noter, au cours des différents autres tirs DLCM, l'absence du système de pré-impulsion, source potentielle de perturbations. Il en découle une modification du profil de tension présent à l'emplacement du commutateur dans le DLCM. En effet, sans cette pré-impulsion, la résistance équivalente de l'EFD, avant que le réseau de fils ne se transforme en plasma (premières dizaines de nanosecondes), est différente. Cela engendre une surtension plus importante lors de la création du plateau de tension.

L'analyse des dérivées des signaux de courants circulant dans la charge permettent de déterminer l'allure de la tension en partie terminale du DLCM lors de tirs en attaque directe sans pré-impulsion¹. La Figure 47 montre que la surtension en début de plateau peut atteindre 65% de la valeur du plateau en l'absence de pré-impulsion, contre 35% avec cette dernière.

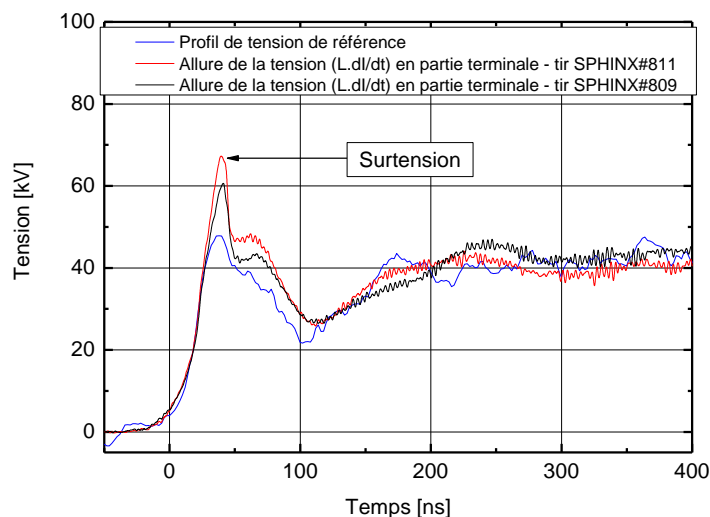


Figure 47 : Analyse de la surtension en début du plateau de tension généré en sortie du DLCM

¹ Il est possible de remonter au profil de tension en utilisant la relation : $U=L.dI/dt$

Les tirs fournissant l'amplitude de la surtension ont eu lieu après le dimensionnement et le test du commutateur surfacique présenté au paragraphe suivant. Les profils de tension utilisés sur le banc de test ont finalement les caractéristiques suivantes :

- 35% de surtension pour le dimensionnement du commutateur surfacique.
- 35% et 65% de surtension pour l'étude du commutateur volumique.

B - Dimensionnement du banc de test

La solution choisie pour la reproduction du profil de tension de référence présenté à la Figure 46, repose sur l'utilisation de deux générateurs. Ces derniers permettent de séparer les deux types de forme d'onde. Le plateau de tension est réalisé grâce à la décharge d'un condensateur (C_p) à travers une résistance de grande valeur (R_q) par l'intermédiaire d'un éclateur pressurisé auto-déclenché. La résistance R_o permet de faire varier l'amplitude de la surtension. Avec $R_o=100\Omega$, cette dernière atteint 35% de la valeur de l'amplitude du plateau de tension contre 65% sans cette résistance. La deuxième partie du profil de tension utilise un générateur haute-tension réalisé chez ITHPP (ancien générateur trigger d'un prototype LTD 100ns). Il génère une impulsion de tension de polarité opposée à celle du plateau. Le front de montée de ce générateur d'impulsion étant 10 fois trop rapide, l'ajout du condensateur C_t ($C_t=4,2nF$) crée un filtre LC (avec L l'inductance du câble) qui permet de ralentir le front de montée de l'impulsion. Le dispositif sous test, au potentiel flottant, est ainsi soumis à la somme des deux impulsions qui forment le profil de tension souhaité. Le schéma électrique équivalent est présenté en Figure 48.

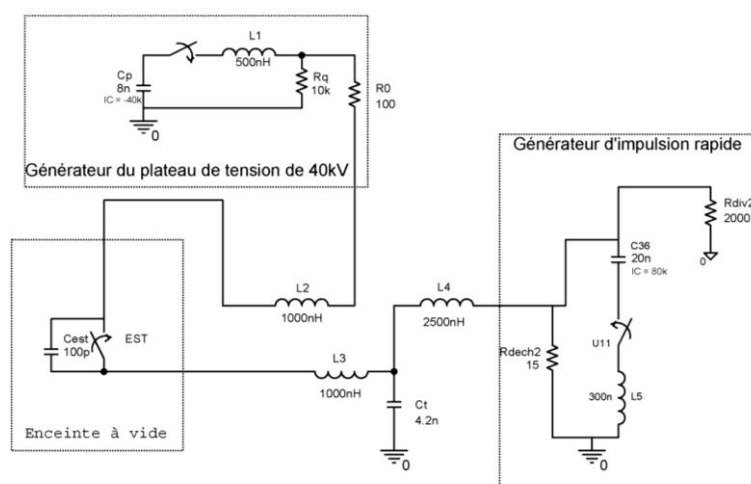


Figure 48 : Schéma électrique du banc de test utilisé pour reproduire le profil de tension de référence aux bornes du commutateur

Les inductances L1 à L4 correspondent aux inductances équivalentes des câbles utilisés pour raccorder les différents éléments¹.

C - Présentation du banc de test

Le schéma de principe de la Figure 49 détaille le banc de test. L'enceinte sous vide de 40cm de diamètre et 36cm de haut reçoit le commutateur à tester sous une pression comprise entre $2 \cdot 10^{-5}$ et $8 \cdot 10^{-5}$ mbar. Les deux générateurs, identiques à la simulation précédente, sont utilisés. Deux bacs de charge ont pour rôle de protéger les alimentations et de décharger les différents condensateurs lors de l'arrêt des essais (système de mise à la terre). Une résistance de charge, R_c , limite le courant de charge du condensateur C_p .

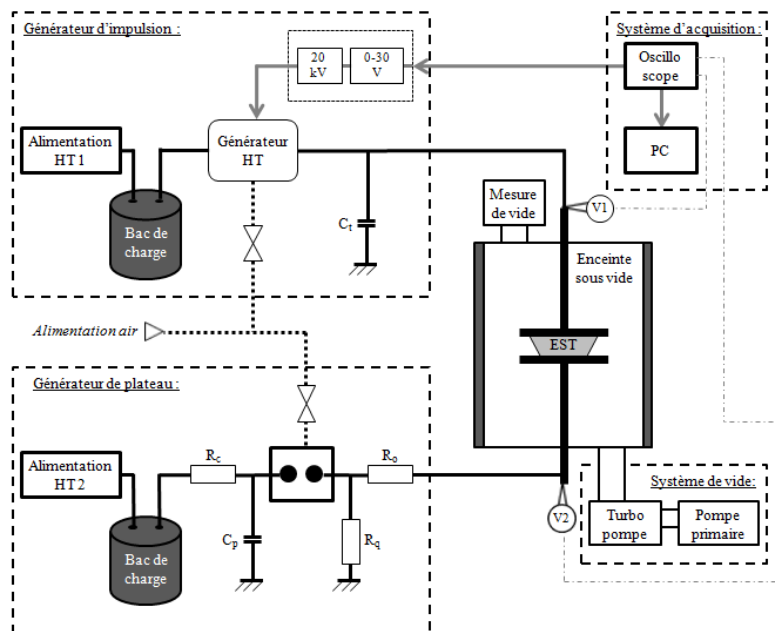


Figure 49 : Schéma de principe du banc de test utilisé pour reproduire le profil de tension de référence aux bornes du commutateur

Un diviseur résistif et un capacitif, chacun connecté à une extrémité de l'enceinte, permettent de connaître précisément l'allure et l'amplitude de la tension aux bornes du commutateur testé. La bande passante de ces diviseurs est respectivement de 0-50MHz et 100kHz-20MHz, suffisante par rapport à la fréquence de coupure haute de l'impulsion (environ 7MHz^2). Ils sont connectés à un système d'acquisition composé d'un oscilloscope TEKTRONIX TDS744A (500MHz, 2Gs/s) et d'un ordinateur pour le traitement des données mesurées. Ce dernier permet, entre autres, de compenser numériquement la décroissance

¹ L'inductance linéaire d'un câble dénudé avec retour de courant éloigné est approximée à $1\mu\text{H/m}$.

² $f \approx 0,35/t$ avec t le temps de montée du front le plus rapide, ici $t \sim 50\text{ns}$.

exponentielle liée à la fréquence de coupure basse du diviseur capacitif. Le générateur d'impulsion est commandé via différents circuits de mise en forme du signal. Il en résulte un délai de traitement de ce signal de commande d'environ 1400ns. Le plateau de tension, plus long que celui de référence, a pour conséquence de contraindre un peu plus le commutateur testé que lors d'un tir DLCM sur le générateur SPHINX.

La Figure 50 regroupe les formes d'onde de tension mesurée lors du tir DLCM SPHINX#691, simulée et issue du banc de test.

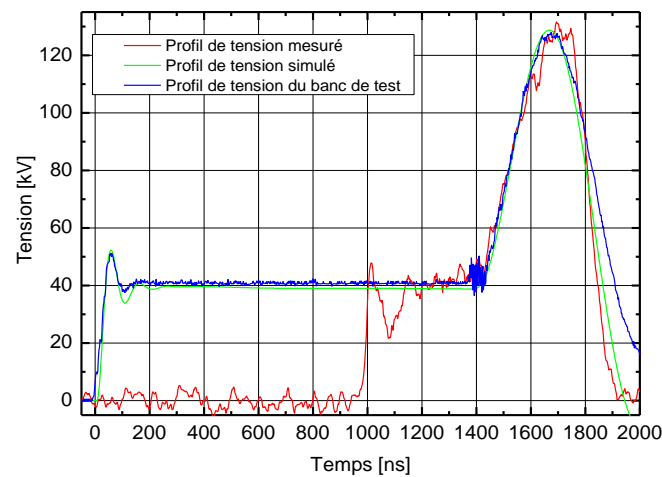


Figure 50 : Profils de tension aux bornes du commutateur. Comparaison entre banc de test, simulation et mesure de référence issue du tir SPHINX#691

III - Le commutateur surfacique sous vide

Pour un fonctionnement optimal, le DLCM doit disposer d'un commutateur à fermeture sous vide ayant une inductance équivalente la plus faible possible. L'utilisation d'un commutateur basé sur le claquage surfacique d'une interface isolante a semblé un choix judicieux. Cependant, lors des premiers essais DLCM (tirs SPHINX#694, SPHINX#775, SPHINX#793 et SPHINX#795) sur charge à inductance fixe, les limites de fonctionnement du commutateur utilisé (noté par la suite commutateur CS1) sont rapidement apparues.

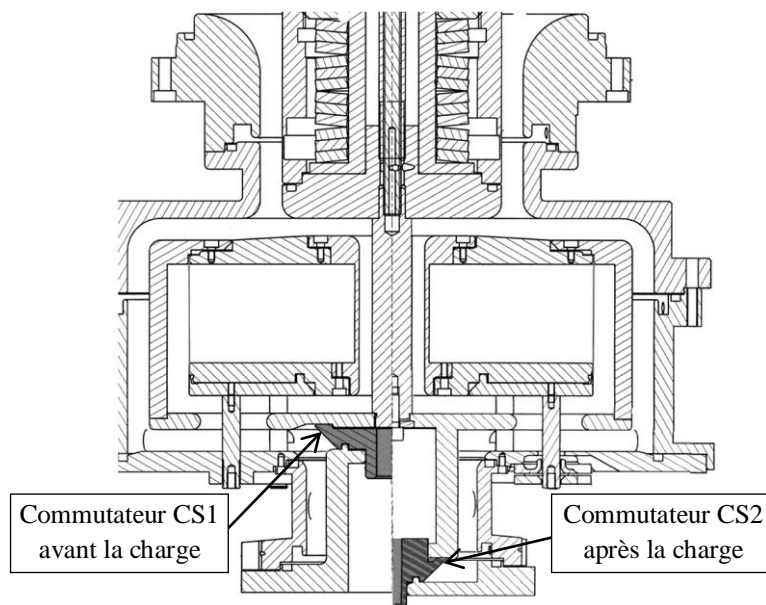


Figure 51 : Schéma de principe de l'emplacement des commutateurs CS1 et CS2

Une étude de dimensionnement de ce type d'interfaces isolantes sous vide suivie de simulations électrostatiques a alors permis de concevoir un commutateur plus compact, pouvant être connecté après une charge à inductance fixe (comme sur la Figure 51). Il sera appelé, par la suite, commutateur CS2. Avant d'intégrer ce dernier sur SPHINX lors d'un tir DLCM, son fonctionnement a été validé sur le banc de test.

A - Etat de l'art des interfaces isolantes sous vide

Les interfaces isolantes sont, la plupart du temps, utilisées comme maintien mécanique dans de nombreuses machines nécessitant la présence de hautes tensions dans des zones maintenues sous vide.

La tenue en tension de ces isolants dépend de nombreux paramètres relatifs à l'interface elle-même, comme :

- Ses propriétés intrinsèques : son matériau, sa géométrie, sa finition, la qualité de son contact avec les électrodes...
- La forme d'onde de tension appliquée : son niveau, sa polarité, sa durée, sa répétabilité...
- Son conditionnement (nettoyage, état de surface, claquages antérieurs...), son exposition à diverses perturbations (essentiellement les ions et les UV).

C'est pourquoi, dans les générateurs haute-tension, cet élément est considéré comme le maillon critique de la chaîne. Il peut s'avérer déterminant au niveau des performances de la machine. Par conséquent, depuis plusieurs décennies, de nombreuses études liées aux interfaces isolantes permettent de comprendre le mécanisme de claquage en surface et de pouvoir au mieux les dimensionner [62]–[65].

Tous les auteurs s'accordent à dire que, dans un environnement non perturbé (plasma, UV,...), le mécanisme de claquage en surface de l'interface s'initie par une émission électronique située au niveau du point triple coté cathode (point de jonction entre l'isolant, le vide et l'électrode cathode). Dans le cas où le champ électrique n'est pas homogène, cette émission peut apparaître aussi au point triple côté anode [65].

Pour ce qui est de la propagation du phénomène amenant au claquage surfacique d'isolants sous vide, de nombreuses théories s'opposent dans la littérature. Anderson propose, dans [66], une description détaillée de ces différentes théories. Le mécanisme le plus généralement accepté est celui de l'avalanche électronique le long de la surface de l'isolant [65], [66]. Certains électrons émis au niveau du point triple cathode viennent collisionner avec la surface de l'interface, libérant d'autres électrons par émission secondaire. Ces derniers impactent à nouveau l'isolant créant, par réaction en chaîne, le phénomène d'avalanche électronique d'électrons secondaires. S'en suit le claquage de l'interface. La Figure 52 schématise ces différentes étapes.

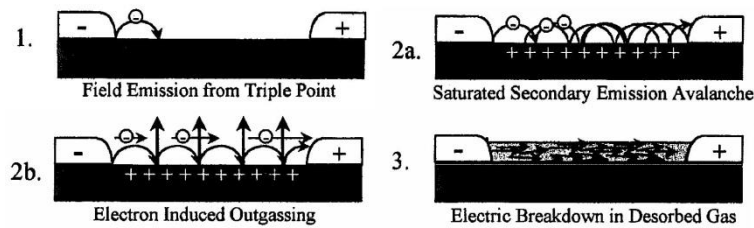


Figure 52 : Processus de claquage d'un isolant sous tension [67]

Le claquage étant généralement initié à partir du point triple, cette région a fait l'objet d'études détaillées [68], [69]. Cela explique le fait que le contact du point triple doit être le plus soigné possible pour éviter tout renforcement de champ non désiré [70]. Cela est possible en utilisant des électrodes et interface avec un état de surface (R_a^1) inférieur à 0,8 [71], [72].

En 1971, J.C. Martin compare les résultats expérimentaux de I.D. Smith, Watson et al., Glock et al., et Milton [64]. L'analyse de ces résultats montre que le seuil de claquage d'une interface sous vide est lié à son aire et au temps de montée de l'impulsion de tension (lorsque ce dernier est compris entre 20ns et 200ns). Selon lui, la qualité du contact au niveau des points triples joue à 10% sur la tenue en tension. Grâce à la formule empirique de J.C. Martin, il est aujourd'hui possible de connaître le champ électrique de claquage d'une interface à 45° en fonction de son aire et des caractéristiques temporelles de l'impulsion qui lui est appliquée.

Des travaux ont également été entrepris pour étudier l'influence du matériau polymère utilisé pour la conception de l'interface. Il en ressort que le matériau a une influence notable sur la tenue en tension de l'interface [71]. Ces études démontrent qu'un lien existe entre la permittivité relative du polymère jouant le rôle d'interface et sa tenue en tension [65]. Cela semble s'expliquer par le fait que l'augmentation de la permittivité relative du matériau utilisé pour l'interface affecte directement la répartition des lignes de champ électrique dans l'espace inter-électrodes, créant une augmentation du champ électrique au niveau des points triples. Or, il est préconisé dans la littérature de ne pas dépasser les 30kV/cm au niveau du point triple cathode [73].

Par ailleurs, il semble évident que la géométrie de l'interface a un lien direct avec sa tenue en tension. De nombreuses variantes ont été testées [74]–[76]. Néanmoins, de par sa simplicité de fabrication, l'interface à 45° reste la plus répandue [77]–[79]. Lorsqu'elle est utilisée en montage conventionnel, c'est-à-dire avec la base du cône côté cathode (Figure 53),

¹ En mécanique, l'écart moyen arithmétique R_a est le paramètre le plus utilisé pour caractériser la rugosité d'une surface. Il correspond à la moyenne intégrale des écarts en valeur absolue, en μm .

sa tenue en tension peut être jusqu'à 5 fois supérieure à celle d'un cylindre de même épaisseur (valeur expérimentale relevée pour un front de montée de $5\mu\text{s}$) [71]. La Figure 53 représente la tenue en tension d'une interface pour différentes valeurs d'angle et différents matériaux. On peut ainsi constater que la valeur optimale de l'angle varie en fonction du matériau constituant l'interface. Globalement cette valeur est bien voisine de 45° .

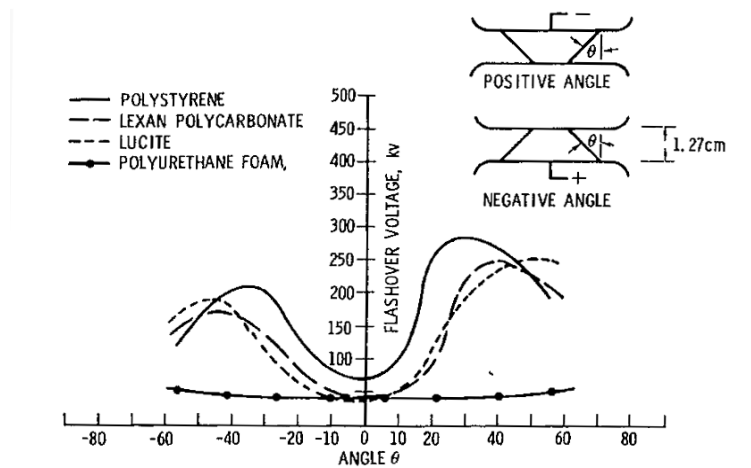


Figure 53 : Tension de claquage en fonction de l'angle de l'interface pour différents isolants pour une impulsion ayant un front de montée de $5\mu\text{s}$ [71]

Dans les systèmes fonctionnant avec des tensions de plusieurs centaines de kilovolts, plusieurs interfaces à 45° empilées permettent de maintenir la tenue en tension. Comme le montre la Figure 54, cette configuration étant moins encombrante, elle est par conséquent moins inductive. Ceci est préférable pour les performances du générateur [77]–[79]. Ce paramètre compense le fait que la configuration multi-étages a une tenue en tension inférieure à la configuration mono-étage.

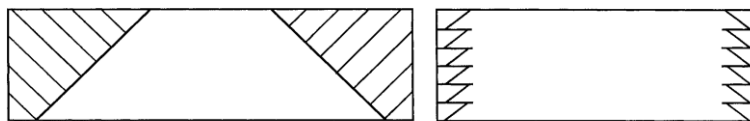


Figure 54 : Exemple d'interfaces à 45° mono-étage et multi-étages [80]

L'enjeu ici est d'utiliser les différents critères de dimensionnement d'interfaces sous vide connus à ce jour (détaillés au paragraphe III de ce chapitre) pour concevoir un éclateur surfacique dont les performances permettraient une adaptation au DLCM. Un compromis doit donc être trouvé entre encombrement minimal et tension de claquage élevée.

B - Dimensionnement d'un commutateur à fermeture surfacique sous vide par simulations électrostatiques

Deux critères de dimensionnement d'interfaces isolantes sont généralement utilisés. Ces derniers sont valables dans les cas où la répartition des lignes de champ électrique dans la zone concernée est relativement homogène.

Le premier fait référence à une valeur seuil (ou critique) de champ électrique parallèle à l'interface au niveau du point triple cathode. Cette valeur de 30kV/cm est souvent préconisée dans la littérature [73].

Le deuxième critère à prendre en compte lors du dimensionnement d'un commutateur est celui de J.C. Martin [64]. Ce critère permet d'estimer le champ de claquage E_{bd} (kV) du commutateur pour des impulsions de plusieurs dizaines de nanosecondes de temps de montée. I. Smith [80] a affiné ce critère pour des impulsions d'environ 200ns.

$$E_{bd} = K.t_{85\%}^{-1/4} . A^{-1/10} \quad (27)$$

Avec $K=120$,

$t_{85\%}$: temps (en μs) pendant lequel la tension est supérieure à 85% de la tension maximale de l'impulsion,

A : aire (en cm^2) du commutateur.

Dans sa thèse, G. Avrillaud [44] a adapté cette équation pour des impulsions supérieures à 200ns en remplaçant $K=120$ par $K=111$.

L'impulsion de tension utilisée dans notre cas est composée d'un plateau de tension de 500ns suivi d'une rapide montée en potentiel pendant environ 200ns. C'est pourquoi l'équation proposée par G. Avrillaud pour la partie plateau de tension et celle proposée par I. Smith pour l'impulsion rapide sont utilisées.

Des simulations électrostatiques ont été réalisées pour les deux versions de commutateur à fermeture surfacique sous vide. La Figure 55 représente une vue 2D axisymétrique de la géométrie du commutateur CS1. L'interface en polyéthylène (permittivité relative de 2,3) en rouge est un cône à 45°, tronqué, de 11,5mm de haut et de 72mm de diamètre à la base. La géométrie des électrodes (en gris) permet de réduire la valeur du champ électrique à proximité des points triples anode et cathode. Par exemple, l'ergot présent sur l'anode agit sur la valeur du champ électrique au point triple anode.

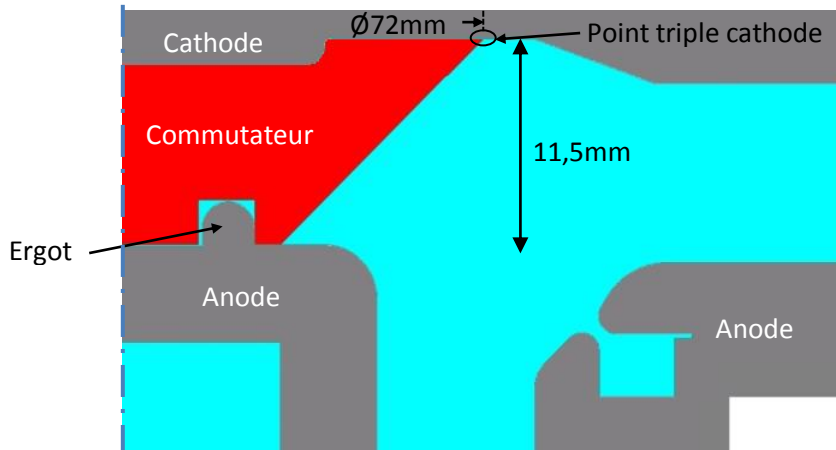


Figure 55 : Géométrie du premier commutateur surfacique (CS1) (tir SPHINX#793)

La Figure 56 représente la géométrie du commutateur CS2, optimisée suite à des simulations successives afin de trouver les meilleurs compromis en termes de champ électrique parallèle à l'interface et d'encombrement.

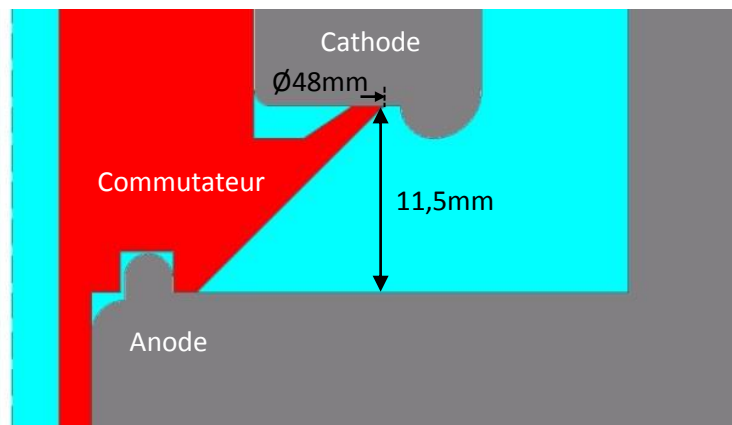


Figure 56 : Géométrie du commutateur surfacique optimisé (CS2)

Les Figures 57 et 58 représentent respectivement la répartition équipotentielle et le champ électrique issus des résultats de la simulation électrostatique lorsqu'une tension statique de 50kV est appliquée aux bornes du commutateur. Cette tension, légèrement supérieure au plateau de tension du « profil de tension de référence », permet de dimensionner le commutateur de sorte qu'il ne se ferme que lors de la montée en potentiel après 500ns.

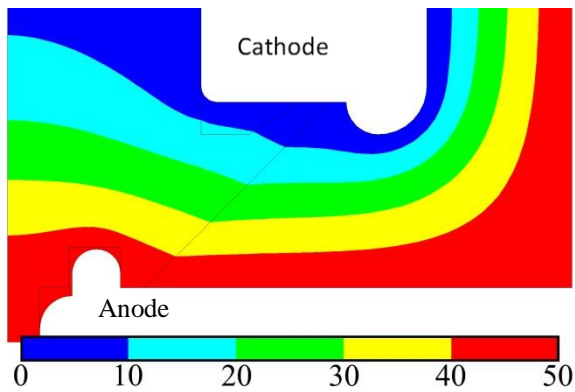


Figure 57 : Répartition équipotentielle au niveau du commutateur CS2 (en kV)

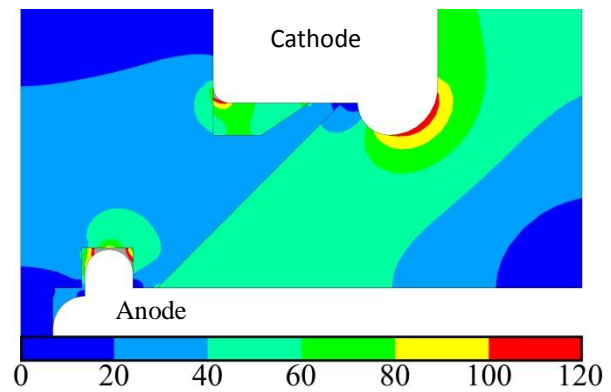


Figure 58 : Champ électrique au niveau du commutateur CS2 (en kV/cm)

L'électrode anode reprend la géométrie du commutateur CS1, en particulier l'ergot dont le rôle est de réduire la valeur du champ électrique au point triple anode. La conception de l'électrode cathode permet elle-aussi de maintenir une répartition de potentiel la plus uniforme possible au niveau de la surface du commutateur (Figure 57). Elle est également étudiée pour protéger au mieux le point triple cathode (champ électrique parallèle aussi faible que possible dans cette zone) tout en minimisant le champ électrique en surface de l'électrode cathode en amont du commutateur. En effet, grâce au retour d'expérience obtenu sur le générateur LTD-1MV [7] notamment, l'ordre de grandeur de seuil d'émission électronique sous vide est estimé entre 250 et 300kV/cm en fonction de l'état de surface des électrodes. Le champ électrique maximum de 120kV/cm observé en Figure 58 est bien en deçà de cette limite.

Sur la Figure 59, les valeurs de champ électrique parallèle à la surface des deux versions de commutateurs sont comparées en partant de l'anode (électrode basse) vers la cathode (électrode haute). Malgré des profils différents, les valeurs de champ électrique au niveau des points triples sont sensiblement les mêmes pour les deux commutateurs. Cependant, pour le commutateur optimisé CS2, il apparaît que, excepté à proximité du point triple cathode, le champ électrique parallèle est plus uniforme tout au long de la surface comme préconisé dans [73].

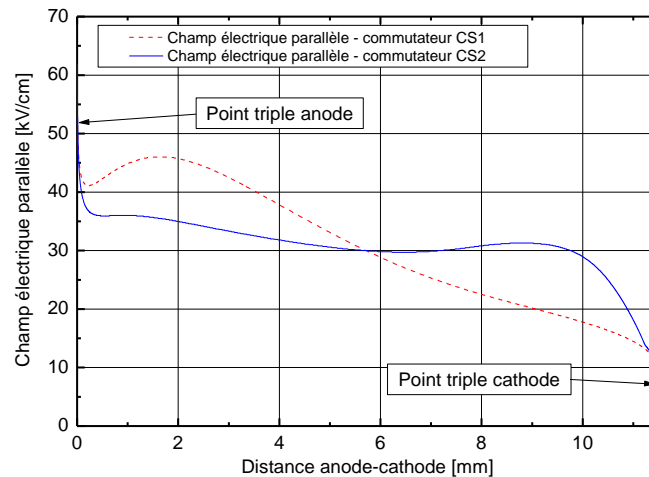


Figure 59 : Evolution du champ électrique parallèle à la surface des deux commutateurs surfaciques en fonction de la distance entre l'anode et la cathode

De plus, le critère de Martin laisse présager une augmentation de la tension à partir de laquelle le claquage est censé se produire pour le commutateur CS2. Les estimations de champ électrique de claquage du commutateur issues du critère de Martin sont regroupées dans le Tableau 2. Ces valeurs permettent de penser que ce nouveau commutateur a de fortes chances d'être plus performant en termes de tenue en tension, tout en étant plus compact.

Version du commutateur	E_{bd}	
	Plateau @ 50kV	Front rapide @100kV
CS1	96,9kV/cm	139kV/cm
CS2	102kV/cm	147kV/cm

Tableau 2 : Estimation du champ électrique de claquage pour les deux versions de commutateur surfacique selon le critère de claquage de Martin [73]

C - Caractérisation expérimentale du commutateur surfacique sous vide sur banc de test

Le banc de test présenté au paragraphe I de ce chapitre a permis de caractériser le fonctionnement électrique du commutateur.

Le commutateur, visible sur la Figure 60, réalisé en polyméthacrylate de méthyle (ou en anglais PolyMethyl MethAcrylate : PMMA) mesure 48mm de diamètre en base de cône et 11,5mm de haut. Le choix s'est porté sur ce matériau car il est plus rigide que le polyéthylène ou le polycarbonate, par exemple, et permet un meilleur usinage afin d'obtenir des côtes précises utiles pour un contact optimum au niveau des points triples. De plus, il se prête mieux au polissage pour obtenir un état de surface avec un Ra inférieur à 0,8 [72]. Enfin, avec

une constante diélectrique de 2,6, l'impact du PMMA sur les lignes de champ électrique est moins important qu'avec du polycarbonate (constante diélectrique de 3).

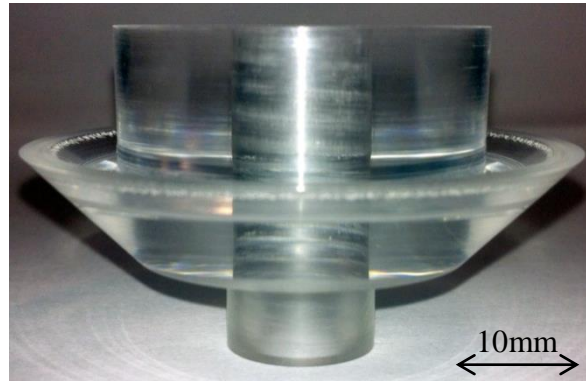


Figure 60 : Interface isolante en PMMA

La Figure 61 représente une vue en coupe en 3D du commutateur surfacique, incluant l'interface isolante et les électrodes (en acier inoxydable) conçues spécialement pour ces essais. Du fait des faibles énergies commutées lors d'un tir sur le banc de test, le commutateur n'est pas endommagé et ne nécessite pas de soins particuliers. C'est pourquoi le même exemplaire a subi l'ensemble des expérimentations.

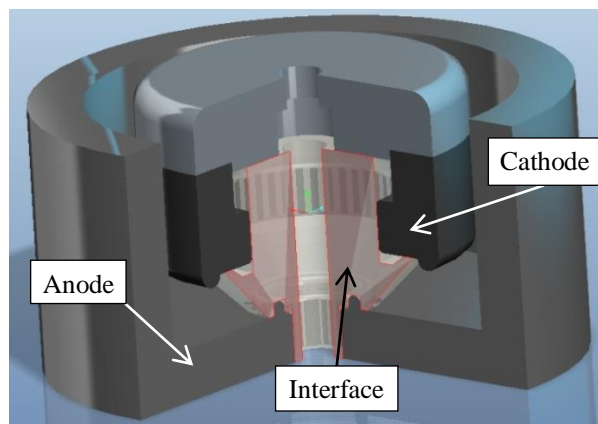


Figure 61 : Vue en coupe 3D du commutateur surfacique incluant l'interface isolante et les électrodes

Le protocole expérimental est le suivant :

- Deux séries successives de 5 tirs sont effectuées avec un vide compris entre $2 \cdot 10^{-5}$ et $8 \cdot 10^{-5}$ mbar dans l'enceinte de test.
- Chaque tir est espacé de 30 minutes avec le suivant pour minimiser toute influence d'un tir sur le suivant.

- Avant chaque série, le commutateur est démonté et nettoyé. L'utilisation de l'alcool apportant un risque de microfissures du PMMA, le nettoyage est pratiqué à l'aide d'un solvant dégraissant à séchage ultra-rapide.

La Figure 62 montre un exemple de claquage du commutateur CS2 pour une tension voisine de 105kV.

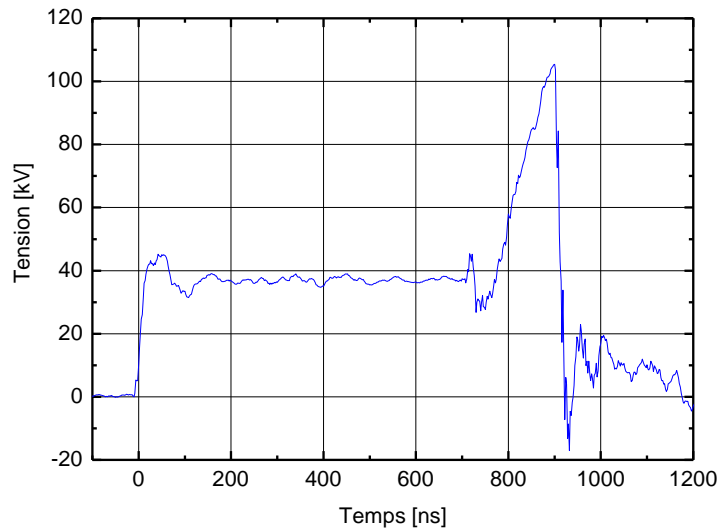


Figure 62 : Tension enregistrée aux bornes du commutateur CS2 lors d'un essai sur banc de test

La Figure 63 synthétise les résultats des tirs effectués. La tension de claquage est mesurée pour chacun des tirs lors des deux séries. Le fonctionnement attendu est observé : le commutateur CS2 tient le plateau de 40kV puis claque pendant le front de montée en tension. La tension moyenne de claquage est sensiblement la même lors des deux séries de tirs (125kV et 124kV). On peut en déduire que ce commutateur est dimensionné pour tenir 124kV \pm 15%. En comparant ce résultat aux estimations de tenue en tension proposées au Tableau 2, nous pouvons en conclure que la présence du plateau de tension avant le front rapide a un impact sur la tenue en tension du commutateur CS2, d'où une tenue en tension expérimentale inférieure aux prévisions théoriques.

Le fonctionnement de ce commutateur avec interface en PMMA, en environnement dépourvu de perturbations (notamment sans rayonnement UV), est néanmoins validé. La configuration utilisée et les résultats obtenus lors du test de cette géométrie de commutateur surfacique sous vide sur le DLCM lors d'un tir sur le générateur SPHINX seront présentés au paragraphe III du Chapitre 4.

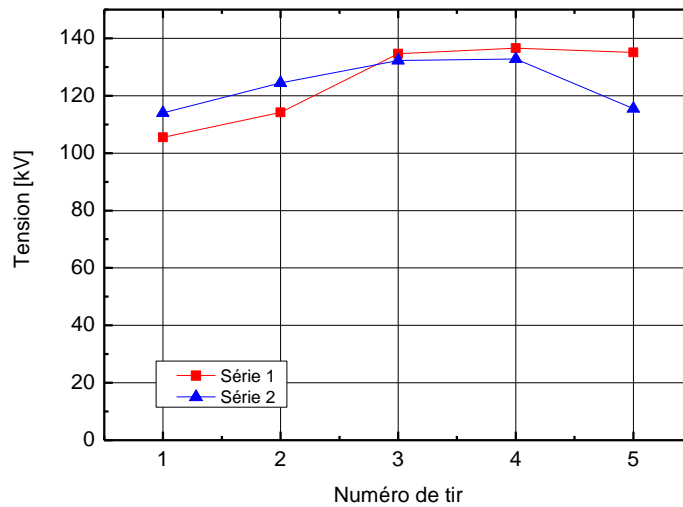


Figure 63 : Synthèse des tensions de claquage enregistrées lors des essais du commutateur CS2 sur banc de test

D - Problèmes liés aux UV

En plus de la difficulté de dimensionner des interfaces capables de tenir différents profils de tension, un autre facteur doit être pris en compte : la présence d'UV qui pourrait être due à l'explosion du liner dans le DLCM. Il est connu que les radiations UV peuvent avoir un effet non négligeable sur la tenue en tension des interfaces à cause de leur profondeur de pénétration très faible dans l'isolant [81]. Il est notamment démontré, dans [82], que la présence d'UV à proximité d'interfaces isolantes a pour conséquence d'entraîner un claquage de ces dernières à des niveaux de tension bien en deçà des niveaux supportés dans des environnements dépourvus de perturbations.

Différentes études expérimentales sur les comportements d'interfaces soumises à des radiations UV montrent que les interfaces à 45° en montage non-conventionnel (base du cône isolant côté anode) sont deux fois moins sensibles aux UV qu'en montage conventionnel [83]. Par ailleurs, pour une interface à 45° , le côté cathode est deux fois plus sensible aux perturbations que le côté anode [84]. Malgré cela, la quantité d'UV nécessaire pour initier le claquage d'une interface, même si elle varie légèrement en fonction du matériau, est extrêmement faible [82].

Les perturbations UV générées par l'EFD sont donc susceptibles de venir altérer les performances du commutateur à fermeture sous vide. Bien que le commutateur surfacique étudié précédemment remplisse correctement sa fonction lorsqu'il n'est pas perturbé par des

UV, il faut trouver une solution pour empêcher ces derniers de venir impacter sa surface. L'alternative envisagée consiste à ajouter, dans l'espace inter-électrodes reliant les barreaux postholes et la charge, des chicanes isolantes pour perturber au minimum les champs électriques.

Le dispositif présenté Figure 64 est testé sur le banc de test. Il permet de faire varier la distance entre deux électrodes parallèles. Il est ainsi possible de connaître l'influence de cette distance sur la tenue en tension en présence d'une chicane sous un champ électrique homogène.

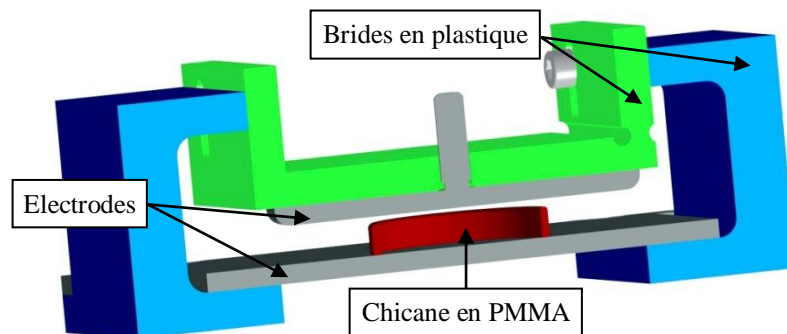


Figure 64 : Vue en coupe du dispositif utilisé pour le test de chicanes

La chicane est positionnée du côté de l'anode. Cette configuration semble être moins pénalisante du fait qu'elle crée un point triple à l'anode.

Le profil de tension de référence est appliqué au dispositif.

Les différentes configurations des essais, sans illumination UV, sont les suivantes :

- Avec une distance inter-électrodes de 10mm sans chicane afin de connaître la tenue en tension du dispositif.
- Avec une distance inter-électrodes de 10mm et une chicane de 8mm obturant 80% de l'intervalle inter-électrodes.
- Avec une distance inter-électrodes de 15mm et une chicane de 8mm obturant 53% de l'intervalle inter-électrodes.

A titre d'exemple, sans chicane pour une distance inter-électrodes de 10mm et avec un plateau de tension de 50kV, le dispositif de la Figure 64 claque pour une tension de 106kV (repère A sur la Figure 65).

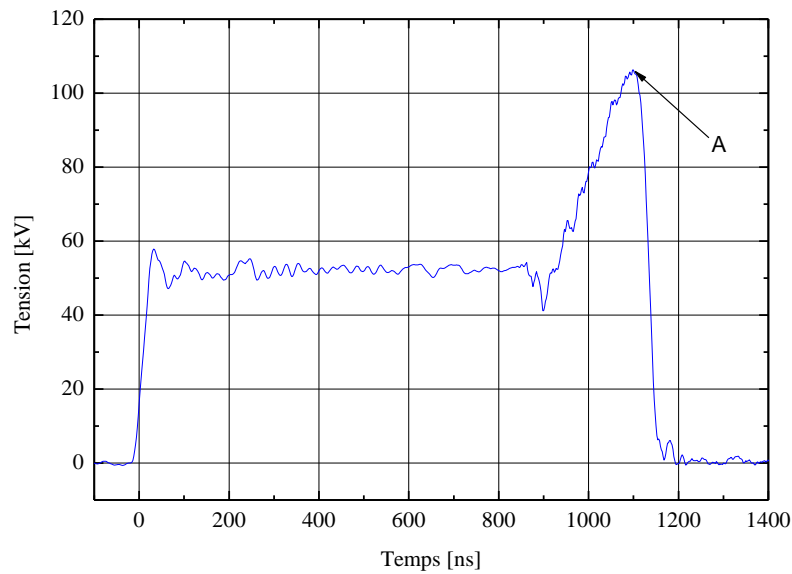


Figure 65 : Profil de tension de référence aux bornes des électrodes du dispositif
Distance inter-électrodes de 10mm sans chicane

La Figure 66 regroupe les résultats pour les trois configurations. La tension de claquage du dispositif est relevée en fonction de la valeur de la tension du plateau de tension. Les résultats visibles sur cette figure montrent clairement que le fait de rajouter une chicane dans un intervalle inter-électrodes soumis à un profil de tension diminue son champ disruptif. Pour espérer supporter la même valeur de plateau de tension qu'en l'absence de chicane, il faut augmenter de 50% la distance entre les électrodes lorsque l'on ajoute une chicane. Dans ce cas, avec une distance inter-électrodes de 15mm et une chicane 8mm, la tension de claquage sur le front de tension rapide est de 20kV inférieure malgré le fait que le dispositif soit capable de supporter la même amplitude de plateau de tension.

Malheureusement, à la vue de ces résultats, il ne semble pas envisageable de rajouter de chicanes cylindriques dans les intervalles inter-électrodes actuels du DLCM, à moins d'augmenter de façon non négligeable les distances dans la partie terminale du DLCM. Cette éventualité n'est pas possible à cause de l'impact de cette modification sur la valeur de l'inductance de charge équivalente du DLCM.

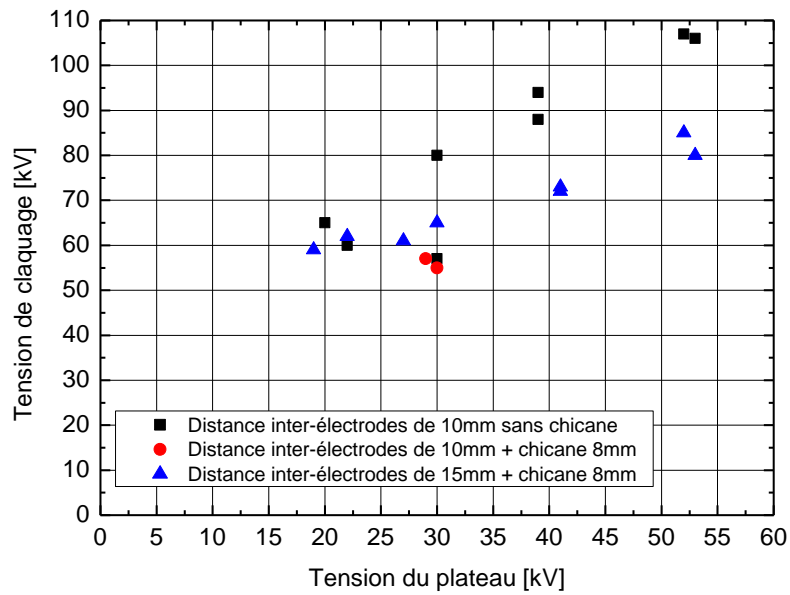


Figure 66 : Tension de claquage en fonction de la tension du plateau avec et sans chicane

Par ailleurs, différentes études basées sur des géométries alternatives de commutateurs utilisant le phénomène de claquage surfacique d'un isolant ont été menées. Elles ne seront pas abordées ici. En effet, les résultats non concluants ou les géométries incompatibles avec celle du DLCM n'ont abouti à aucune solution viable actuellement.

IV - Le commutateur volumique sous vide

Le commutateur surfacique sous vide développé au paragraphe précédent est un élément extrêmement compact satisfaisant les exigences de tenue en tension requises pour fonctionner sur le DLCM. Cependant, les difficultés pour protéger ce commutateur des perturbations externes remet en question sa fiabilité en présence de charge. Par conséquent, l'utilisation d'un commutateur de type interface isolante à 45° n'est, pour l'instant, pas complètement fiable dans le cas d'un tir DLCM en court-circuit ou sur charge ECI. En effet, dès lors qu'une interface plastique est soumise à une différence de potentiel et que des UV impactent sa surface, un claquage le long de cette dernière est susceptible de se produire à des niveaux de tension plus bas que ceux attendus. C'est pourquoi, lorsqu'on connecte une charge à ce type de commutateur surfacique, les réflexions des UV sur l'interface peuvent engendrer un claquage prématuré du commutateur.

Par conséquent, en complément de l'étude faite sur le commutateur surfacique sous vide, un commutateur multicanaux à claquage en volume a fait l'objet d'une étude approfondie. Pour son développement, nous nous sommes appuyés sur des travaux antérieurs faits par le Kurchatov Institute de Moscou [85]. Sur ce concept, des simulations électrostatiques ont permis de comparer différentes configurations compatibles avec la géométrie du DLCM. Des essais sur banc de test ont finalement permis de dimensionner un commutateur volumique sous vide en termes de tenue en tension et de reproductibilité de fonctionnement.

A - *Analyse du commutateur sous vide développé par le Kurchatov Institute de Moscou*

La publication retraçant le travail effectué par le Kurchatov Institute de Moscou [85] se décompose en deux parties.

Tout d'abord, une étude expérimentale comparative de la tenue en tension en fonction du type d'électrode et de la distance inter-électrodes a été entreprise (Figure 67-(a)). La sollicitation est appliquée par l'intermédiaire d'un générateur de Marx capable de délivrer un plateau de tension variable de plusieurs centaines de nanosecondes de durée et délivrant un courant pouvant atteindre 5kA lors du claquage du dispositif (Figure 67-(b)). La Figure 67-(c) présente des images issues d'une caméra rapide, avec un temps d'exposition de 50ns. Les

trois images sont prises à trois moments distincts de claquage ($t_d=60\text{ns}$, 100ns et 200ns)¹. Le processus de claquage de l'anode vers la cathode est ici bien représenté.

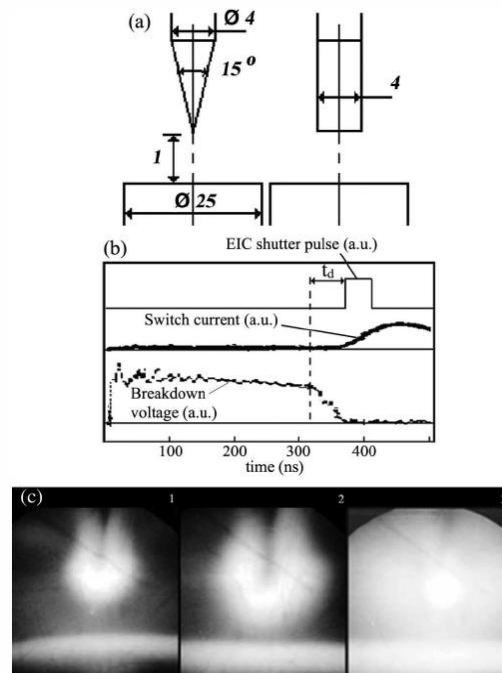


Figure 67 : Etude du claquage en volume monocanal sous vide [85]

La Figure 68 montre qu'en fonction de la géométrie de l'anode, la tenue en tension est différente. Il est surprenant de constater que l'utilisation d'une pointe au niveau de l'anode (points noir sur la Figure 68) permet d'obtenir les meilleurs résultats en termes de tenue en tension (comparativement à la configuration cylindre-plan de la Figure 67 représentée en carré sur la Figure 68). Ce résultat est étonnant sachant que, normalement, la tension disruptive est inversement fonction de l'hétérogénéité du champ électrique. La seule explication exposée par l'auteur est que la surface des électrodes en vis-à-vis, et donc la valeur de la capacité équivalente, joue un rôle non négligeable sur la tenue en tension du dispositif.

¹ Vu le temps d'exposition et les moments de prise des images, il semble que les 3 photographies de la Figure 67-(c) sont issues de tirs différents.

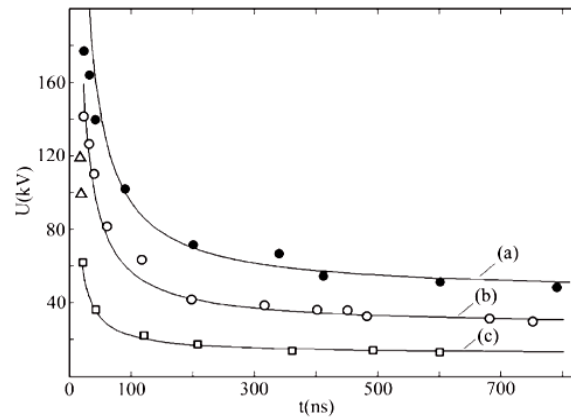


Figure 68 : Tension de claquage en fonction du temps pour une distance inter-électrodes sous vide de 1mm et différentes géométries d'électrodes [85]

La Figure 69 présente ensuite le test d'une géométrie offrant un fonctionnement multicanaux afin de limiter l'inductance équivalente lors de la décharge. Dans ce cas, l'impédance équivalente à l'état fermé est nettement inférieure à celle de la géométrie « pointe-plan ». Pour cette configuration, le générateur de Marx précédemment utilisé a été modifié pour délivrer des impulsions dont l'amplitude en courant est comprise entre 32 et 50kA. Le choix de ces valeurs a pour but de rester à densité de courant constante (5kA/cm²) par rapport aux essais présentés plus haut.

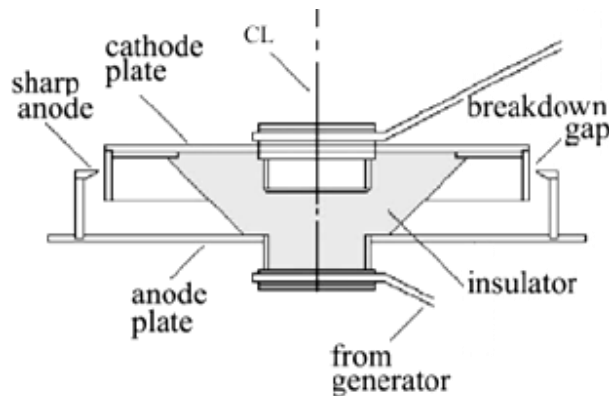


Figure 69 : Commutateur sous vide à claquage en volume. Géométrie « disque-cylindre » [85]

Toujours avec une distance inter-électrodes de 1mm, la tenue en tension de ce commutateur se situe légèrement en dessous de la configuration « pointe – plan » (courbe (b) de la Figure 68). La Figure 70 présente des images issues d'un essai.

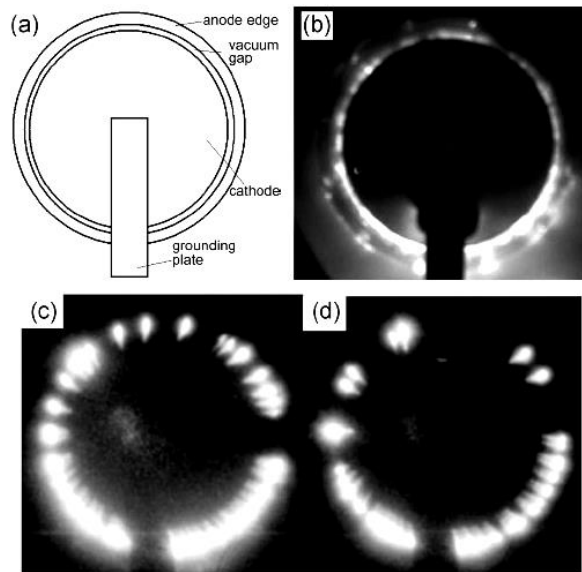


Figure 70 : Images capturées à l'aide d'une caméra rapide montrant la fermeture du commutateur sous vide en régime multicanaux [85]

La géométrie est rappelée en (a). Une prise en pose longue (0,25s) montre, intégrée dans le temps, la répartition des canaux lors d'un claquage (b). Enfin des images prises 10ns (d) et 110ns (c) après le début du claquage (avec un temps d'exposition de 50ns) rendent compte du fonctionnement du commutateur en régime multicanaux.

B - Dimensionnement

Le fonctionnement du commutateur en régime multicanaux est très intéressant pour une utilisation sur le DLCM. En effet, l'inductance équivalente de ce type de commutateur est d'autant plus faible que le nombre de canaux est élevé. La géométrie utilisée dans la publication [85] a donc été reproduite en utilisant un logiciel de simulations électrostatiques afin d'établir les valeurs de champ électrique en différents points du commutateur. Ces valeurs ont servi de référence pour le dimensionnement d'un commutateur volumique sous vide dédié au DLCM.

1) Etude électrostatique du commutateur du Kurchatov Institute

La géométrie simulée est identique à celle de la référence [85] (Figure 71). Ce commutateur sous vide est composé de deux électrodes coaxiales en acier inoxydable imbriquées l'une dans l'autre. L'électrode intérieure faisant office de cathode plate a un diamètre externe de 160mm alors que celui de l'anode est de 200mm. Cette dernière dispose à son extrémité d'un anneau saillant faisant face à la cathode. La distance inter-électrodes dans

cette région est de 1mm. Une interface en PMMA de 28mm d'épaisseur permet de maintenir mécaniquement les deux électrodes.

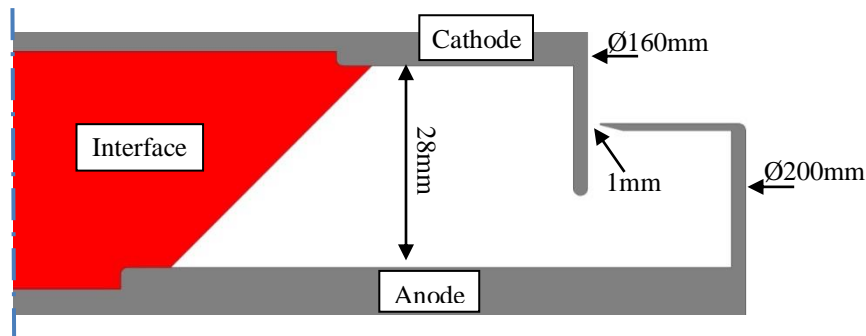


Figure 71 : Géométrie du commutateur de la référence [85] utilisée pour la simulation électrostatique

Dans chacune des simulations présentées ci-après, une différence de potentiel de 50kV, légèrement supérieure à celle du plateau de tension observable sur SPHINX, est appliquée entre les électrodes. Un rayon de courbure de 0,1mm est choisi arbitrairement au niveau de l'anode en vis-à-vis de la cathode pour la simulation (ce rayon n'est pas précisé dans la publication [85]). La valeur choisie permet, non seulement, de garder l'effet de renforcement de champ électrique lié à l'angle saillant mais également de rendre le résultat de simulation non dépendant de la finesse du maillage utilisé. En effet, le champ électrique à proximité d'un angle idéalement pointu tendant théoriquement vers infini, le résultat de simulation avec un angle aigu aurait varié alors en fonction de la finesse du maillage. Le même rayon est utilisé pour toutes les simulations. Cela permet de comparer les résultats de champ électrique entre les différentes géométries étudiées.

La Figure 72 détaille la partie commutateur et montre la valeur du champ électrique le long de la cathode (en bleu). Le phénomène d'augmentation du champ électrique le long de la cathode est très localisé, sur environ 4-5mm le long de la génératrice du cylindre. Ce résultat était prévisible du fait de la forte hétérogénéité du champ à cet endroit. De fait, seule la zone en vis-à-vis de la pointe anode semble utile au fonctionnement du commutateur. Par ailleurs, l'état de surface des électrodes du commutateur, et en particulier côté cathode, est primordial pour le bon fonctionnement de ce dernier.

Le champ électrique côté anode est de 1,14MV/cm alors qu'il est de 250kV/cm du côté cathode. A ces niveaux de champ électrique, l'état de surface de la cathode se doit d'être le plus soigné possible pour éviter de dépasser le seuil d'émission qui pourrait perturber le mode de fonctionnement.

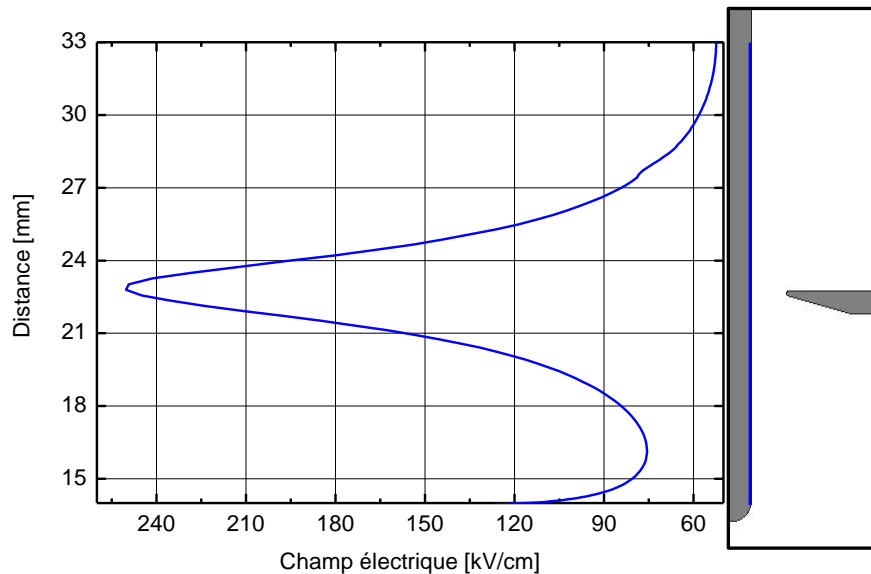


Figure 72 : Résultat de simulation électrostatique de la géométrie de la Figure 71
Champ électrique le long du cylindre cathode

2) Propositions de commutateurs à fermeture volumique sous vide compatibles avec le DLCM

La simulation précédente correspond à une géométrie de commutateur déjà validée [85]. En cherchant à reproduire les mêmes valeurs de champ électrique au niveau de l'anode et de la cathode du commutateur, trois propositions de géométries adaptées au DLCM sont étudiées, comparées et discutées ci-après.

a) Proposition S1

La première proposition consiste à optimiser la géométrie de la Figure 71 en changeant les valeurs des rayons des électrodes du commutateur pour l'adapter au DLCM. Dans cette proposition, schématisée sur la Figure 73, le diamètre extérieur de l'anode est de 74mm, celui de la cathode est de 60mm. La distance inter-électrodes du commutateur doit passer à 1,35mm afin de conserver des ordres de grandeurs de champs électriques semblables au niveau des deux électrodes. Des simulations électrostatiques ont permis de réduire autant que possible l'inductance équivalente des lignes reliant le commutateur au DLCM et à la charge utile, tout en évitant de créer des renforcements de champ électrique susceptibles de modifier le fonctionnement du commutateur à fermeture.

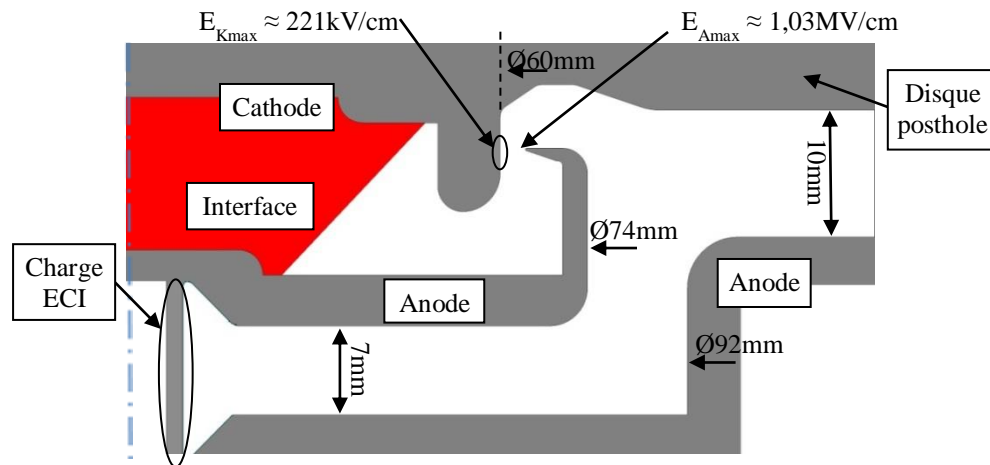


Figure 73 : Vue axisymétrique de la proposition S1

Dans cette configuration, l'interface sert seulement de maintien des électrodes et non de commutateur comme auparavant. Elle semble, de plus, protégée des UV grâce aux chicanes que le commutateur procure. Il est probable que les perturbations provenant de l'EFD n'altèrent pas les performances du commutateur. Il n'est cependant pas possible, sans expérimentations préalables, de prédire son comportement vis-à-vis des UV générés par l'EFD. Cette interface est néanmoins utile mécaniquement pour permettre un réglage précis de la « coaxialité » des deux électrodes du commutateur et assurer une distance inter-électrodes constante.

Le principal avantage de cette configuration est qu'elle est relativement proche de celle déjà validée dans [85]. Ce commutateur a donc de fortes chances de se comporter conformément à nos attentes et donc de répondre aux exigences des expérimentations DLCM menées sur SPHINX.

b) Proposition S2

Dans la proposition S2, la géométrie est plus simple. Toutefois, les inconvénients liés à cette nouvelle géométrie sont multiples. En particulier, l'intervalle inter-électrodes de 1,35mm au niveau du commutateur n'est pas radial comme précédemment mais axial. L'impact de ce paramètre sur le fonctionnement du dispositif n'étant pas connu, il n'est pas possible de statuer sur son fonctionnement sans faire des essais sur banc de test. De plus, le collage de l'interface entre les électrodes ne permet pas de certifier un parallélisme satisfaisant et une distance inter-électrodes réellement constante. Or ce dernier point a une importance cruciale pour le fonctionnement du commutateur en régime multicanaux. Enfin, l'interface risque d'être plus exposée aux UV dans cette configuration.

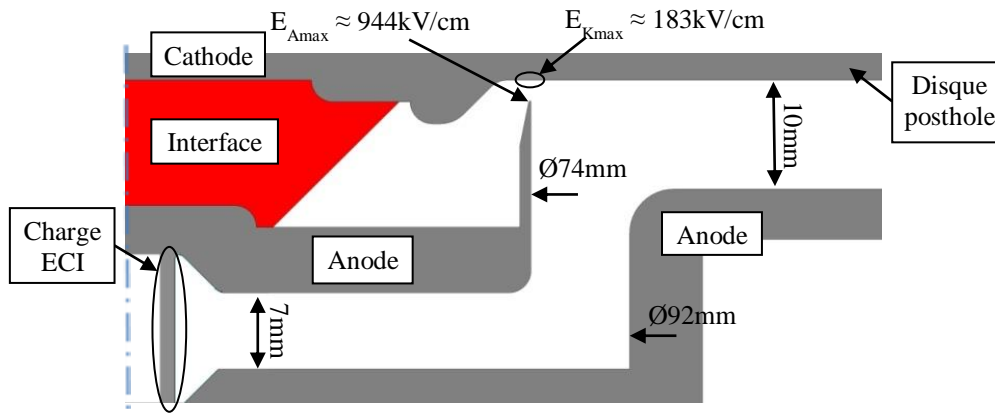


Figure 74 : Vue axisymétrique de la proposition S2

c) Proposition S3

La proposition S3 est la plus optimisée du point de vue de l'inductance de charge équivalente¹ (4,9nH contre 5,1nH pour la proposition S2 et 5,4nH pour la proposition S1). Elle n'a pas d'interface en plastique susceptible d'être perturbée par la présence d'UV. Ici, la distance inter-électrodes est de 1,5mm.

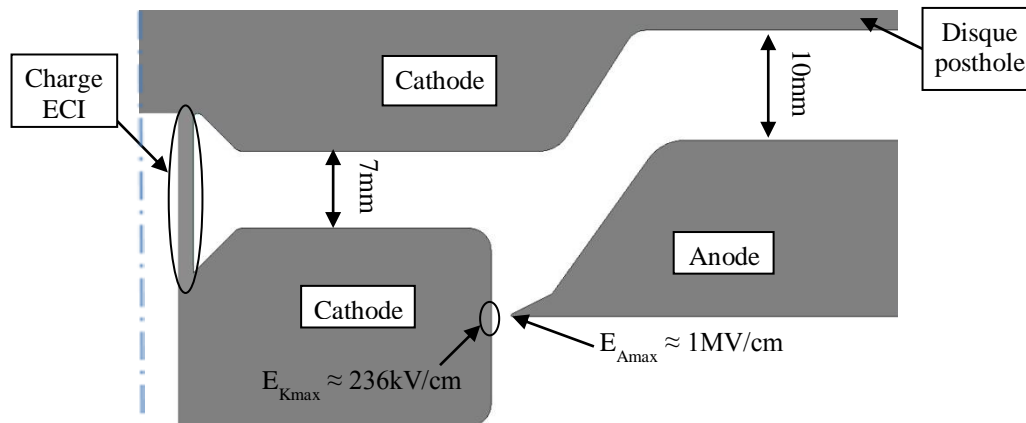


Figure 75 : Vue axisymétrique de la proposition S3

Le principal inconvénient de cette nouvelle proposition S3 est que la charge ECI correspond à la cathode (et non plus l'anode comme pour les deux propositions précédentes). De ce fait, avant la fermeture du commutateur, elle suit la montée en tension de la sortie du DLCM (plateau + début de rampe). Ce point remet en question l'implantation des diagnostics liés à la charge ECI qui seront présentés au paragraphe I du Chapitre 4.

¹ L'inductance de charge est calculée analytiquement en calculant l'inductance géométrique des lignes coaxiales partant des barreaux postholes jusqu'à la charge utile.

D'autre part, cette configuration semble difficile à extrapoler à une éventuelle charge future de type Z-pinch du fait de la difficulté d'obtention d'un intervalle inter-électrodes sous vide homogène en raison du manque de rigidité du réseau de fils et également d'un problème d'isolation de la partie basse de la charge.

3) Solution retenue

Concernant le champ électrique au voisinage de l'espace inter-électrodes du commutateur, les simulations électrostatiques des 3 géométries étudiées ont montré que les différentes propositions sont comparables en offrant des valeurs voisines de celles observées dans [85].

Le Tableau 3 ci-dessous synthétise les principaux avantages et inconvénients des trois propositions.

	Avantages	Inconvénients
Proposition S1	<ul style="list-style-type: none"> - Ressemble à la géométrie de la publication du Kurchatov Institute - Charge ECI côté anode 	<ul style="list-style-type: none"> - Présence d'une interface isolante
Proposition S2	<ul style="list-style-type: none"> - Géométrie plus simple à mettre en œuvre - Charge ECI côté anode 	<ul style="list-style-type: none"> - Présence d'une interface moins protégée des UV que dans S1 - Difficulté de réalisation pour obtention d'un intervalle inter-électrodes sous vide homogène
Proposition S3	<ul style="list-style-type: none"> - Sans interface isolante 	<ul style="list-style-type: none"> - Charge ECI au potentiel

Tableau 3 : Comparatif des trois propositions de commutateur volumique sous vide

A la vue de cette analyse, la proposition S1 a semblé la plus adaptée à notre besoin. En accord avec le CEA, c'est donc cette dernière qui est retenue pour les essais sur banc de test.

C - Essais expérimentaux du commutateur à fermeture volumique sous vide sur banc de test

Les essais suivants sont basés sur la géométrie de la proposition S1 (Figure 73). La Figure 76 représente une vue en coupe 3D du commutateur utilisé pour les essais sur le banc de test. Il est composé d'une interface en PMMA et de deux électrodes en acier inoxydable.

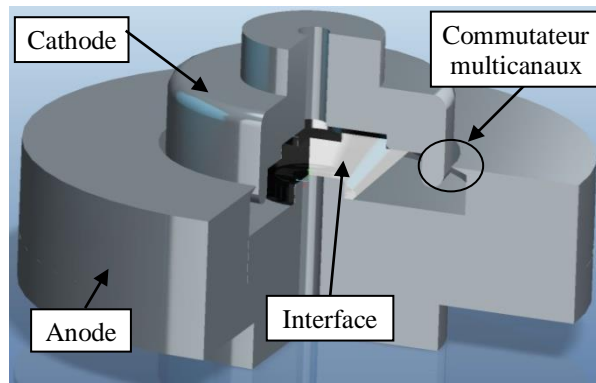


Figure 76 : Prototype pour l'évaluation sur banc de test du commutateur volumique sous vide de la proposition S1

Les étapes du dimensionnement de ce commutateur sont les suivantes :

- Tout d'abord, une caractérisation du commutateur, à l'aide du profil de tension généré par le banc de test, en portant attention à sa fiabilité de fonctionnement (c'est-à-dire à son aptitude à supporter le plateau du profil de tension de référence sans fermeture prématurée) et à la tension de fermeture du commutateur.
- Ensuite, l'étude du mode de fermeture (décharge filamentaire unique ou décharge multicanaux).
- Enfin, une évaluation de l'influence du matériau constituant les électrodes métalliques du commutateur.

1) Tenue en tension et fiabilité du commutateur à fermeture volumique sous vide

Afin de dimensionner le commutateur en termes de tenue en tension et de reproductibilité de fonctionnement, des essais sont réalisés avec une distance inter-électrodes sous vide de 1,35mm (commutateur CV135) puis de 2,3mm (commutateur CV23).

a) Commutateur CV135 avec surtension plateau ~35%

Dans cette configuration (cf. Figure 47 pour rappel de la surtension voisine de 35%), les tensions de claquage du commutateur CV135 sont mesurées pour différentes valeurs du plateau de tension. Les essais sont réalisés par séries de 10 tirs consécutifs (quelques minutes entre chaque tir, nettoyage entre chaque série). Ce protocole est appliqué dans toutes les études ci-après. Les résultats satisfaisants obtenus (c'est-à-dire ayant tenu le plateau de tension) sont regroupés dans le graphique de la Figure 77.

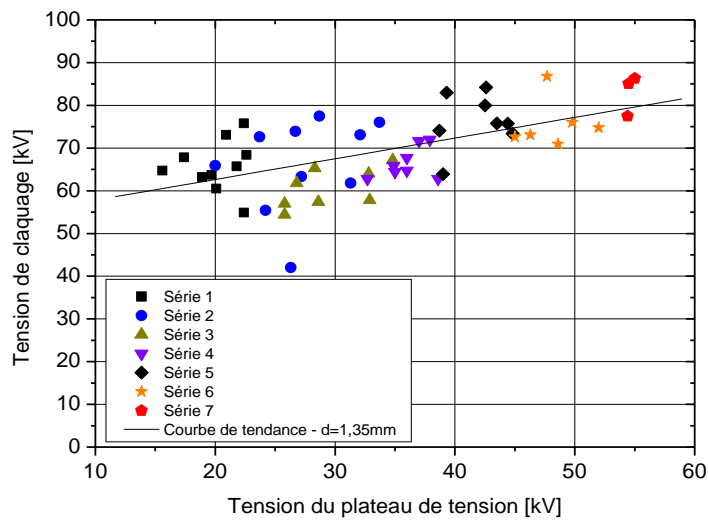


Figure 77 : Tension de claquage du commutateur CV135 en fonction de l'amplitude du plateau de tension ($d=1,35\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 35\%$)

Il est clairement visible que l'amplitude du plateau de tension a une influence sur la tension de claquage du commutateur.

Une courbe de tendance de ces résultats conduit à la formule suivante :

$$V_c = 53000 + V_p \cdot 0,485 \quad (28)$$

Cette dernière permet de prédire, en Volt, la valeur de la tension de claquage du commutateur (V_c) en fonction de celle du plateau (V_p) lorsque le commutateur est soumis à un profil de tension similaire à celui de référence du DLCM.

La Figure 78 synthétise l'influence de la valeur du plateau de tension sur la reproductibilité de fonctionnement du commutateur pour chaque série de 10 tirs consécutifs. Ainsi, avec une distance inter-électrodes de 1,35mm, il est préférable de ne pas dépasser un plateau de tension de 30kV pour garantir un fonctionnement sans fermeture prématurée du commutateur pendant l'application du plateau de tension.

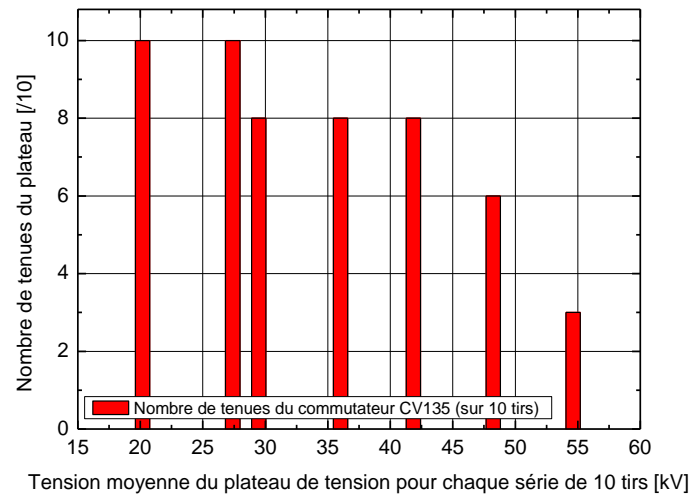


Figure 78 : Aptitude du commutateur CS135 à tenir le plateau de tension ($d=1,35\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 35\%$)

b) Commutateur CV135 avec surtension plateau $\sim 65\%$

Pour connaître l'impact de la surtension sur le fonctionnement du commutateur CS135, la résistance de 100Ω servant à limiter l'amplitude de la surtension à environ 35% de l'impulsion au début du plateau de tension est supprimée. Cette résistance retirée, la surtension atteint environ 65% de la valeur du plateau de tension, comme on peut le voir sur la Figure 79.

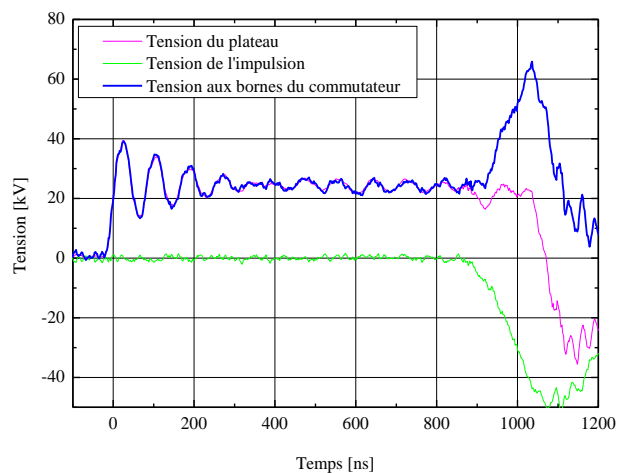


Figure 79 : Exemple de fonctionnement normal du commutateur CS135 ($d=1,35\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 65\%$)

En utilisant le même protocole que lors des essais avec la surtension de 35%, le fonctionnement du commutateur est paramétré en faisant varier l'amplitude du plateau de

tension entre chaque série. Les valeurs des tensions de claquage du commutateur sont relevées en fonction soit de la tension de plateau (Figure 80), soit de l'amplitude de la surtension plateau (Figure 81).

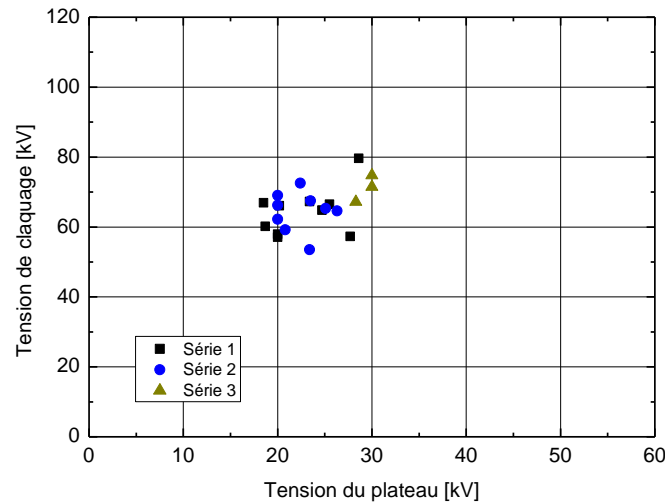


Figure 80 : Variation de la tension de claquage du commutateur volumique sous vide en fonction de l'amplitude du plateau de tension ($d=1,35\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 65\%$)

La Figure 80 montre que la variation du plateau de tension n'est pas suffisamment significative pour avoir une influence notable sur la tension de claquage du commutateur. Cependant, la formule précédente reste valable dans le but de prédire le fonctionnement en régime de commutation. Par contre, une légère influence de la surtension sur la tension de claquage du commutateur volumique peut être remarquée sur la Figure 81.

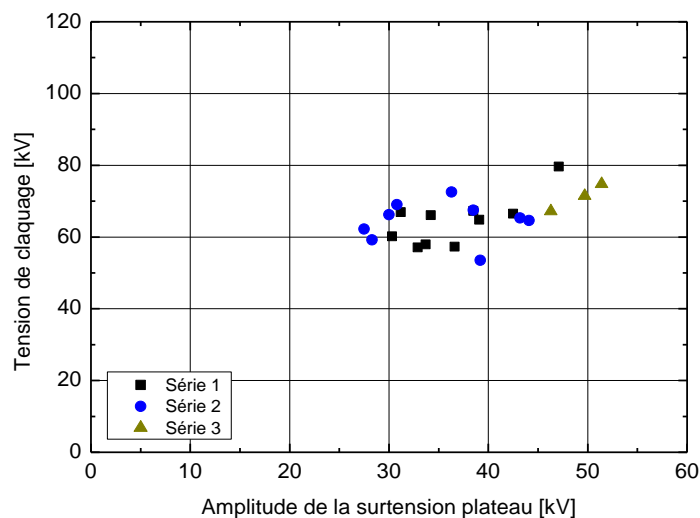


Figure 81 : Variations de la tension de claquage du commutateur CV135 en fonction de l'amplitude de la surtension ($d=1,35\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 65\%$).

Lorsque l'amplitude de la surtension est augmentée (65%), la valeur de la tension de plateau critique (pour garder une probabilité de claquage nulle) diminue (Figure 82). Cette caractéristique est donc à prendre en compte pour le dimensionnement du commutateur.

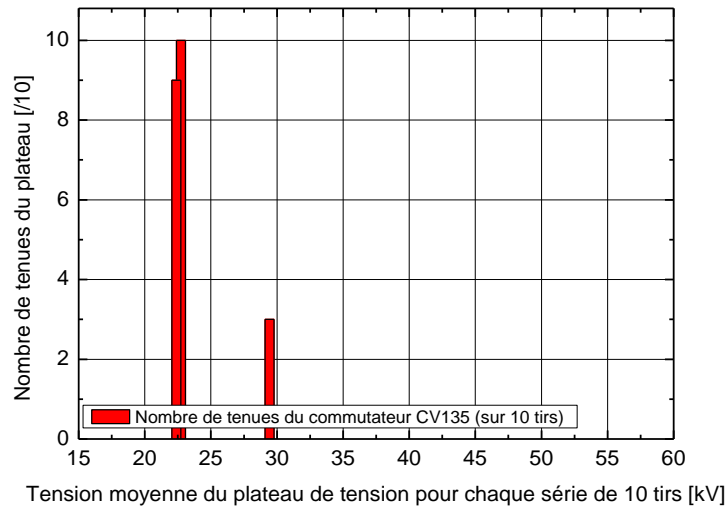


Figure 82 : Variations du nombre de tenues du commutateur CV135 en fonction de la tension moyenne du plateau ($d=1,35\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 65\%$)

c) Commutateur CV23 avec surtension plateau $\sim 35\%$

Les résultats de fonctionnement du commutateur avec une distance inter-électrodes de 1,35mm ont clairement montré que si l'on veut faire fonctionner ce commutateur de manière fiable (i.e. sans fermeture durant l'application du plateau de tension) avec une amplitude de 40kV et une éventuelle surtension du plateau, la distance inter-électrodes doit nécessairement être augmentée. Elle a donc été arbitrairement augmentée à 2,3mm. Une étude expérimentale similaire à la précédente a permis de caractériser le commutateur dans ces conditions et de connaître la relation entre la distance inter-électrodes et la tension de claquage. Cette relation permettra de dimensionner au mieux le commutateur en fonction du besoin. La Figure 83 rassemble les résultats obtenus.

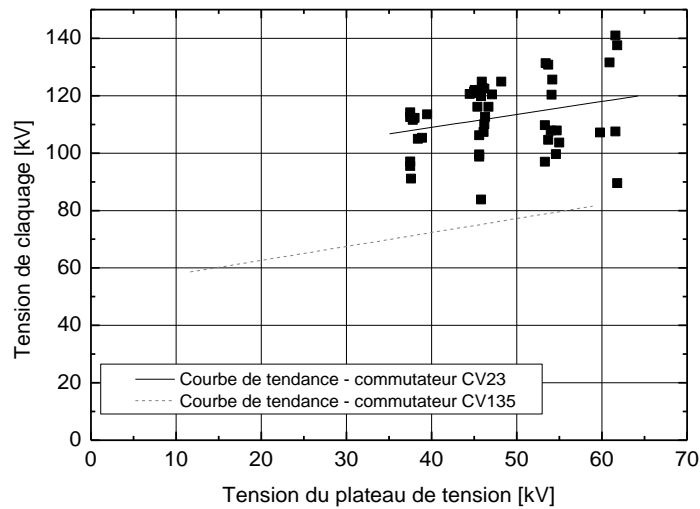


Figure 83 : Variations de la tension de claquage du commutateur CV23 en fonction de l'amplitude du plateau de tension ($d=2,3\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 35\%$)

Une tendance analogue à celle du commutateur avec une distance inter-électrodes de 1,35mm est observée. La valeur de la tension de claquage du commutateur volumique, en Volt, peut, à nouveau, être liée à celle du plateau de tension par la relation suivante :

$$V_c = 90880 + V_p \cdot 0,452 \quad (29)$$

Les résultats issus de ce calcul sont eux aussi à $\pm 12\text{kV}$.

On peut remarquer, sur la Figure 83, que les deux droites représentant les courbes de tendance des essais expérimentaux ont quasiment le même coefficient directeur. Les résultats sont directement fonction de la distance inter-électrodes du commutateur. En prenant en compte cette donnée, la formule devient :

$$V_c = 39,2 \cdot 10^6 \cdot d + V_p \cdot 0,47 \quad (30)$$

Avec V_c : la tension de fermeture du commutateur CV23 en Volt,

V_p : la tension du plateau en Volt,

d : la distance inter-électrodes en mètre.

Le commutateur CV23 devrait être capable de supporter le plateau de tension jusqu'à 55kV (correspondant à une surtension du plateau allant jusqu'à 75kV) et se fermer, à chaque fois, au niveau de l'impulsion rapide (Figure 84).

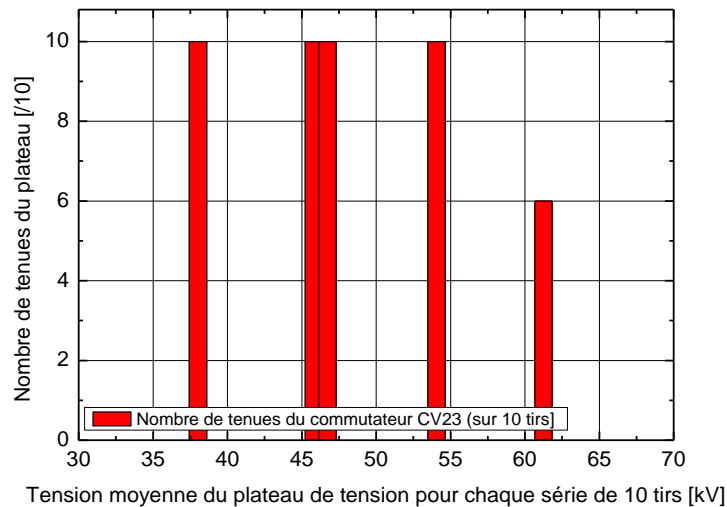


Figure 84 : Variations du nombre de tenues du commutateur CV23 en fonction de la tension moyenne du plateau ($d=2,3\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 35\%$)

Sur la base de ces résultats, une distance inter-électrodes de 2,3mm semble suffisante pour faire fonctionner le commutateur CV23 au sein du DLCM en gardant une marge d'environ 15kV ($15\text{kV} = 55\text{kV} - 40\text{kV}$) au niveau du plateau et d'environ 7kV ($7\text{kV} = 75\text{kV} - 68\text{kV}$) au niveau de la surtension plateau.

Dans cette configuration, nous pouvons considérer que la conception du commutateur est validée d'un point de vue reproductibilité et tenue en tension, même en présence d'une surtension en début du plateau de tension.

2) Analyse du régime de fonctionnement en multicanaux du commutateur à fermeture volumique sous vide

Lors des différents essais permettant de dimensionner le commutateur, une observation visuelle nous a permis de remarquer que, lors de la fermeture de ce dernier, le fonctionnement en multicanaux n'était pas effectif. Cela peut s'expliquer par le fait que dans la configuration du banc de test présenté au paragraphe II de ce chapitre seulement 1kA traverse le commutateur, ce qui correspond à une densité de courant d'environ $170\text{A}/\text{cm}^2$. Or, dans la publication du Kurchatov Institute [85], il est question d'une densité de courant de $5\text{kA}/\text{cm}^2$.

Le banc de test est donc remplacé par un générateur de Marx. Celui-ci permet de faire varier le courant débité au travers du commutateur en jouant sur l'amplitude en tension des impulsions délivrées par le générateur. La Figure 85 présente son schéma électrique équivalent.

Intégré au DLCM, et avec un courant espéré de plus de 5MA, il est fort probable que le commutateur fonctionne de manière optimale (i.e. avec un nombre de canaux très élevé).

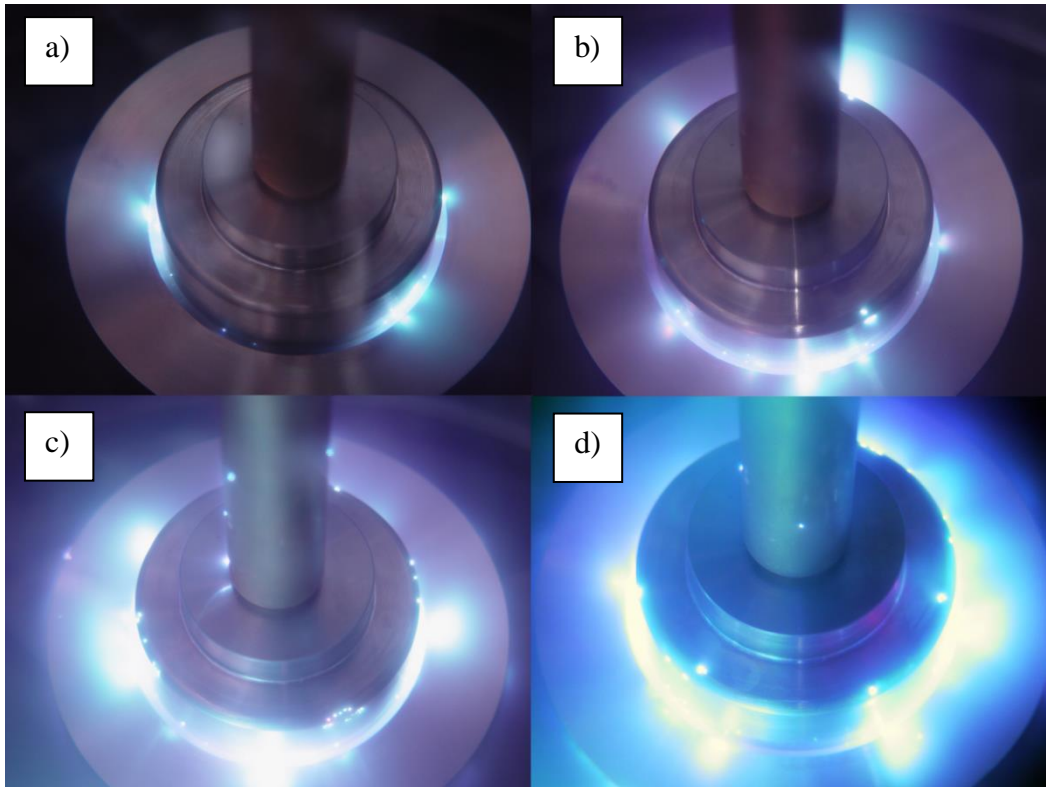


Figure 86 : Photographies intégrées dans le temps du claquage du commutateur volumique sous vide. Visualisation du nombre de canaux en fonction de l'amplitude du courant de décharge : a) $I=4kA$, b) $I=7kA$, c) $I=10kA$, d) $I=12kA$

3) Influence du matériau constituant les électrodes du commutateur

Nous avons enfin jugé qu'il est important de connaître l'influence du matériau constituant les électrodes sur les résultats en commutation. En effet, la pièce servant d'anode pour le commutateur pourrait éventuellement servir aussi de charge ECI lors d'un tir DLCM sur SPHINX (implantation du commutateur dans le DLCM visible à la Figure 104). Il est donc intéressant de savoir si le choix du matériau d'anode est imposé par le mode de fonctionnement du commutateur ou si ce matériau peut être choisi en fonction du matériau constituant la charge ECI. Des essais identiques à ceux exposés précédemment sont donc réalisés avec une anode en aluminium. Ils sont comparés aux résultats obtenus précédemment avec l'anode en acier inoxydable.

Les résultats exposés à la Figure 87 montrent que les performances en commutation sont altérées avec une anode de commutateur en aluminium. De plus, ce changement de matériau impacte aussi sur la reproductibilité de fonctionnement du commutateur (Figure 88).

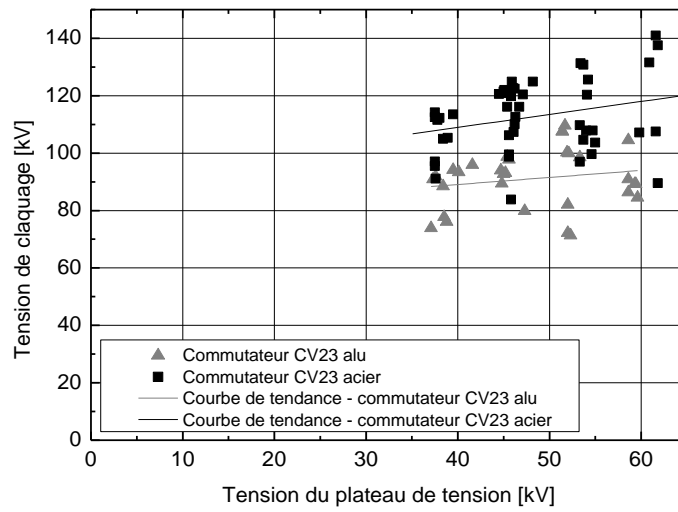


Figure 87 : Variations de l’amplitude de la tension de claquage d’un commutateur volumique en fonction de la valeur du plateau de tension appliqué ($d=2,3\text{mm}$, pression : 10^{-5}mbar). Analyse de l’influence du matériau d’anode : aluminium ou acier inoxydable

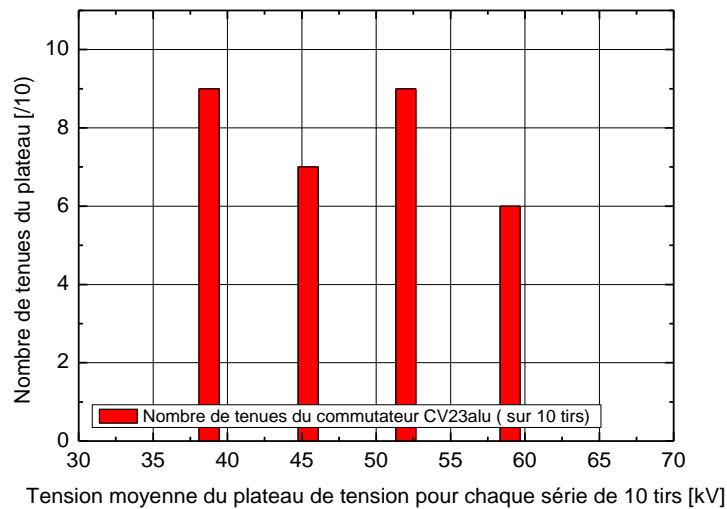


Figure 88 : Variations du nombre de tenues du commutateur CV23 avec anode en aluminium en fonction de la tension moyenne du plateau ($d=2,3\text{mm}$ et surtension plateau $\sim 35\%$)

Il est donc clairement préférable d’utiliser un commutateur avec les deux électrodes en acier inoxydable.

V - Conclusion du chapitre 3

Nous venons de présenter dans ce chapitre la conception et les tests de deux types de commutateur à fermeture sous vide.

Tout d'abord, nous avons présenté la configuration du premier tir DLCM réalisé sur le générateur SPHINX qui a fourni le profil de tension de référence présent aux bornes du commutateur à fermeture ainsi que le banc de test élaboré pour le reproduire.

Grâce aux différents travaux et aux outils de conception d'interfaces sous vide existants, nous avons dimensionné à l'aide de simulations électrostatiques puis d'essais sur banc de test un commutateur à fermeture surfacique.

Une deuxième version de commutateur fonctionnant sous vide et basé sur le claquage multicanaux a fait l'objet d'une étude approfondie. Ce commutateur à fermeture volumique semble plus apte à recevoir différentes charges utiles comme une charge Z-pinch ou une charge ECI.

Les deux versions de commutateurs ont alors été testées sur le DLCM lors de différents tirs. Les résultats obtenus à partir de ces tirs sont présentés au chapitre suivant.

Chapitre 4 :
Validation expérimentale du fonctionnement du
concept DLCM sur le générateur SPHINX du
CEA Gramat

En partant du concept théorique présenté au Chapitre 2, une version du DLCM a été développée spécifiquement pour le générateur SPHINX [87], [88] situé au CEA Gramat. La version initiale a subi de nombreuses modifications tout au long de cette étude. Celles-ci ont permis d'améliorer le fonctionnement général du DLCM en réduisant les pertes localisées au sein du système en particulier grâce à des optimisations mécaniques.

Les paragraphes ci-après retracent l'évolution du DLCM sur SPHINX sur la période 2008-2013. Nous détaillerons les moyens de mesure utilisés ainsi que quelques résultats obtenus lors de tirs décisifs. Enfin, nous évoquerons des perspectives d'optimisation des performances du DLCM. Notons que les travaux portant sur le dimensionnement de la charge ECI, le développement de moyens de mesure optique et l'utilisation d'outils de simulation MHD ont été réalisés par le CEA Gramat. Néanmoins, la présentation de ces outils, nécessaires à la vue d'ensemble et à une meilleure compréhension du projet, est exposée dans ce chapitre avec leur accord.

La Figure 89 représente une vue en coupe de la dernière version du DLCM (associé au commutateur à fermeture volumique) ainsi que les principales pièces qui l'entourent et le composent.

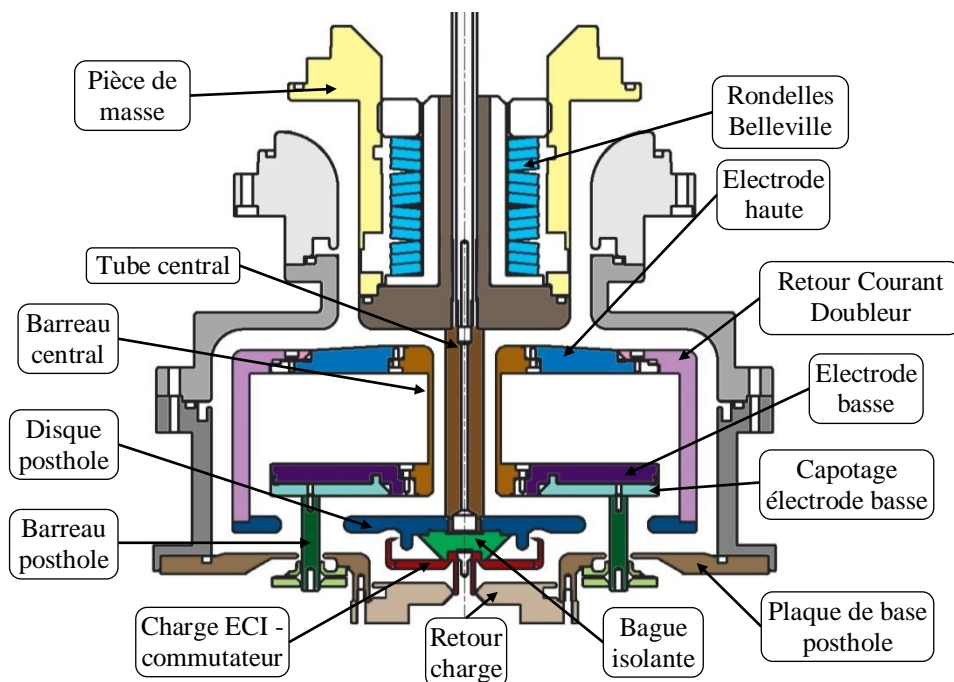


Figure 89 : Vue en coupe 2D du dispositif DLCM relié à une charge en court-circuit
(le réseau de fils de l'extrudeur de flux n'est pas représenté ici)
Configuration du tir SPHINX#813

I - Moyens de mesure utilisés

A - Mesures de courant

L'analyse du fonctionnement du DLCM est possible grâce à une instrumentation multiple et complexe. L'allure du courant circulant dans le DLCM est enregistrée en différentes positions grâce à deux types de capteurs :

- Les boucles de Rogowski [89].:

Appelé aussi bobines de Rogowski, ce type de mesure consiste à évaluer le courant d'un circuit principal par la mesure du champ magnétique créé par la circulation de courant (théorème d'Ampère : $B = \frac{\mu_o I}{2\pi r}$). Des bobines basées sur ce principe sont utilisées pour la mesure du courant traversant chacun des 8 barreaux posthole.

Chaque capteur est constitué d'un bobinage toroïdal (Figure 90) qui vient entourer le conducteur parcouru par le courant I à mesurer. En première approximation, il peut être assimilé au circuit secondaire d'un transformateur.



Figure 90 : Photographie d'une bobine de Rogowski

Une réalisation classique de bobine de Rogowski est présentée sur la Figure 91. En pratique, le coffrage est généralement réalisé par une des électrodes du générateur.

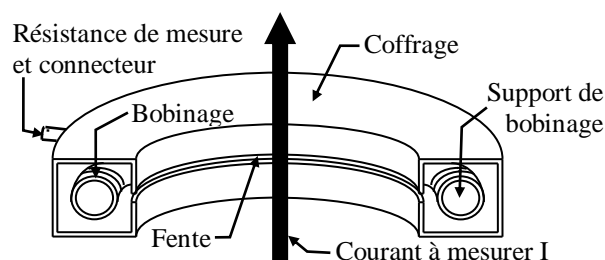


Figure 91 : Réalisation pratique typique d'une bobine de Rogowski

Le circuit électrique simplifié équivalent est représenté à la Figure 92.

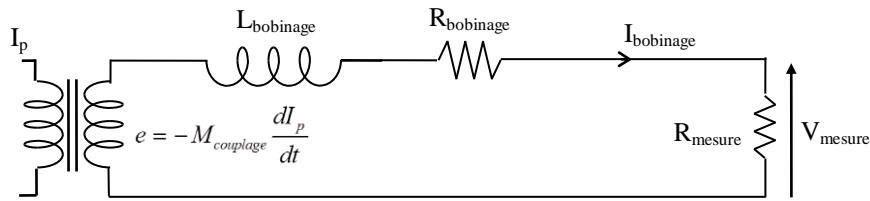


Figure 92 : Modélisation électrique simplifiée d'une bobine de Rogowski

L'équation régissant le fonctionnement du circuit est la suivante:

$$e = -M_{\text{couplage}} \frac{dI_p}{dt} = L_{\text{bobinage}} \frac{dI_{\text{bobinage}}}{dt} + (R_{\text{mesure}} + R_{\text{bobinage}}) \cdot I_{\text{bobinage}} \quad (31)$$

Avec M_{couplage} : l'inductance mutuelle entre les circuits primaire et secondaire générant la force électromotrice e . Ce paramètre dépend de la géométrie du capteur et des caractéristiques du bobinage (diamètre spires, pas du bobinage, nombre de spires, diamètre du fil...),

I_p et I_{bobinage} : respectivement le courant primaire et celui parcourant la bobine de Rogowski,

L_{bobinage} et R_{bobinage} : respectivement l'inductance et la résistance du bobinage,

R_{mesure} : la résistance sur laquelle est faite la mesure de tension au moyen d'un oscilloscope.

Cette modélisation permet de mettre en évidence les 2 modes de fonctionnement possibles des bobines de Rogowski:

1) Si $L_{\text{bobinage}} \frac{dI_{\text{bobinage}}}{dt} \ll (R_{\text{mesure}} + R_{\text{bobinage}}) \cdot I_{\text{bobinage}}$, le courant qui circule dans la

bobine est proportionnel à la dérivée du courant du primaire, on dispose d'une bobine dérivative ;

2) Si $L_{\text{bobinage}} \frac{dI_{\text{bobinage}}}{dt} \gg (R_{\text{mesure}} + R_{\text{bobinage}}) \cdot I_{\text{bobinage}}$, le courant circulant dans la bobine

est directement proportionnel au courant du primaire, et on dispose d'une bobine auto-intégratrice.

La fréquence de coupure basse est déterminée par la constante de temps $L/(R_{\text{bobinage}}+R_{\text{mesure}})$ tandis que la fréquence de coupure haute est liée à la capacité de couplage entre le bobinage et le blindage qui crée des résonances LC à haute fréquence. Ce blindage est nécessaire pour protéger le bobinage des effets de couplage avec le champ électrique.

- Les sondes B-dots :

Situées en partie haute (I_h), médiane (I_m) et basse (I_b) du DLCM (cf. Figure 107), ces sondes permettent de visualiser la répartition du courant tout au long du DLCM et ainsi d'en déduire d'éventuelles pertes.

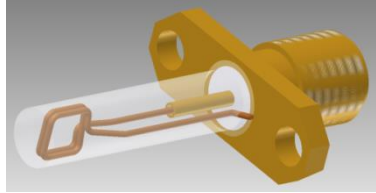


Figure 93 : Exemple de sonde B-dot, munie d'un connecteur SMA, utilisée dans le DLCM

Lorsque le courant que l'on souhaite mesurer circule dans une ligne dont le diamètre est trop important, la mesure par bobine de Rogowski laisse place à la mesure par sonde B-dot (de l'anglais $\dot{B} = dB/dt$).

Le principe de mesure peut être considéré comme identique à celui de la bobine de Rogowski dérivative mais le bobinage est limité à quelques spires (2 ou 4 suivant l'emplacement dans le DLCM). Dans ce cas, L_{bobinage} devient petite et R_{mesure} correspond à la résistance 50Ω de l'oscilloscope. Le premier mode de fonctionnement de la bobine de Rogowski est alors vérifié et on a :

$$L_{\text{bobinage}} \frac{dI_{\text{bobinage}}}{dt} \ll (R_{\text{bobinage}} + R_{\text{mesure}}) \cdot I_{\text{bobinage}}$$

La sonde n'entoure plus le conducteur et ne mesure donc qu'une petite partie du flux du champ magnétique : il donne ainsi une information sur sa valeur locale.

On peut également écrire que la tension délivrée par la boucle est proportionnelle à la variation de flux de champ magnétique entouré par la boucle soit :

$$e = \frac{-d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt} \int B \cdot dS \cong \frac{\mu_0}{2\pi r_m} \frac{dI}{dt} A_{eq} \quad (32)$$

Avec A_{eq} : l'aire équivalente de la boucle par rapport au flux,

r_m : le rayon moyen de montage de cette boucle (dans le cas où les dimensions de la boucle sont petites devant le rayon de montage),

Φ : le flux de champ magnétique,

S : la surface entourée par la boucle,

μ_0 : la permittivité du vide.

Les moyens de mesure présentés ci-dessus sont utilisés en complément de ceux déjà implantés sur le générateur. Il s'agit de la mesure des courants en amont et en aval de chacune des 16 lignes du générateur ainsi que de la mesure du courant de pied (courant circulant dans le pied inductif servant à soutenir la convolute installée en partie centrale du générateur SPHINX).

B - Mesure optique

La Figure 94 présente le dispositif mis en place pour mesurer la vitesse de la surface interne du liner de la charge ECI pendant son implosion sur une large fenêtre temporelle [88].

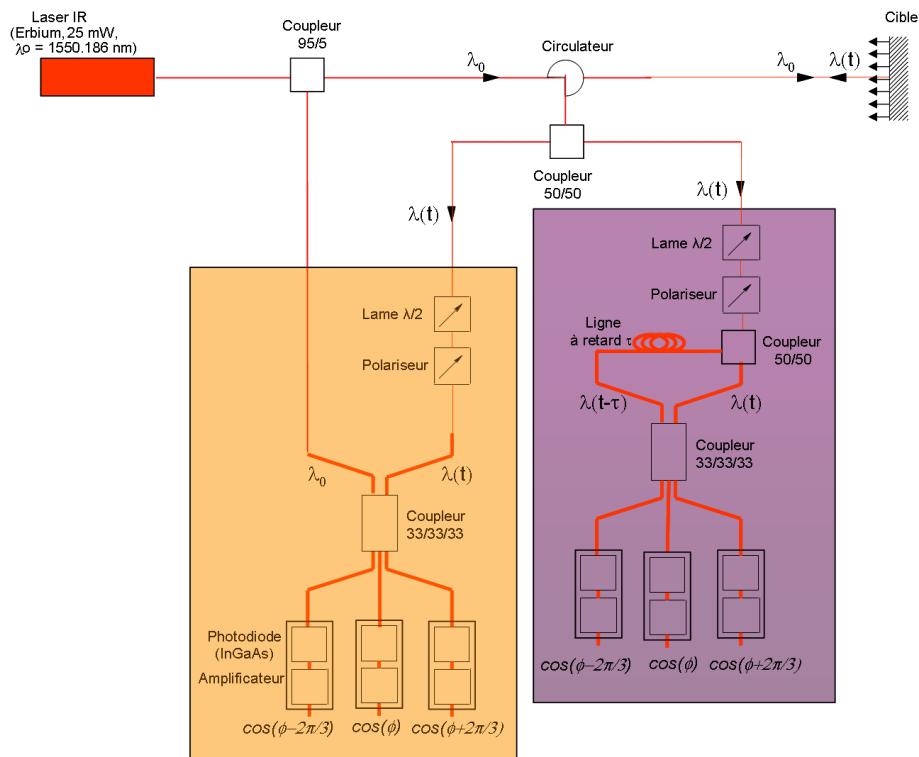


Figure 94 : Dispositif d'interférométrie Doppler homodyne (en jaune) / hétérodyne (en mauve) couplée (source CEA)

Ce dispositif est composé d'un interféromètre laser double, utilisant à la fois les techniques homodyne (de type VISAR [90]) et hétérodyne (Heterodyne Photonic Doppler Velocimeter [91]) dans le but de mesurer la vitesse de la surface interne de la charge ECI. L'utilisation combinée de ces deux techniques complémentaires permet d'étendre la gamme de vitesse mesurée. L'avantage principal de l'interféromètre hétérodyne est qu'il est peu

sensible à la qualité du signal. Même dans le cas d'un faible rapport signal sur bruit, la mesure de vitesse peut être extraite par la méthode de transformée de Fourier glissante (Short Time Fourier Transform). La technique homodyne n'est, quant à elle, pas limitée par les bandes passantes des composants (photodiode, oscilloscope). Elle permet donc de mesurer des vitesses bien plus élevées.

Le signal laser, une fois réfléchi sur la paroi interne de la charge ECI, est envoyé aux deux interféromètres :

- Dans la branche homodyne, le signal est séparé en deux composantes, l'une retardée par rapport à l'autre. La vitesse est alors déduite des interférences issues des deux composantes du signal Doppler aux temps t et $t-\tau$.
- Dans la branche hétérodyne, le signal Doppler réfléchi est recombinaé à celui de référence. Le déplacement et la vitesse de la paroi interne de la charge ECI sont respectivement extraits du déphasage optique et de la fréquence de battement du signal recombinaé, mesuré par l'oscilloscope.

La Figure 95 présente la dernière configuration utilisée pour la mesure optique au niveau de la charge ECI. Les interféromètres utilisent un laser d'une longueur d'onde de 1550nm. Son faisceau collimaté est dirigé vers un réflecteur conique de 3mm de diamètre puis reflété à 90° en direction de la paroi interne de la charge ECI, sur toute sa circonférence et sur 300µm de haut. L'avantage de cette méthode de mesure, plutôt que l'utilisation d'une mesure locale, est de disposer d'une valeur moyenne du déplacement de la surface interne et ainsi de ne pas dépendre de ses imperfections. Par conséquent, l'efficacité de cette mesure est liée à deux composantes :

- La concentricité entre le réflecteur et l'axe de la charge ECI.
- L'état de surface du réflecteur et de la paroi interne de la charge ECI.

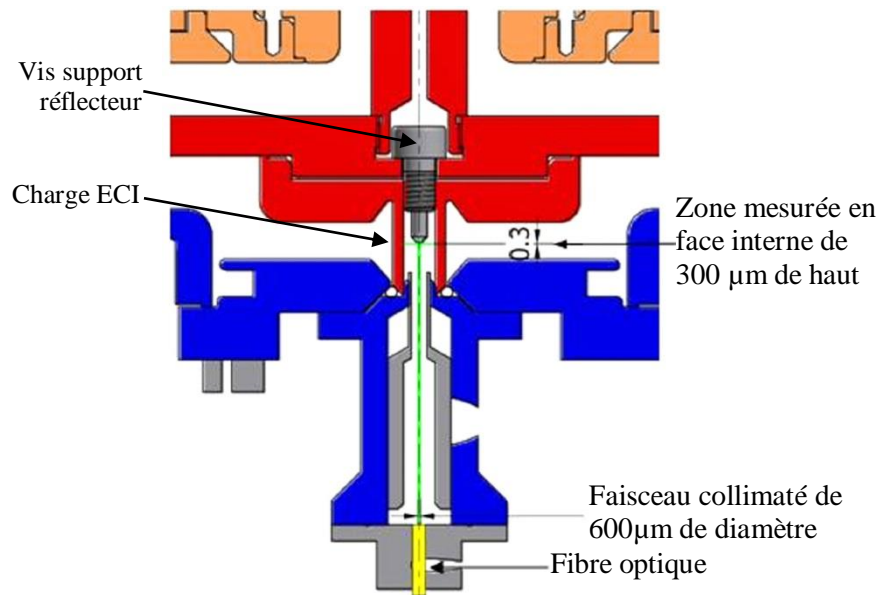


Figure 95 : Instrumentation de la charge ECI

Dans un premier temps (pour le tir SPHINX#809), le miroir plan faisant office de réflecteur était orienté à 45° par rapport à l'axe du cylindre. Pour les deux tirs suivants, l'extension de la vis est devenue conique avec un angle variant de 44 à 46° . Dans les deux configurations, un état de surface poli « optique » ($R_a < 0,2$) est nécessaire pour optimiser la qualité du signal réfléchi. Un obturateur coulissant en PVC permet après réglage de l'alignement sur le générateur de vérifier que le retour de lumière est bien dû à la face interne du cylindre de la charge ECI.

Le système d'interférométrie homodyne utilise deux photodiodes d'une bande passante de 400MHz. Celles-ci sont connectées à un oscilloscope TEKTRONIX DP07254 (2,5GHz – 10Gs/s). Les détecteurs utilisés dans la branche hétérodyne ont évolué au fil des essais. Pendant deux tirs, trois photodiodes avec une bande passante de 2GHz sont utilisés avec un oscilloscope TEKTRONIX DP07254 (2,5GHz – 10Gs/s). Pour le troisième tir, une des photodiodes voit sa bande passante augmentée à 12GHz et est connectée à un oscilloscope TEKTRONIX TDS6804B (8GHz – 10Gs/s). Ce dispositif devrait permettre de mesurer respectivement des vitesses de déplacement jusqu'à 1550m/s et 62000m/s. La durée totale d'acquisition est de 10µs.

II - Evolution de la géométrie du DLCM sur SPHINX

Nous rappelons que le premier prototype du DLCM, présenté au paragraphe 1 du Chapitre 3, a été testé sur le générateur SPHINX lors du tir **SPHINX#691**¹. L'absence de partie terminale, c'est-à-dire de commutateur à fermeture sous vide et de charge, a permis de mesurer le profil de tension de référence qui a servi à dimensionner le commutateur à fermeture (cf. Chapitres 2 et 3). L'objectif second était de valider une géométrie de DLCM comprenant le réseau de lignes ainsi que l'extrudeur de flux dynamique (EFD). Les pertes présentées à la Figure 96 dépassent 1mA à 1µs. Par ailleurs, les creux visibles vers les 900ns sur les courants I_m et I_r correspondent à la compression du réseau de fils de l'EFD.

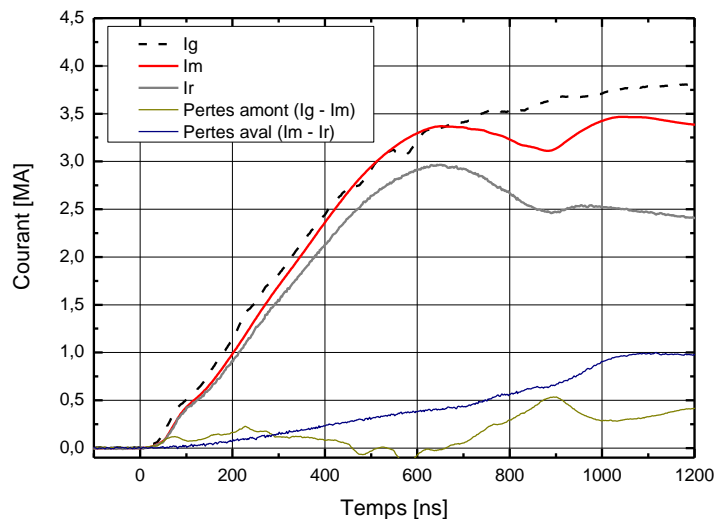


Figure 96 : Analyse des pertes lors du tir SPHINX#691

L'ajout, en sortie du DLCM, d'un commutateur à fermeture surfacique sous vide et d'une charge inductive (inductance fixe de 5nH) a eu lieu lors du tir **SPHINX#694**. La géométrie amont reste identique à celle du tir précédent. La Figure 97 présente une vue en coupe 2D axisymétrique (axe de révolution à droite) de la géométrie utilisée ainsi que les résultats obtenus lors du dernier tir cité. Nous pouvons remarquer que le commutateur à fermeture n'a pas supporté comme souhaité le profil de tension et s'est fermé au bout de 100ns alors que la tension à ses bornes était voisine de 40kV².

¹ Les différentes configurations de tir sont synthétisées en annexe.

² Pour rappel, le commutateur à fermeture doit tenir le plateau de tension de 40kV pendant environ 500ns puis se fermer pendant l'élévation de tension aux alentours des 100-120kV.

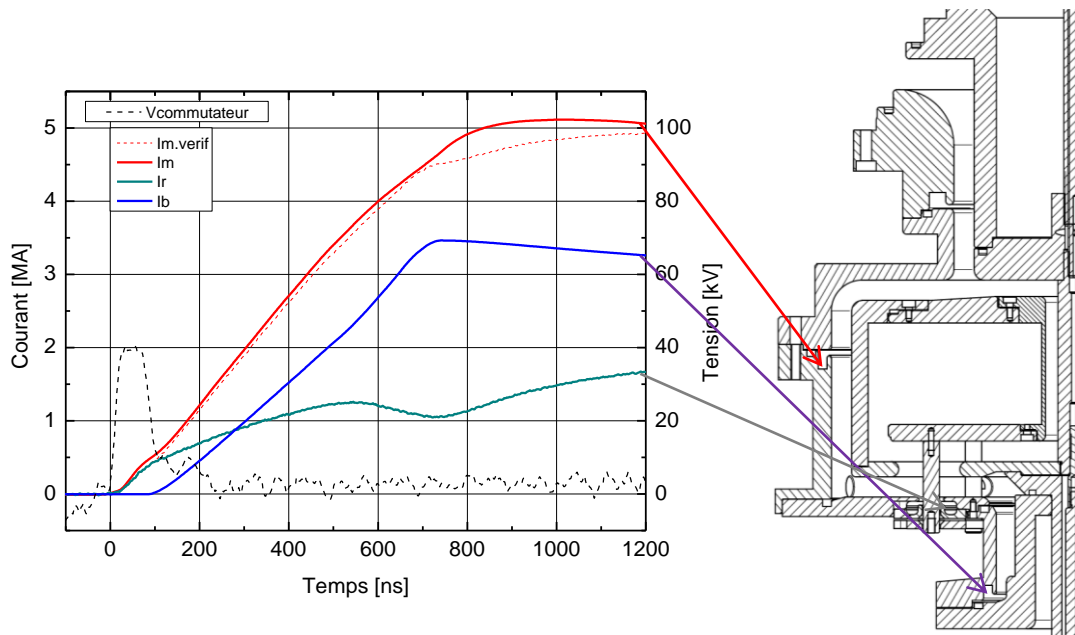


Figure 97 : Géométrie utilisée pour le tir SPHINX#694 et signaux correspondants

Grâce à l'effet doubleur du DLCM (présenté au paragraphe II du Chapitre 2) et à l'aide des courants I_r et I_b , il est possible d'en déduire le courant traversant l'EFD par les équations suivantes :

$$I_r = I_{\text{liner}}/2 - I_b/2 \quad (33)$$

Ce qui donne :

$$I_{\text{liner.calculé}} = 2*(I_r + I_b/2) \quad (34)$$

Ce courant calculé permet alors de vérifier le courant moyen I_m à partir de la formule :

$$I_{m.verif} = I_{\text{liner.calculé}}/2 + I_b/2 \quad (35)$$

La bonne correspondance entre le courant calculé $I_{m.verif}$ et le courant mesuré I_m est visible sur la Figure 97. La cohérence de ces signaux semble donc montrer que les pertes dans le DLCM lors de ce tir sont largement inférieures à celles obtenues dans le tir en circuit ouvert. Il est probable que, lorsque le commutateur est fermé, la répartition des courants soit modifiée et l'isolement magnétique s'en trouve amélioré (réduction des nulls de champ magnétique¹ [60]).

¹ A chaque fois qu'il y a séparation de courant, un null de champ magnétique apparaît. Il y a donc localement une suppression d'isolement magnétique pouvant entraîner des pertes.

Les efforts engendrés par le DLCM sur le générateur lors de ce tir ont été tels que les 4 barreaux du pied inductif du générateur supportant la convolute centrale se sont vrillés. Un dispositif réduisant les efforts mécaniques exercés par le DLCM sur le générateur est donc mis en place afin d'encaisser une partie de l'énergie mécanique délivrée par la masse du DLCM mise en mouvement par les forces magnétiques. Une zone fragilisée est créée sur la pièce de masse et des rondelles Belleville font office de ressort. Ces modifications sont visibles sur la Figure 99.

Pour le tir **SPHINX#775**, l'ajout d'un ergot sur l'électrode anode du commutateur à fermeture (visible aussi sur la Figure 99) a permis de réduire l'amplitude du champ électrique au point triple anode et ainsi accroître les chances de tenue en tension pendant les 500 premières nanosecondes (cf. Chapitre 3). De plus, le changement du diamètre des fils (diamètre $18,5\mu\text{m}$ au lieu de $12,7\mu\text{m}$ auparavant) a doublé sa masse équivalente. Malgré ces évolutions, les résultats de ce tir ressemblent à ceux du précédent. Le commutateur s'est fermé au bout d'une centaine de nanosecondes. D'autre part, le courant délivré à la charge est limité à environ 3MA, comme lors du tir SPHINX#694. La présence de perturbations dues au plasma dans le DLCM pourrait expliquer cette relativement faible amplitude de courant de charge. Deux types de plasmas peuvent, a priori, conduire à des problèmes de fonctionnement du DLCM. Tout d'abord, la pré-impulsion utilisée classiquement avant les tirs sur charge Z-pinch peut générer des plasmas précurseurs et des phénomènes de dégazage notamment au niveau des points de colle¹ en partie basse du DLCM. Contrairement au fonctionnement sur charge Z-pinch, ces derniers ne sont pas du tout protégés. De plus, lors de cette phase lente, les fils sont court-circuités par le tube central et on ne peut pas savoir quelle quantité de courant est injectée dans les fils (voir Figure 98).

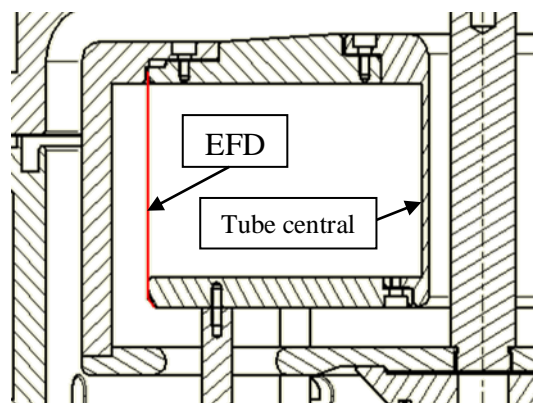


Figure 98 : Partie EFD du DLCM

¹ Sur une charge composée d'un réseau de fils, ces derniers sont maintenus en contact avec les électrodes grâce à des points de colles.

Ce processus, non maîtrisé et pouvant générer un risque supplémentaire de perturbation, a donc été supprimé à partir du tir SPHINX#793.

Lors du tir **SPHINX#793**, la géométrie a subi une optimisation, visible à la Figure 99, afin d'améliorer les contacts électriques entre les différentes pièces de la partie haute du DLCM. Une nouvelle pièce est ajoutée pour rendre les points de colle des fils moins visibles, réduisant par conséquent la hauteur du réseau de fils de 50mm à 43mm. Le polissage des pièces de cathode en amont du DLCM a pour objectif d'augmenter le seuil d'émission et d'empêcher la création de pertes lors de la montée en potentiel. Lors de ce tir, la pré-impulsion a également été supprimée et le commutateur à fermeture légèrement modifié (angle vif au niveau du point triple cathode pour une meilleure tenue en tension) après validation sur le banc de test présenté au Chapitre 3.

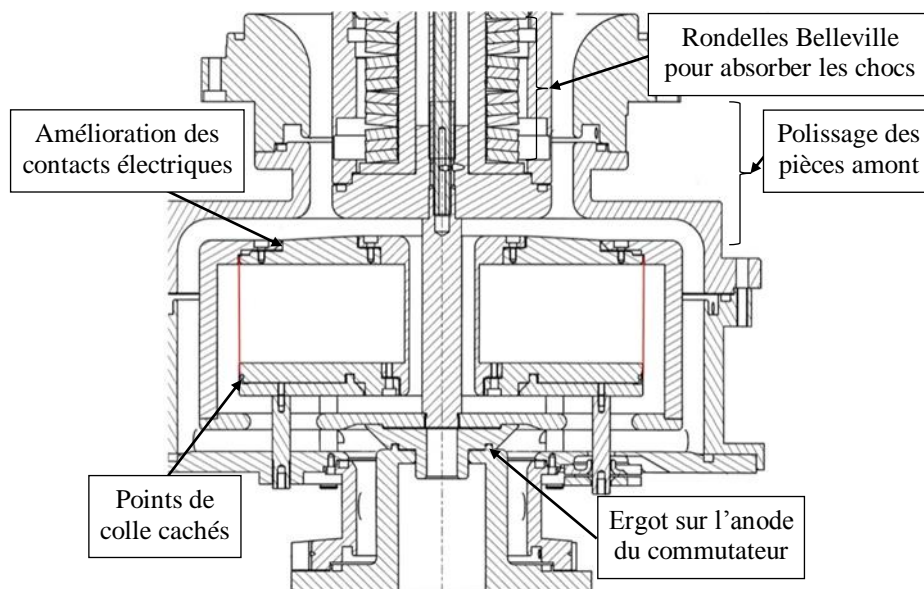


Figure 99 : Plan d'ensemble tir SPHINX#793

Le tir réalisé dans cette configuration, même si les résultats électriques restent inexploitable suite à un défaut de fonctionnement du générateur SPHINX (auto-amorçage d'une des 16 lignes du générateur), a permis d'étudier la qualité des contacts des pièces formant le DLCM. En effet, la faible détérioration du DLCM est une conséquence du faible courant qui l'a traversé¹. Des améliorations sur différentes pièces comme le disque posthole et sur l'emplacement de certaines vis de fixation permettent de minimiser le risque de renforcement de champ électrique entre les différentes pièces métalliques du DLCM.

¹ Lors d'un autoamorçage, la première ligne se décharge dans la charge et déclenche les autres lignes qui se déchargent de façon désynchronisée les unes dans les autres. La charge ne subit pratiquement que le courant de la première ligne.

Suite au tir SPHINX#793, et ce pour tous les tirs qui sont présentés par la suite, le générateur SPHINX a été chargé à 50kV, et non plus à 60kV comme auparavant, pour ménager ce dernier. La Figure 100 présente l'allure des courants relevés lors du tir **SPHINX#795**, utilisant la même géométrie que celle du tir SPHINX#793. La première chose marquante est la quasi-absence de compression au niveau des courants I_h et I_m . A première vue, on pourrait croire que le réseau de fils de l'EFD n'a pas implosé. Cependant, des simulations utilisant le code circuit SABER montrent que, même lorsque la compression se passe normalement, elle n'est pas réellement visible en partie haute du DLCM. En effet, la charge se retrouve en parallèle de l'EFD, lissant l'effet de compression sur les courants I_h et I_m . Ce point particulier de fonctionnement est visible sur la Figure 36 au Chapitre 2 (dans ce cas, I_g est comparable à la mesure I_h).

D'autre part, les courants I_h et I_m se superposent, même pendant la compression. Cela laisse présager très peu de pertes dans la partie haute du DLCM. Toutefois, l'augmentation de tension nominale dans les lignes du DLCM n'a pas eu lieu du fait d'une fermeture prématurée du commutateur. Le courant qui aurait dû se propager exclusivement dans l'EFD s'est ici séparé entre ce dernier (70%) et la charge (30%), limitant sa compression¹. L'absence de pertes en partie haute du DLCM doit à nouveau être vérifiée lors de la compression maximale de l'EFD, (i.e. avec une augmentation maximale de tension dans les différentes zones inter-électrodes). Une saturation des courants I_b à 2,8-2,9MA est toujours observée. Les points de colle des fils de l'EFD étant maintenant cachés, l'autre hypothèse est que le plasma créé lors de la fermeture prématurée du commutateur a entraîné un court-circuit de l'espace d'entrée de la charge.

La Figure 100 présente également les résultats du tir SPHINX#775 à titre de comparaison. Même si les masses des deux EFD et la tension de charge du générateur ne sont pas identiques, il est clairement visible que les évolutions mécaniques effectuées pour améliorer les contacts ont eu une incidence sur les résultats en termes d'homogénéité du courant. En effet, lors du tir SPHINX#795, les courants se superposent beaucoup mieux que lors du tir SPHINX#775. Néanmoins, le problème de court-circuit de la charge ainsi que celui de la fermeture prématurée du commutateur sont toujours présents.

¹ Les pourcentages de répartition du courant sont calculés en fonction du rapport d'inductance entre l'EFD et la charge. Ces valeurs sont valables avant la mise en mouvement du réseau de fils de l'EFD.

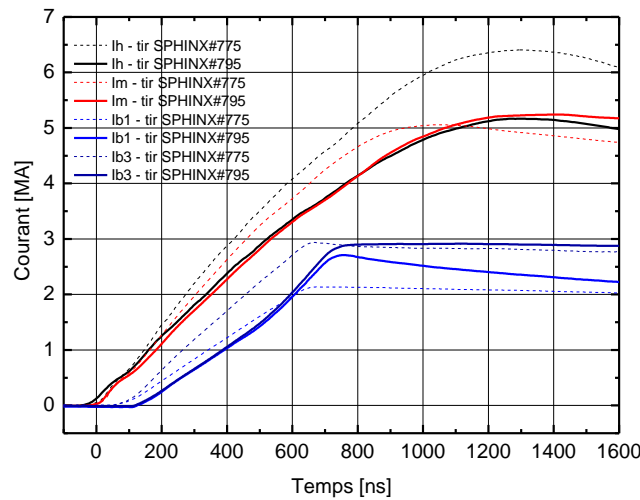


Figure 100 : Résultats du tir SPHINX#795 comparés à ceux du tir SPHINX#775

Pour le tir **SPHINX#801**, le commutateur est éloigné au maximum de la zone d'émission d'UV, c'est-à-dire du réseau de fils de l'EFD. Satisfaire aux nouvelles exigences a nécessité la conception d'un autre commutateur à fermeture surfacique sous vide : le commutateur CS2 présenté au paragraphe III du Chapitre 3. La configuration spéciale de ce tir ainsi que les résultats qui en découlent, sont présentés en détail au paragraphe III de ce chapitre.

Compte tenu du nombre limité de tirs disponibles et des résultats du tir SPHINX#801, une réorientation de la démarche expérimentale a eu lieu. Les travaux ont été poursuivis suivant deux directions parallèles :

- L'étude d'un nouveau commutateur volumique basé sur la fermeture d'une zone sous vide multicanaux compatible avec l'installation, en aval, de charge de type compression isentropique ou Z-pinch. Le dimensionnement et les essais sur banc de test de ce commutateur ont été présentés au paragraphe IV du Chapitre 3. La configuration du tir **SPHINX#813** intégrant ce commutateur sur un tir DLCM connecté à une charge de type compression isentropique et ses résultats sont, quant à eux, présentés au paragraphe IV de ce chapitre.
- L'étude du fonctionnement du DLCM en régime microseconde (sans commutateur à fermeture) connecté à une charge de type compression isentropique. Dans ce cadre-là, les tirs **SPHINX#809**, **811** et **812** sont analysés au paragraphe V de ce chapitre.

III - Validation du fonctionnement du commutateur surfacique sous vide

Le paragraphe III du Chapitre 3 a présenté les étapes de conception et de validation sur banc de test du commutateur surfacique sous vide CS2 dans un environnement dépourvu de perturbations (UV, plasma,...). Or, il a été constaté de manière récurrente sur les versions antérieures de commutateur que ces perturbations pouvaient modifier son fonctionnement (Figure 97, 99 et 100). La configuration utilisée pour valider le fonctionnement du commutateur surfacique lors d'un tir DLCM est présentée ci-après.

A - Présentation de la géométrie utilisée

Une nouvelle configuration de tir est définie pour, d'une part, tester ce nouveau commutateur et, d'autre part, extraire du tir un maximum d'informations sur le fonctionnement du DLCM (même en cas de fermeture prématurée du commutateur). Cette configuration est représentée à la Figure 101.

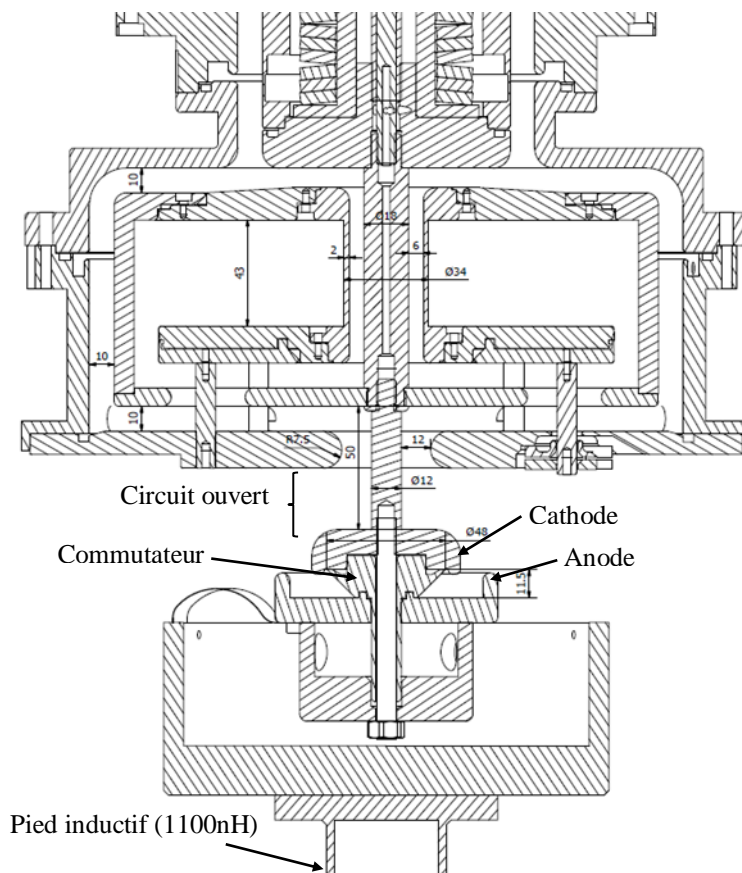


Figure 101 : Configuration utilisée pour le tir SPHINX#801

L'utilisation d'un pied fortement inductif (valeur voisine de $1,1\mu\text{H}$) situé en aval du commutateur permet, à la fois, de s'assurer que la presque totalité du courant issu du générateur est transmise à l'EFD (indépendamment de la fermeture prématurée ou non du commutateur), mais, aussi, de maintenir le profil de tension aux bornes du commutateur.

L'objectif pour ce tir est donc double :

- Tester la nouvelle géométrie de commutateur dans un tir DLCM sur SPHINX, mais à un emplacement où il se trouve relativement bien protégé des perturbations liées aux émissions UV et plasma. En effet, l'absence d'électrodes de retour de courant amont du commutateur réduit fortement les possibilités de réflexions du rayonnement UV provenant de l'EFD.
- Evaluer expérimentalement la compression maximale de l'EFD. Cette information n'ayant pu être obtenue lors des tirs précédents du fait du claquage prématuré du commutateur puisque le courant issu du générateur était divisé entre les circuits parallèles formés par l'EFD et la charge située en aval du commutateur. Cette division prématurée du courant s'était toujours traduite par une implosion réduite de l'EFD.

B - Analyse des résultats obtenus

La Figure 102 représente les profils de courants obtenus en divers points du système lorsque le DLCM est connecté à une charge de forte inductance.

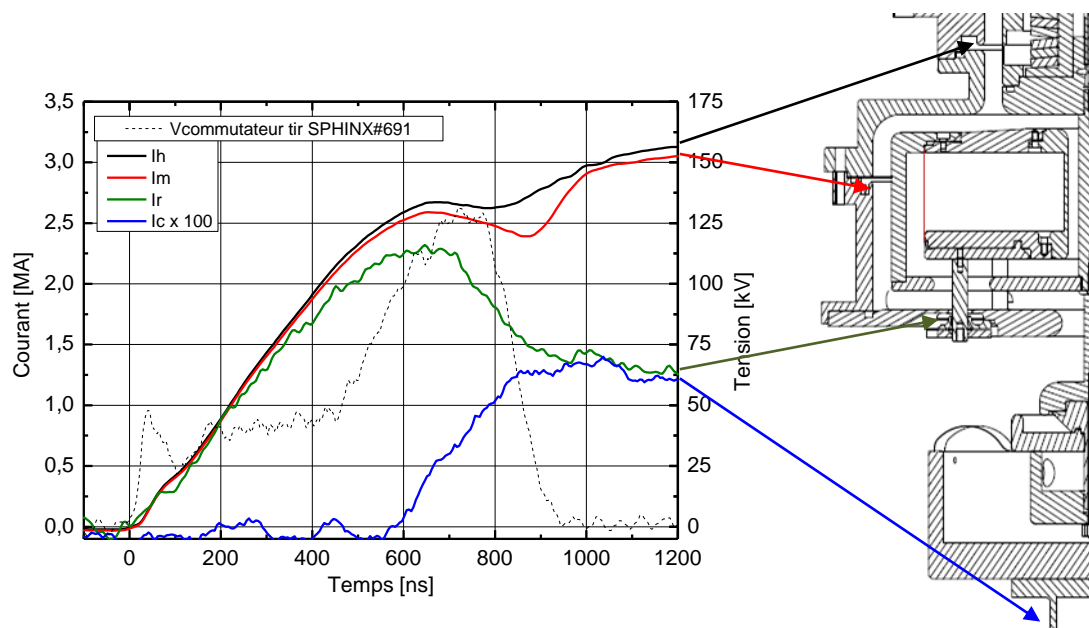


Figure 102 : Résultats obtenus lors du tir SPHINX#801

Ces mesures sont réalisées à l'aide de capteurs B-dots dans les parties haute (I_h) et médiane (I_m) du DLCM et de bobines de Rogowski autour des barreaux posthole (I_r). L'ancienne mesure de courant basse (I_b) est remplacée, pour ce tir, par une bobine de Rogowski pour mesurer le courant I_c circulant dans le pied inductif en aval du commutateur et ainsi contrôler le moment de fermeture du commutateur.

De nombreuses informations peuvent être extraites de ces résultats.

Tout d'abord, le courant I_c mesuré¹ montre que le commutateur est capable de supporter le profil de tension qui lui est appliqué pendant les 600 premières nanosecondes. Des simulations de type circuit électrique et MHD confirment que la fermeture du commutateur n'est intervenue qu'après le plateau, durant le front de montée en tension, aux alentours des 100kV. C'est un net progrès comparé aux précédents tirs DLCM où les versions antérieures du commutateur se fermaient à chaque fois prématurément (~100-200ns). Bien qu'obtenu dans une configuration expérimentale où le commutateur est protégé des perturbations issues des UV, ce résultat valide néanmoins, pour la première fois, sur le générateur SPHINX, une géométrie de commutateur fonctionnant avec le DLCM [1].

Les différentes améliorations mécaniques apportées à la géométrie du DLCM ont eu pour conséquence de réduire encore davantage les pertes dans le DLCM. En effet, comme le montrent les profils des courants I_h et I_m , les pertes entre ces deux évolutions temporelles sont négligeables jusqu'à la compression des fils de l'EFD (variation observée dans les profils de courant à partir de 500ns). Ces pertes restent également relativement faibles au-delà de 500ns.

La superposition des profils de courants I_m et I_r jusqu'à 300ns indique qu'il n'existe pas de pertes significatives entre les parties médiane et basse jusqu'à cet instant. Au-delà de 300ns, ces pertes augmentent progressivement jusqu'à atteindre ~250kA à 600ns.

Les résultats obtenus lors de ce tir démontrent un fonctionnement satisfaisant de l'isolation magnétique dans cette configuration, lorsque le DLCM est connecté à une forte inductance de charge, malgré la forte contrainte en tension due à la compression maximale de l'EFD. Ils valident également la géométrie de ce commutateur dans une configuration particulière sur SPHINX, dans un environnement protégé des perturbations UV.

¹ Attention, il y a un facteur 100 sur le courant I_c par soucis de lisibilité sur la Figure 102.

IV - Validation du fonctionnement du commutateur volumique sur SPHINX

Après avoir développé et validé sur banc de test un commutateur volumique (présenté au paragraphe IV du Chapitre 3), un tir DLCM a permis de valider en configuration réelle son fonctionnement. De par sa compacité et sa géométrie, le commutateur volumique est compatible avec une charge ECI (expérimentation de compression isentropique). Après avoir détaillé le dimensionnement de ce type de charge, la géométrie du DLCM utilisée pour ce tir est présentée, puis les résultats commentés.

A - Dimensionnement d'expérimentations de compression isentropique

1) Choix de la géométrie de la charge ECI

La pression magnétique exercée sur une charge ECI est liée à la densité locale de courant par la relation suivante :

$$P(t) = \frac{B^2(t)}{2\mu_0} = \frac{\mu_0 J^2(t)}{2} \quad (36)$$

Avec $B(t)$ et $J(t)$: respectivement le champ magnétique et la densité de courant variables au niveau de la charge.

Les expérimentations de compression par rampe sont généralement effectuées sur des charges soit planes, soit cylindriques. En fonction de la géométrie utilisée, la relation (36) devient respectivement pour une charge plane puis cylindrique :

$$P(t) = \frac{\mu_0}{2} \left(\frac{I(t)}{W} \right)^2 \quad (37)$$

Avec $I(t)$: l'intensité de courant variable,

W : la largeur de la charge plane ;

Et

$$P(t) = \frac{\mu_0}{8\pi^2} \left(\frac{I(t)}{R(t)} \right)^2 \quad (38)$$

Avec $R(t)$: le rayon variable de la charge cylindrique soumise au chargement par rampe.

L'utilisation de l'une ou l'autre de ces géométries a ses avantages et ses inconvénients. Les charges planes génèrent des pressions supérieures aux charges cylindriques pour des valeurs équivalentes de largeur et de rayon. De plus, l'implantation de diagnostics de vitesse de la paroi interne Doppler est plus aisée pour ce premier type de charge. Cependant, dans la géométrie cylindrique, la mise en mouvement des électrodes n'a que peu d'impact sur l'homogénéité du courant, et donc de la rampe de compression. Ce déplacement d'électrode provoque une augmentation de l'inductance et donc une modification de la pression magnétique. Comme la relation (38) le fait apparaître, ce phénomène est largement compensé par le terme $R^{-2}(t)$ qui contribue à l'augmentation de la pression durant l'implosion. Par ailleurs, une bonne caractérisation du chargement est possible à condition de bénéficier d'une zone de chargement 1D suffisante pour la mesure d'interférométrie. Cela signifie que dans cette zone, et durant la fenêtre temporelle utile (jusqu'au maximum de courant), la pression est exercée sur la charge de manière unidirectionnelle (selon le rayon pour une charge cylindrique). Cette zone, qui doit être dépourvue de perturbations issues d'ondes de bord, dépend à la fois du profil de courant et des dimensions de la charge. Prenons comme exemple une charge ECI en aluminium soumise à une impulsion microseconde. Les ondes de bord, évoluant dès le début de l'impulsion à une vitesse de 6,3mm/ μ s (vitesse du son), parcourent ainsi plus de 6mm en direction du centre de la charge au moment du maximum de courant. Une charge plane devrait donc avoir une longueur et une largeur de plus de 12mm pour garantir une zone de chargement 1D. En géométrie cylindrique, seule la longueur est critique. Son inductance équivalente plus faible dans cette géométrie semble alors plus adaptée à un fonctionnement sur le générateur SPHINX via le DLCM.

D'autres considérations relatives aux mécanismes de formation d'onde de choc et à la diffusion magnétique, et communes aux deux configurations, sont à prendre en compte pour le dimensionnement de charge ECI. L'épaisseur de la charge ECI doit être adaptée pour, d'une part, éviter la transformation de l'onde de contrainte en onde de choc et, d'autre part, préserver la face interne de la charge ECI de la fusion par effet Joule. Un compromis sur l'épaisseur de la charge ECI doit donc être trouvé :

- Elle doit être assez fine pour éviter la formation d'un choc.
- Elle doit être suffisante pour limiter les interactions entre les ondes réfléchies et le front de diffusion magnétique mais aussi pour maintenir la face interne à l'état solide jusqu'au maximum de courant.

Dans le but de satisfaire toutes ces exigences et optimiser la configuration expérimentale, des simulations MHD prenant en compte les propriétés physiques de la charge sont grandement utiles.

2) Simulations hydrodynamiques

UNIDIM est un code hydrodynamique 1D développé par le CEA Gramat. Ce code, initialement basé sur le code WONDY V utilisé au Sandia National Laboratories [92], est capable de modéliser des charges de géométrie plane, cylindrique ou sphérique. Pour cela, il résout les équations de Maxwell. Les effets électromagnétiques sont aussi pris en compte en introduisant les forces de Laplace et l'effet Joule dans les équations de conservation de la quantité de mouvement et de l'énergie. Ce code simule donc, à la fois, le chargement magnétique et la propagation d'onde de contrainte dans une charge ECI lorsqu'un profil de courant lui est appliqué (variation temporelle de l'impulsion de courant provenant elle-même de résultats GORGON [58] par exemple). Les simulations présentées ci-après utilisent le modèle de conductivité de Lee-More-Desjarlais [93] et l'équation d'état de l'aluminium pur développée par Kerley [94] (table Sésame 3700).

Le code UNIDIM a ici une double utilité. Tout d'abord, il permet de dimensionner et optimiser une charge ECI. La Figure 103 représente le profil de vitesse de la paroi interne d'une charge ECI de respectivement 3mm et 5mm de rayon interne et externe lorsque le profil de courant simulé en sortie du DLCM à l'aide de GORGON lui est appliqué.

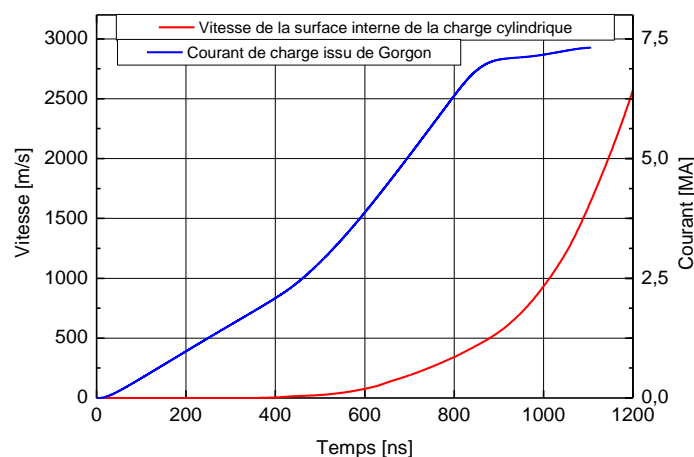


Figure 103 : Profils simulés de vitesse de la surface interne libre (UNIDIM) et du courant dans la charge (GORGON) – (source CEA)

Il est ainsi possible de prédire le déplacement de la surface interne au maximum de courant. De telles informations sont particulièrement utiles, notamment pour l'implantation des diagnostics de mesure de vitesse. Par ailleurs, en utilisant le courant expérimental mesuré lors d'un tir DLCM sur charge ECI, il est possible d'analyser le comportement hydrodynamique de cette dernière. Le résultat de simulation de vitesse de la surface interne peut alors être comparé au profil de vitesse mesuré expérimentalement.

B - Présentation de la géométrie utilisée

L'objectif du tir SPHINX#813 était principalement de valider le fonctionnement du commutateur volumique présenté au paragraphe IV du Chapitre 3. La zone d'intégration du commutateur au sein du DLCM est visible sur la Figure 104. Pour ce tir, le DLCM est connecté à une charge ECI cylindrique, identique à celle utilisée lors du tir présenté au paragraphe V de ce chapitre, et intégrée en dessous du commutateur à fermeture. D'un point de vue électrique, elle peut être assimilée à une inductance fixe de 5,3nH (valeur à l'état initial avant la compression du liner).

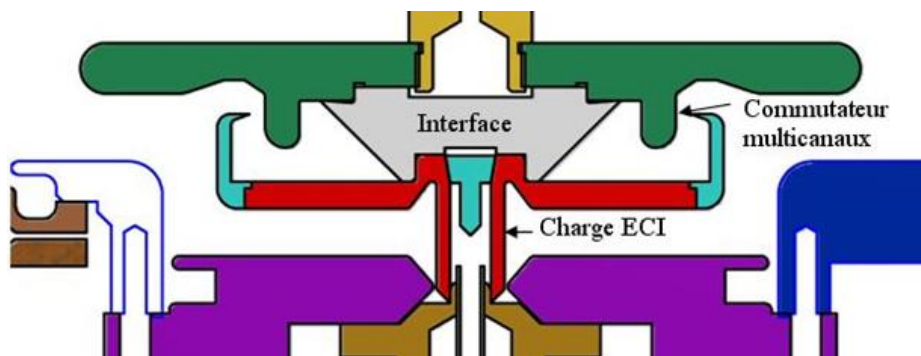


Figure 104 : Zoom sur le commutateur volumique et la charge ECI intégrés au DLCM pour le tir SPHINX#813

Les essais sur banc de test ont montré la nécessité d'utiliser de l'acier inoxydable pour les électrodes du commutateur volumique. Or, la charge ECI devant être en Aluminium Al6061T6¹, une pièce frettée a permis de combiner ces deux matériaux. La partie charge ECI (en rouge sur la Figure 104) est donc en aluminium alors que la partie commutateur (en bleu clair) est en acier inoxydable, tout comme le miroir conique qui est monté en force dans la charge ECI lors de sa conception. La quasi-totalité de la pièce est polie avec un état de surface de Ra=0,2. Cependant, la partie intérieure de la charge ECI et le miroir nécessitent un

¹ L'aluminium Al 6061-T6 est utilisé car il est le plus proche de l'aluminium pur. Il est ainsi possible de connaître son comportement en utilisant les tables sésame [94].

polissage « optique » ($Ra=0,05$) pour satisfaire les exigences liées aux mesures d'interférométrie. La géométrie globale utilisée est présentée Figure 105.

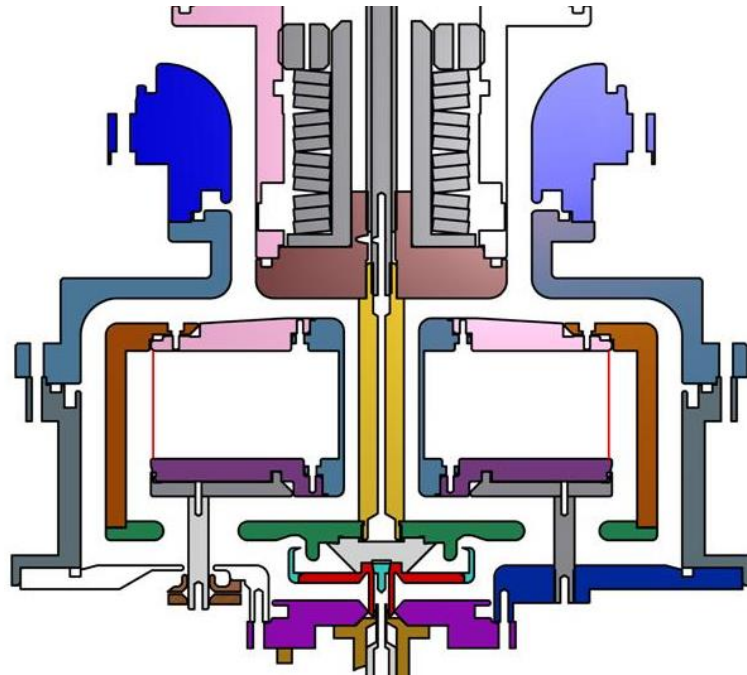


Figure 105 : Configuration utilisée pour le tir SPHINX#813

C - Analyse des résultats obtenus

La Figure 106 montre les profils de courants obtenus en différentes positions du système.

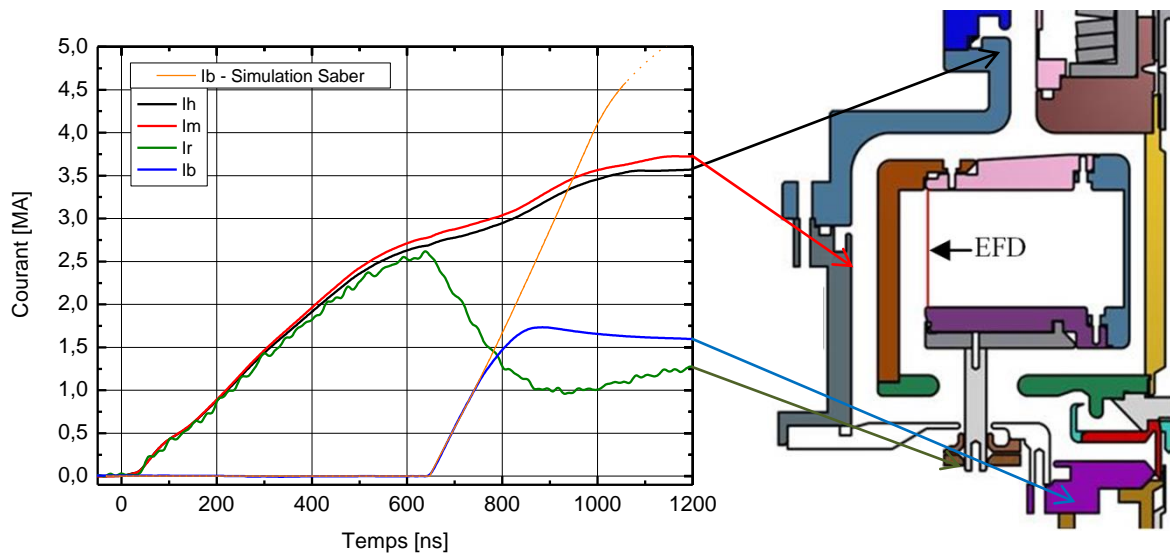


Figure 106 : Résultats du tir SPHINX#813

Ces mesures sont réalisées à l'aide de sondes B-dots dans les parties haute (I_h), médiane (I_m) et basse (I_b) du DLCM et de bobines de Rogowski autour des barreaux posthole (I_r).

Deux informations peuvent être tirées de l'allure du courant I_b :

- D'une part, le commutateur volumique a tenu le profil de tension qui lui est appliqué pendant 640ns. Il est donc possible, en utilisant ce type de commutateur à fermeture, de faire fonctionner le DLCM en mode sub-microseconde sur des charges de type ECI. De plus, la simulation SABER confirme que le commutateur volumique a fonctionné en mode multicanaux car son inductance équivalente est négligeable (même dI_b/dt entre la simulation et l'expérimental).
- D'autre part, l'amplitude du courant circulant dans la charge est inférieure aux espérances (résultat de simulation en orange – les pointillés correspondent à la phase après compression de l'EFD non représentative dans le code SABER). Cela peut venir soit d'un problème de compression de l'EFD, soit d'un masquage de son fonctionnement via des pertes apparaissant pendant la phase de compression au niveau de la convolute posthole. L'inflexion des courants I_h et I_m à environ 900ns est une conséquence d'un changement brutal de l'impédance équivalente de la partie basse (en dessous de I_m) du DLCM.

Par ailleurs, les pertes en partie haute du DLCM semblent minimisées. En effet, avant la fermeture sur commutateur, les courants I_h , I_m et I_r se superposent.

Les résultats obtenus lors de ce tir valident le fonctionnement du commutateur volumique sur le DLCM quand une charge ECI y est connectée. Un point d'optimisation reste cependant à traiter : le fonctionnement de l'EFD.

V - Essais du DLCM en régime microseconde (attaque directe)

Comme décrit dans le paragraphe I du Chapitre 2, un mode de fonctionnement du DLCM sans commutateur, s'appuyant simplement sur le principe de division inductive, est possible. Cette mise en forme du courant initial délivré par le générateur sur une échelle de temps de l'ordre de la microseconde peut également convenir à diverses applications, parmi lesquelles les expérimentations de compression quasi-isentropiques par champ magnétique pulsé.

La configuration, utilisée pour trois tirs, est détaillée ci-après.

A - *Présentation de la géométrie utilisée*

La Figure 107 présente la configuration qui a servi aux essais DLCM sur charge ECI en attaque directe. La partie haute est composée du réseau d'électrodes et de l'EFD utilisés lors du tir SPHINX#801 (présenté au paragraphe III de ce chapitre). En partie basse, c'est-à-dire en dessous du disque posthole, se trouvent la charge ECI, l'électrode de retour courant et le logement de la tête optique. La charge ECI, usinée en aluminium 6061-T6, est vissée sur le disque posthole. Ses surfaces externe et interne sont polies avec un Ra de 0,2. Les dimensions de la charge ainsi que du réseau d'électrodes la connectant à la convolute posthole résultent d'un compromis. D'un côté, les dimensions doivent être modestes afin de présenter une inductance équivalente de cette région relativement faible et ainsi espérer atteindre des niveaux de pression de l'ordre de 20GPa. D'un autre côté, les dimensions doivent être suffisamment grandes pour l'implantation des différents composants de diagnostic. Ici, l'inductance de charge équivalente (depuis les barreaux posthole jusqu'à la charge) est de 5,3nH. Les rayons interne et externe de la charge ECI sont respectivement de 3 et 5mm. Sa longueur de 16mm est prévue pour allouer une zone de 2mm de chargement 1D au maximum de courant.

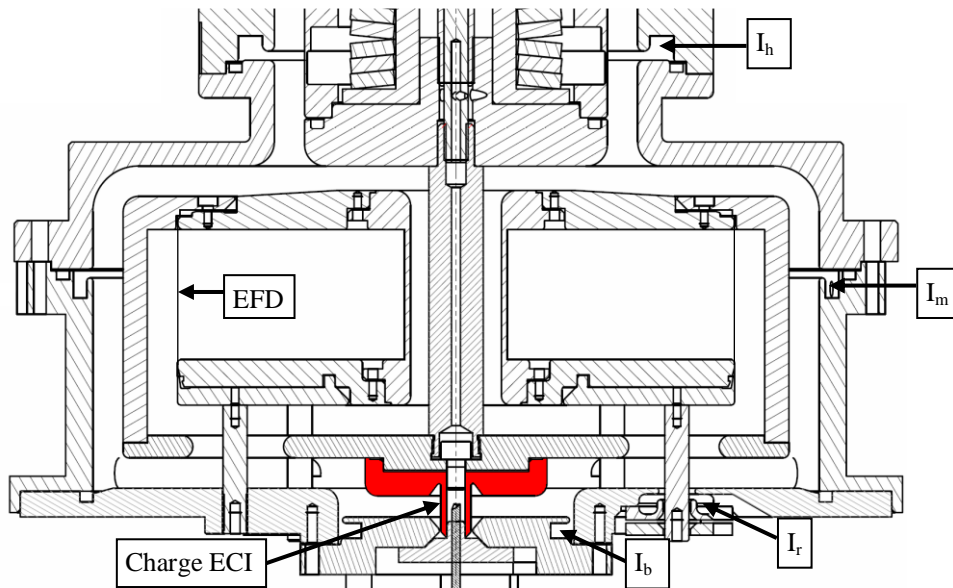


Figure 107 : Configuration expérimentale utilisée pour les expérimentations de compression isentropiques sur le générateur SPHINX équipé du DLCM (source CEA)

Les mesures de courant disposées à différents endroits critiques du DLCM sont repérées sur la Figure 107 :

- Quatre sondes de courant B-dots (I_{h1} à I_{h4}) sont disposées à l'entrée du DLCM,
- Trois sondes de courant B-dots (I_{m1} à I_{m3}) sont situées à mi-hauteur du DLCM,
- Quatre bobines de Rogowski (I_{r1} à I_{r4}) entourent un barreau posthole sur deux,
- Trois sondes de courant B-dots (I_{b1} à I_{b3}) mesurent le courant circulant dans la charge.

B - Analyse des résultats expérimentaux

Trois tirs (SPHINX#809, 811 et 812) ont utilisé la configuration de DLCM connecté directement à une charge ECI. Pour chacun des trois tirs, le générateur SPHINX est chargé à 50kV.

1) Comportement électrique du DLCM

La Figure 108 présente les profils de courants mesurés en différents endroits du DLCM lors du tir SPHINX#812.

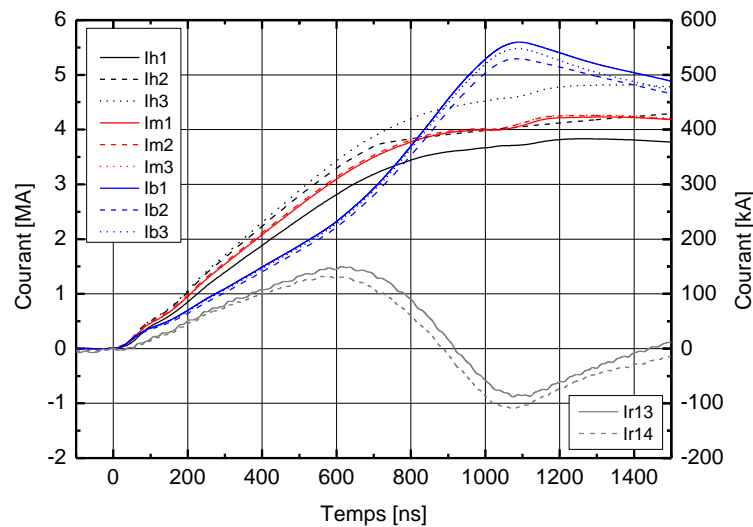


Figure 108 : Résultats électriques du tir SPHINX#812
DLCM sans commutateur à fermeture connecté à une charge ECI

Contrairement au tir SPHINX#801 où une très bonne homogénéité entre les différents courants du même niveau avait été obtenue, une différence d'environ 10% est observée ici entre les courants I_h et I_m . Cette même constatation peut être faite lors des tirs SPHINX#809 et SPHINX#811. La mécanique de la partie haute n'ayant pas changé entre le tir SPHINX#801 et ces derniers tirs, deux explications sont envisageables :

- Premièrement, le DLCM étant plus sollicité dans cette configuration, il pourrait engendrer plus de pertes.
- Deuxièmement, il semblerait que, pour les courants I_m , la mesure fournissant l'amplitude la plus élevée se trouve du côté du générateur où la gigue temporelle entre les lignes LTD est la plus faible. L'inhomogénéité pourrait alors être liée aux claquages des lignes du générateur et non pas à un problème de pertes en partie haute du DLCM.

L'écart entre la simulation et les mesures laisse présager un fonctionnement non nominal du DLCM. Deux scénarii sont envisageables : soit le réseau de fils de l'EFD ne se comprime pas comme espéré, impactant alors l'amplitude du courant de charge ; soit les pertes engendrées par la surtension générée par l'EFD masquent son fonctionnement. Dans les deux cas, un taux de compression de l'EFD divisé par deux permet de simuler ce défaut, comme le montre la Figure 109 (les pointillés correspondent à la phase après compression de l'EFD, non représentative dans ce code).

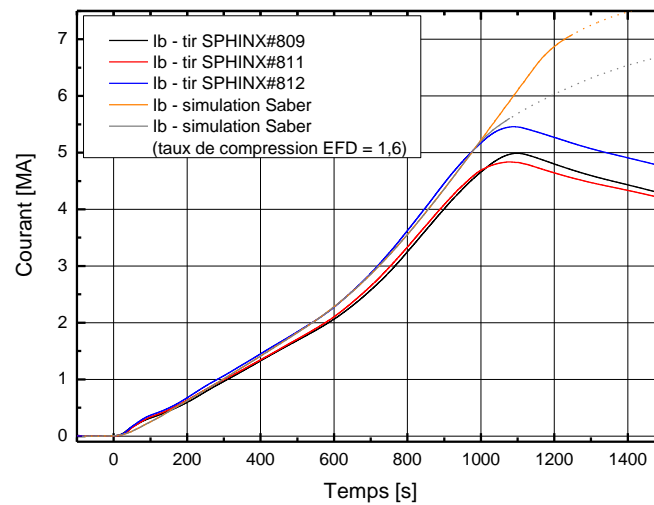


Figure 109 : Comparatif des courants moyennés - tirs SPHINX#809, 811, 812

Il est, enfin, important de noter que le DLCM joue parfaitement son rôle de mise en forme du courant. En effet, l'amplitude du courant en sortie du DLCM est supérieure à celle en entrée ($I_b > I_h$ sur la Figure 108). Ces valeurs sont très encourageantes et confirment que l'on peut utiliser le DLCM sans commutateur à fermeture. Le fonctionnement est alors fiable, car non perturbé par un éventuel claquage prématuré de commutateur à proximité de la charge.

Même si le niveau de courant délivré à la charge ECI est encore limité pour l'instant, le front de montée de la deuxième phase de l'impulsion (entre 500ns et 1 μ s) atteint 8MA/ μ s, ce qui est 40% plus rapide que lors d'un tir sans DLCM.

2) Diagnostics d'interférométrie

L'interféromètre homodyne n'a pas permis d'obtenir de résultats probants pour l'instant, alors que la mesure hétérodyne a donné satisfaction lors des deux derniers tirs. La branche hétérodyne étant moins sensible au faible niveau de signal réfléchi que la branche homodyne, cela pourrait expliquer pourquoi un seul interféromètre a fonctionné. Une étude ultérieure a montré que la qualité du signal « retour » est directement liée à l'état de surface du réflecteur et de la face interne de la charge ECI (modification prise en compte pour le tir SPHINX#813 présenté au paragraphe IV de ce chapitre).

L'analyse qui suit se focalise donc sur les résultats de la mesure hétérodyne.

Dans le tir SPHINX#809, le signal retour de la face interne de la charge ECI a été perdu prématurément lors de la compression de la charge. Lors des tirs SPHINX#811 et SPHINX#812, la mesure a fonctionné convenablement. Deux modifications peuvent être à l'origine de cette amélioration :

- Un réflecteur conique a remplacé celui à 45° , comme décrit au paragraphe I de ce chapitre.
- La puissance du laser était fixée à 250mW lors des réglages puis à 400mW pendant les tirs. Lors du tir SPHINX#809, la puissance du laser n'était pas réduite durant les mesures préliminaires. Cette utilisation prolongée à forte puissance a pu saturer certains éléments optiques durant le tir.

Les signaux mesurés sont traités par la méthode STFT [91] ainsi que la méthode de repliement de phases [95]. La Figure 110 présente les profils de vitesse ainsi obtenus lors du tir SPHINX#812 jusqu'à $1,17\mu\text{s}$. Au-delà, le signal est significativement détérioré, sûrement parce que la limite de la bande de détection du système est atteinte. En effet, la branche de mesure comprenant la photodiode 12GHz et l'oscilloscope 8GHz n'a pas fonctionné, à cause d'un trop faible rapport signal / bruit.

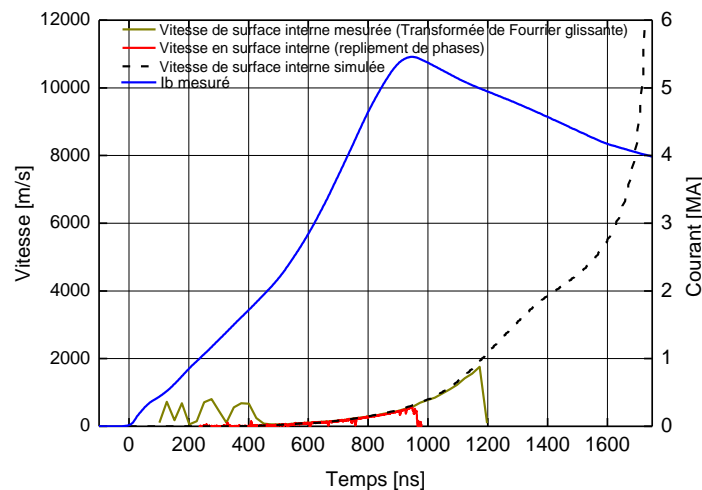


Figure 110 : Profil de vitesse mesuré et simulé par UNIDIM à partir du courant mesuré dans la charge ECI ; Tir SPHINX#812 (source CEA)

Le courant mesuré dans la charge ECI lors du tir SPHINX#812 a servi de variable d'entrée pour le code UNIDIM et a ainsi permis de simuler le comportement hydrodynamique de l'expérimentation de compression isentropique réalisée. Les résultats simulés et

expérimentaux sont en accord pendant le temps d'acquisition. La vitesse de la face interne est simulée jusqu'à son implosion sur l'axe du cylindre. La Figure 111 montre que le signal est perdu pour un rayon de 2,89mm. Cela correspond à une distance de 1,39mm avec le miroir. La perte du signal n'est donc pas liée à un impact de la surface interne sur le miroir. Notons que, même dans le cas le plus favorable, le signal aurait été perdu au bout de 1500ns, c'est-à-dire au moment de l'impact de la surface interne de la charge ECI sur le miroir.

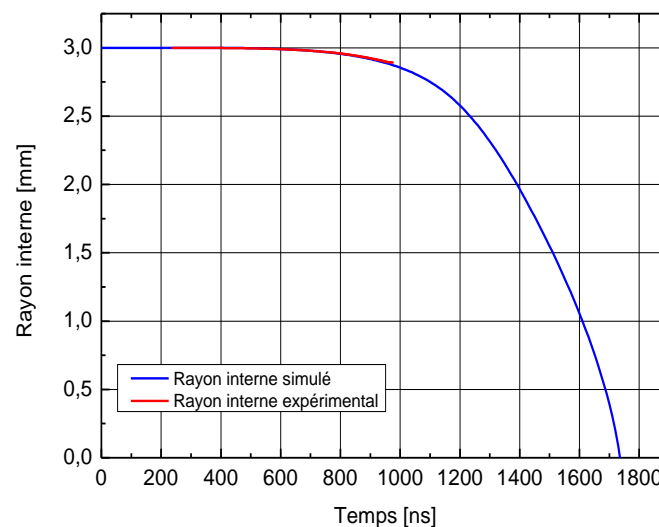


Figure 111 : Evolution du rayon interne du liner simulée et déduite des mesures de vitesse Tir SPHINX#812 (source CEA)

La Figure 112 représente les niveaux de contrainte simulés au niveau de l'épaisseur de la charge ECI, dans un diagramme X-t. Les rayons interne et externe sont représentés sur l'axe des ordonnées en coordonnées Lagrangiennes. Leurs évolutions sont déterminées en fonction du temps. Un maximum de 23GPa est obtenu vers le milieu de l'épaisseur.

La diffusion magnétique est représentée dans un diagramme X-t à la Figure 113. La simulation indique qu'environ 1,8mm de l'épaisseur (du côté de la face interne) reste à l'état solide jusqu'à 1,5 μ s.

On y distingue alors trois régions :

- a) Une région de faible champ magnétique,
- b) Une région intermédiaire modérément affectée par la diffusion magnétique,
- c) Une région périphérique fortement magnétisée.

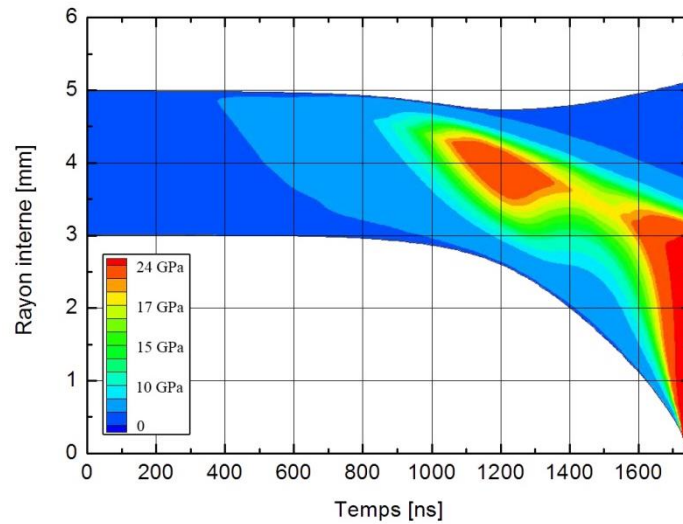


Figure 112 : Champ de contraintes à l'intérieur du liner dans un diagramme X-t
Tir SPHINX#812 (source CEA)

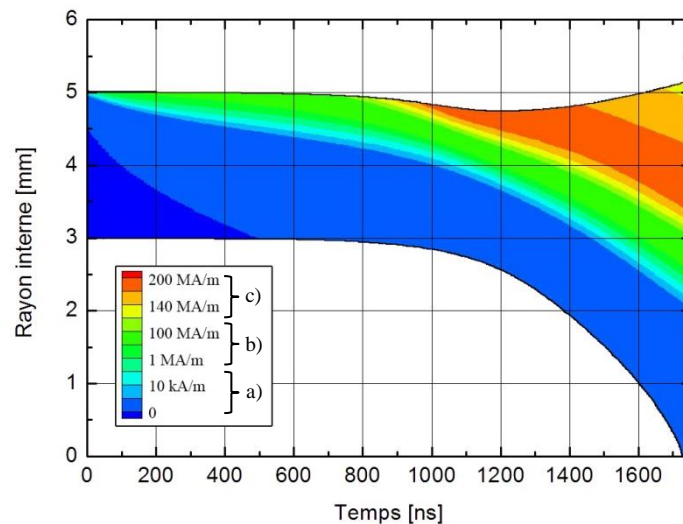


Figure 113 : Diffusion magnétique simulée à travers le liner dans un diagramme X-t
Tir SPHINX#812 (source CEA)

Les résultats présentés dans ce paragraphe décrivent le fonctionnement du DLCM dans le régime microseconde. Nous remarquons que son rôle de mise en forme de l'impulsion de courant est bien rempli, malgré une amplitude de courant en deçà de nos espérances. Par ailleurs, les outils de simulation développés par le CEA confirment le dimensionnement de la charge ECI. Enfin, la mesure d'interférométrie, couplée à ces outils de simulation, valide le comportement de la charge ECI.

VI - Perspectives envisageables

Comme les chapitres précédents ont pu le laisser présager, le but premier lors des tirs DLCM réalisés jusqu'à présent était de valider le concept du DLCM sur le générateur SPHINX. Cet objectif atteint, de nombreuses optimisations sont envisageables afin d'améliorer considérablement les performances du système.

Nous pouvons séparer la poursuite des travaux envisageables en deux parties. D'une part, l'évolution du code de type circuit électrique SABER présenté au Chapitre 2, et, de l'autre, l'amélioration des performances du DLCM pour mettre plus en avant encore les potentialités de cet amplificateur de puissance.

A - *Evolutions du code de type circuit électrique SABER*

1) Validation

Le Chapitre 2 a présenté un code de type circuit électrique développé sur le logiciel SABER. La validation de ce code en régime microseconde, c'est-à-dire sans commutateur, a commencé en prenant pour référence le code MHD GORGON 3D. Toutefois, le fonctionnement du DLCM avec commutateur à fermeture n'a pas encore été recalé. Il serait intéressant de poursuivre le travail de recalage du modèle circuit sur les résultats issus du code GORGON dans ce second régime de fonctionnement.

2) Optimisation

Une fois le code SABER validé, des options additionnelles sont envisageables pour enrichir ce code. Le schéma complet du générateur SPHINX permettrait de prendre en compte les giges temporelles de déclenchement entre les 16 lignes du générateur, ainsi que leur court-circuitage éventuel. De plus, le code actuel ne prend en compte ni l'épaisseur de la coquille de plasma, ni ses instabilités, et encore moins la phase résistive présente lors de la vaporisation des fils. Une évolution complète de cette partie du code permettrait d'être plus représentatif de la réalité.

B - *Optimisation des performances du DLCM*

Les performances actuelles du DLCM peuvent être grandement améliorées en travaillant sur deux approches : l'évolution du schéma du DLCM et l'optimisation de la géométrie.

1) Schéma de fonctionnement

En 2006, lorsque A. Chuvatin présente le concept du DLCM [57], trois schémas sont proposés. A l'heure actuelle, seulement le premier a été étudié (courbe DCM2 sur la Figure 114). Or, les deux autres évolutions du concept semblent extrêmement prometteuses.

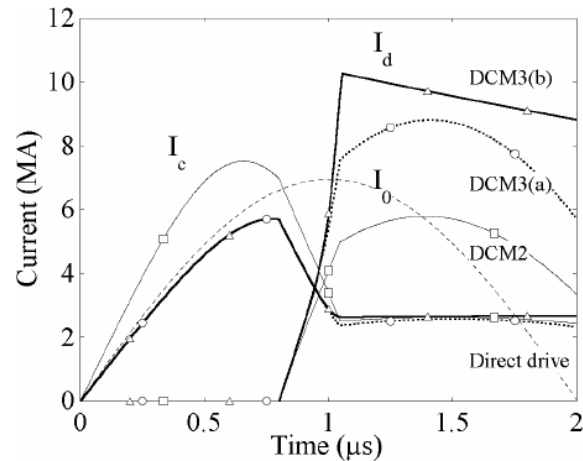


Figure 114 : Résultat numérique des 3 configurations de DLCM avec I_c le courant du générateur, I_0 le courant de charge sans DLCM et I_d le courant de charge avec DLCM [57]

Dans la configuration notée DCM3(a) sur la figure ci-dessus, le tube centrale sur lequel le réseau de fils de l'EFD impose n'est plus en matériau conducteur mais en isolant. La Figure 115 représente, de la même manière que la Figure 26 du Chapitre 2, la nouvelle circulation du courant dans le DLCM suite à cette modification. La conséquence directe est une augmentation d'environ 50% du courant délivré à la charge, sans impacter le front de montée de ce dernier.

La configuration DCM3(b) de la Figure 114 semble encore plus intéressante. Un second commutateur à fermeture noté F sur la Figure 116 est ajouté. Il permet d'isoler le DLCM du générateur au maximum de courant. Il en résulte une multiplication par un facteur 2 des performances du DLCM comparé au schéma étudié jusqu'à présent. Cette dernière configuration est schématisée à la Figure 116. Le tube isolant est noté W.

D'après le retour d'expérience de la conception de commutateurs à fermeture présentés au Chapitre 3, il n'est pas certain de pouvoir dimensionner aisément un tel commutateur adapté à la partie haute du DLCM. En effet, il existe deux points durs :

- Les commutateurs étudiés sont dimensionnés pour se fermer à une tension donnée à $\pm 15\%$. Une simulation de la tension présente en partie haute du DLCM à l'aide du

code GORGON permettrait de savoir si le profil de tension est compatible avec ce type de commutateur.

- Insérer un tel commutateur n'est pas simple. Une réflexion doit être menée concernant la faisabilité mécanique. Nous rappelons que c'est la « coaxialité » entre les électrodes du commutateur volumique qui définit le nombre de canaux, et donc l'inductance équivalente du commutateur.

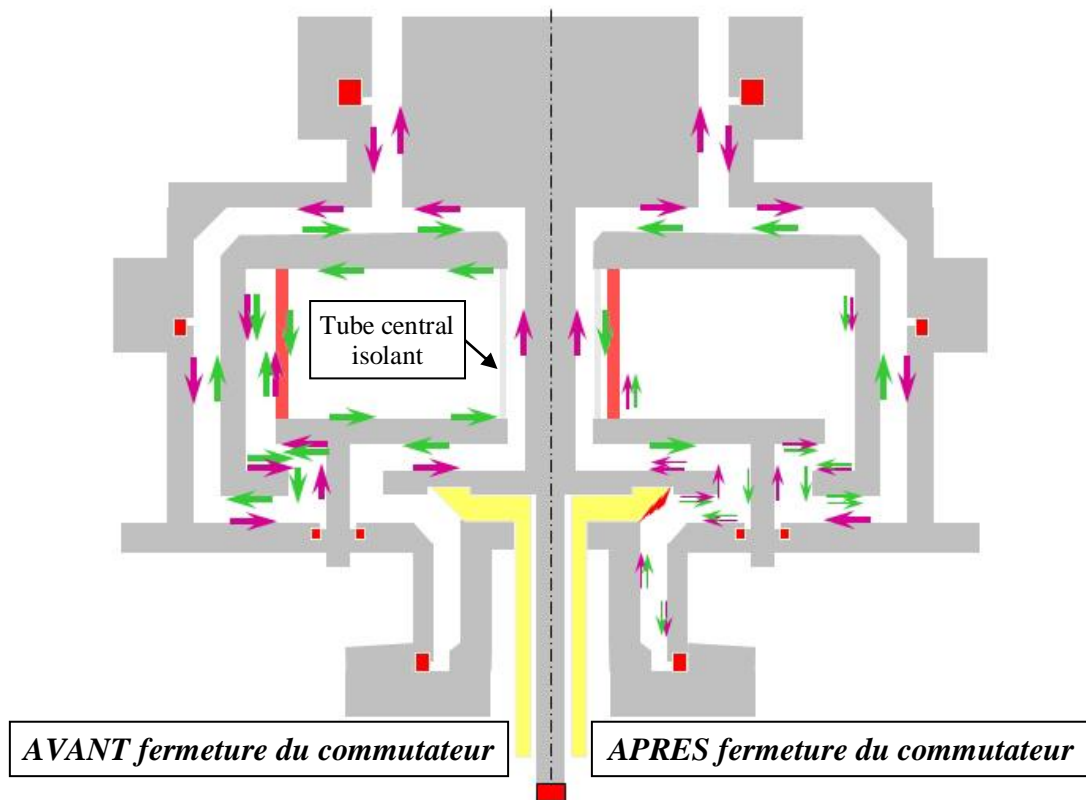


Figure 115 : Circulation des courants dans le DLCM - configuration avec tube central isolant

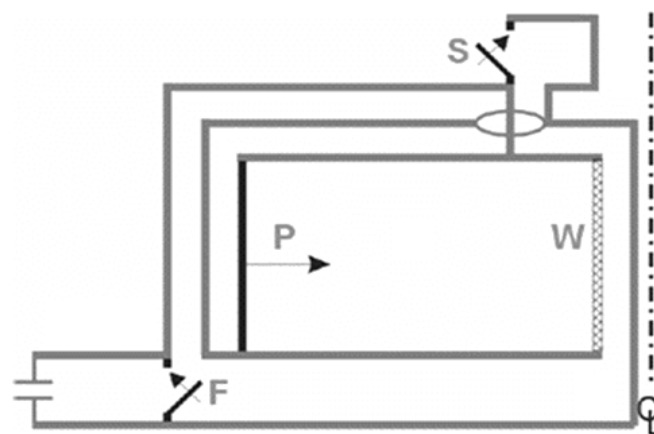


Figure 116 : Schéma de principe de la configuration DLCM3(b) de la Figure 114 [57]

A la vue de ces informations, il semble plus judicieux de se focaliser, dans un premier temps, sur la première évolution du concept DLCM. Le seul changement de matériau constituant le tube central n'implique quasiment pas de modification mécanique. Cette optimisation peut donc rapidement être testée.

2) Optimisation de la géométrie

Conjointement, la zone convolute posthole / EFD mériterait une étude approfondie. L'analyse des tirs présentés dans ce chapitre donne l'impression que la compression du réseau de fils ne se comporte pas comme espéré. L'autre possibilité, peut-être la plus plausible, est qu'il s'agisse d'un problème de convolute posthole qui engendre des pertes en phase de fin de compression de l'EFD. Le doute doit être levé afin d'augmenter considérablement l'amplitude du courant délivré à la charge. La méthodologie proposée consisterait à instruire, en premier lieu, des actions d'optimisations sur la convolute posthole, puis sur l'EFD.

a) La convolute posthole

De par sa fonction, la convolute posthole génère des zones de champ magnétique quasi-nul. Comme le montre la Figure 117, il existe deux zones de ce type (champ magnétique inférieur à 5% du champ magnétique maximum) par barre posthole. A proximité de ces zones, il est probable que l'isolement magnétique ne soit pas efficace.

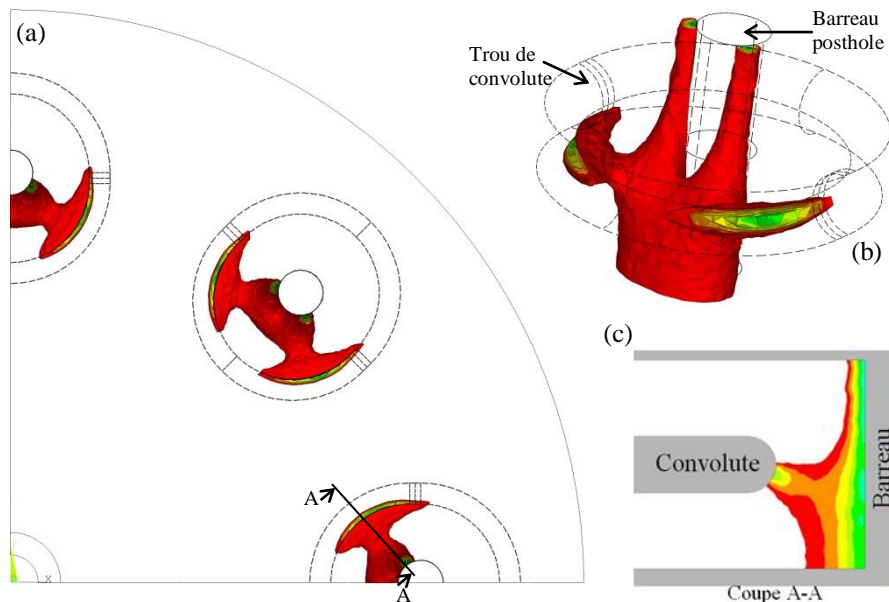


Figure 117 : Zones de champ magnétique faible: (a) $\frac{1}{4}$ de la convolute vue du dessus, (b) Représentation 3D d'un barre posthole, (c) vue en coupe d'une zone de perte

Durant les 600 premières nanosecondes, l'augmentation de tension liée à la compression de l'EFD est reportée au niveau des barreaux posthole. Au moment de la fermeture du commutateur, la différence de potentiel pouvant avoisiner les 120kV génère un champ électrique à proximité de chaque barreau de l'ordre de 215kV/cm (Figure 118), proche du seuil d'émission électronique¹. La géométrie actuelle ayant une convolute composée de 8 barreaux, il y a donc 16 zones de pertes potentielles.

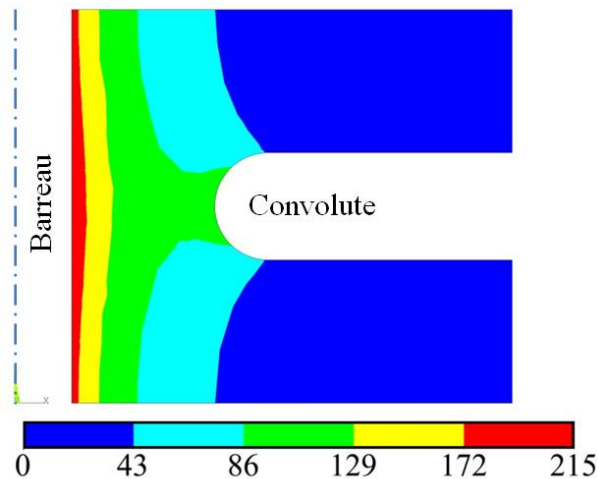


Figure 118 : Champ électrique au niveau d'un barreau posthole (en kV/cm)

Supprimer la présence de ces nulls n'est pas possible. Cependant, deux choses sont envisageables :

- Réduire le nombre de barreaux posthole : sous réserve que cette modification n'ait pas d'impact sur l'homogénéité du courant au niveau du cylindre de la charge ECI, il serait intéressant de tester une convolute avec seulement 3 barreaux posthole. Ce nombre est le minimum nécessaire mécaniquement. Cette modification a pour conséquence de réduire le nombre de pertes de 16 à 6 au niveau de la convolute posthole.
- Augmenter la taille des trous de la convolute posthole : le champ électrique ne doit pas dépasser le seuil d'émission. Par exemple, avec un barreau de Ø15mm et une distance barreau / disque posthole de 12mm (contre respectivement Ø8mm et 10mm actuellement), le champ électrique maximum ne dépasse pas 150kV/cm, ce qui

¹ Ceci explique pourquoi lors du tir SPHINX#691, le profil de tension de référence mesuré est limité à 130kV. Au-delà, le seuil d'émission peut être dépassé, engendrant le court-circuit de la convolute posthole.

permet de conserver une marge importante par rapport au seuil d'émission dans cette zone sensible.

Il serait intéressant de tester ces modifications de convolute avant tout autre essai. En effet, toute optimisation du DLCM est inutile tant que le problème de limitation du courant de charge est présent.

b) L'EFD

La Figure 119 représente le champ électrique au niveau de l'entrée de l'EFD au moment de la fermeture du commutateur, correspondant à une différence de potentiel de 120kV. Le retour de courant direct fait localement office de cathode alors que l'anode se situe au niveau de l'électrode basse de l'EFD et de son capotage. Le champ électrique du côté cathode ne dépassant pas 100kV/cm, il ne devrait donc pas y avoir de risque d'émission électronique dans cette région.

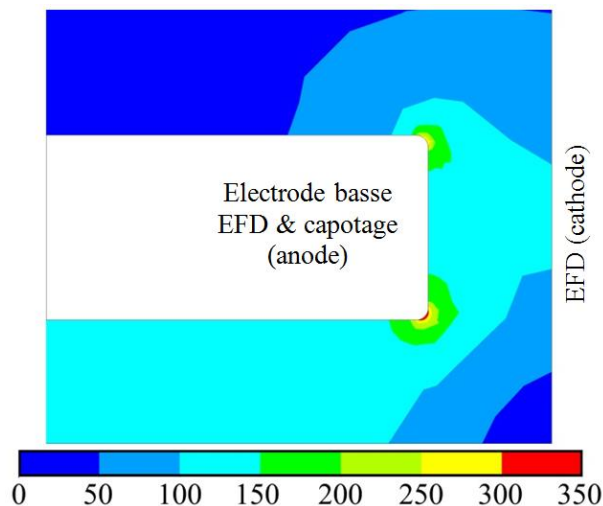


Figure 119 : Champ électrique à l'entrée de l'EFD (en kV/cm)

Les dimensions actuelles du réseau de fils de l'EFD sont de 43mm de haut sur un diamètre de 184mm. Les simulations présentées au paragraphe II du Chapitre 4 montrent que plusieurs dizaines de pourcents peuvent être gagnés en modifiant ces valeurs. Dans les premières versions du DLCM, l'EFD faisait 50mm de haut. Il est donc envisageable de réutiliser un tel réseau de fils dans le DLCM.

Par ailleurs, un des avantages du schéma DLCM avec un tube central isolant, est qu'il est possible, dans un même temps, d'utiliser la pré-impulsion. En effet, comme le montre la Figure 98, le réseau de fils de l'EFD n'est plus court-circuité par le tube central. Les avantages de la pré-impulsion classiquement utilisée sur une charge Z-pinch sont donc de

nouveaux envisageables dans cette configuration, avec comme conséquence un meilleur taux de compression du réseau de fils.

3) Optimisation de la charge ECI

Bien que les résultats obtenus au cours de cette phase initiale de faisabilité correspondent à des niveaux de pression relativement modestes ($\sim 23\text{GPa}$), l'atteinte de niveaux de l'ordre du mégabar pour ces expérimentations de compression par rampe sur le générateur SPHINX actuel apparaît désormais comme un objectif réalisable à court terme, compte tenu, notamment des marges disponibles pour l'optimisation des dimensions de la charge ECI. A titre d'exemple, un liner de rayon intérieur de 2mm et extérieur de 3,5mm permettrait de multiplier la pression en face interne par un facteur 1,8.

4) Bilan des perspectives envisagées

Il est difficile, à ce jour, de prédire l'impact qu'auront les modifications proposées sur le courant délivré à la charge par l'intermédiaire du DLCM. Pour avoir une idée plus précise, des simulations à l'aide du code GORGON sont nécessaires. Néanmoins, en se basant sur la publication [57] et sur les études paramétriques issues du code SABER, il est possible d'avoir un ordre d'idée des tendances espérées :

- L'optimisation de la convolute posthole a pour but de supprimer l'effet de saturation du courant de charge et ainsi avoir des résultats expérimentaux plus en adéquation avec les simulations, ce qui correspondrait à un courant de charge de 5MA atteint en environ 400ns (Figure 106).
- L'évolution du concept DLCM lié à l'utilisation d'un tube isolant devrait engendrer une augmentation de cette amplitude de 50% (Figure 114).
- L'augmentation des dimensions de l'EFD et l'ajout de la pré-impulsion peuvent jouer positivement sur le courant de charge de l'ordre de 30% (Figure 41 du Chapitre 2).

Avec cette première phase d'optimisation, nous sommes en droit d'espérer une augmentation non négligeable de l'amplitude du courant de charge, qui pourrait atteindre 9,5MA en environ 400ns. Ces valeurs, issues d'une première approximation, sont bien entendu à confirmer par une étude plus approfondie.

VII - Conclusion du chapitre 4

Ce chapitre retrace l'évolution de la géométrie du DLCM, depuis le premier prototype développé en 2008 par le CEA Gramat, jusqu'au dernier tir à ce jour (16 mai 2013), intégrant un commutateur à fermeture volumique et une charge ECI cylindrique.

Tout au long de cette étude, différents verrous technologiques ont été levés. Grâce à une constante évolution mécanique, les pertes dans l'ensemble du DLCM semblent contenues. Des outils de mesures de courant et optique utilisés pour instrumenter le DLCM ont été développés, ainsi que les outils de dimensionnement de charge ECI. La présentation et l'analyse de quelques tirs cruciaux ont permis de valider le fonctionnement des différents commutateurs à fermeture étudiés.

La phase de validation du concept DLCM arrive donc à son terme. La phase d'optimisation peut donc commencer. C'est dans cette optique que nous avons évoqué quelques idées de poursuite des travaux sur le DLCM. Les trois principales pistes sont l'évolution du concept DLCM, l'amélioration de la convolute posthole et l'optimisation de l'EFD. L'objectif visé est de générer un courant de charge avoisinant les 10MA en 400ns.

Conclusion

Les travaux menés durant ces trois années de thèse ont été réalisés dans le cadre d'un contrat de recherche que la société ITHPP, en partenariat avec le laboratoire SIAME de l'Université de Pau et le laboratoire de Physique des Plasmas de l'Ecole Polytechnique, a passé avec le CEA. L'objet de ce projet, débuté en 2008 au CEA Gramat, est d'étudier un amplificateur de puissance innovant devant être associé au générateur SPHINX du CEA. Ce nouvel amplificateur est, en fait, un multiplicateur de courant dynamique sous vide : le DLCM. Connecté à un générateur d'impulsions de forts courants, ce dispositif a pour vocation de modifier la forme de l'impulsion de courant délivrée par le générateur à la charge (amélioration du gradient de courant), et ainsi augmenter la puissance délivrée.

Le DLCM est une évolution du LCM également présenté dans ce manuscrit. Il en reprend son principe de base, tout en modifiant deux éléments essentiels :

- L'extrudeur de flux devient dynamique (EFD) par le biais de l'implosion d'un réseau de fils. Cette implosion fait finalement office d'inductance variable.
- Un commutateur à fermeture est inséré entre le multiplicateur et la charge dans le but d'isoler cette dernière pendant les premières centaines de nanosecondes.

Deux modes de fonctionnement ont été étudiés :

- Le premier est « classique ». Il utilise un commutateur à fermeture et la gamme temporelle représentative est voisine de 300ns.
- Le second est un fonctionnement atypique. Il n'utilise pas de commutateur à fermeture. Dans ce cas, la charge est directement connectée au DLCM et le régime de fonctionnement est proche de la microseconde.

Au début de ma thèse, le CEA Gramat disposait déjà de deux outils de simulation permettant d'étudier le fonctionnement du DLCM : le code magnéto-hydrodynamique (MHD) 3D GORGON, assez représentatif du fonctionnement réel du DLCM mais utilisant de lourds

moyens de calcul (une semaine par simulation), et le code de type circuit électrique SABER, bien plus léger (une à deux minutes par simulation) mais nécessitant des travaux complémentaires afin de corrélérer les résultats avec ceux du code GORGON.

Nous avons, dans un premier temps, utilisé un modèle simplifié du générateur SPHINX, puis, dans un second temps, un modèle complet incluant les pertes pour comparer les résultats obtenus avec ceux issus du code GORGON ainsi qu'avec des résultats de tirs expérimentaux. Par la suite, des études paramétriques des divers éléments constituant le DLCM ont permis de mieux l'étudier et, au final, de déterminer les éventuelles possibilités d'optimisation des performances du système.

Un composant essentiel du DLCM, le commutateur à fermeture sous vide, permet d'isoler la charge pendant la première phase de fonctionnement et ainsi réduire le front de montée de l'impulsion de courant la traversant. Après une mesure du profil de tension de référence réalisée par le CEA Gramat lors d'un tir préliminaire sur le générateur SPHINX, nous avons développé un banc de test capable de reproduire ce profil. Le commutateur à insérer dans le DLCM doit être compact et très peu inductif. Pour satisfaire ces exigences, nous avons retenu deux technologies :

- La première repose sur le claquage en surface d'une interface isolante. Nous nous sommes basés sur des études antérieures de dimensionnement d'interfaces sous vide et les avons adaptés à la conception de ce premier commutateur. Des simulations électrostatiques ont été indispensables à ce dimensionnement. Le banc de test a ensuite permis la validation du fonctionnement du commutateur lorsque le profil de tension de référence lui est appliqué.
- La seconde utilise la fermeture volumique en mode multicanaux d'un espace inter-électrodes sous vide. Le mode multicanaux est primordial pour minimiser l'inductance équivalente du commutateur. Nous avons, en premier lieu, défini une géométrie compatible avec celle du DLCM à l'aide de simulations électrostatiques. La reproductibilité de tenue en tension du commutateur lorsque celui-ci est soumis au profil de tension de référence a, par la suite, été évaluée à partir du banc de test. S'en est suivie la validation de son fonctionnement en mode multicanaux.

Un récapitulatif de tous les tirs DLCM effectués sur le générateur SPHINX entre 2008 et 2013 retrace les évolutions du dispositif. Il est ainsi notamment possible de souligner les efforts mécaniques ayant entraîné une chute significative des pertes de courant au niveau du DLCM.

Certains de ces tirs DLCM ont permis de confirmer le bon fonctionnement des deux commutateurs. Il semble cependant que le commutateur volumique multicanaux soit plus apte que le commutateur surfacique à fonctionner en étant connecté à une charge de type ECI ou même Z-pinch. En effet, nous sommes toujours confrontés, à ce jour, à un problème de fiabilité de ce dernier commutateur lié aux perturbations (plasmas, UV) susceptibles de venir impacter la surface isolante et donc d'altérer ses performances en commutation.

Parallèlement, les travaux réalisés par le CEA Gramat sur le dimensionnement de charges ECI et sur la mise au point de moyens de mesure optique de la vitesse d'une paroi interne ont abouti sur trois tirs DLCM en fonctionnement atypique sans commutateur à fermeture.

Finalement, forts de ces résultats, nous avons réalisé un dernier tir DLCM afin de tester le fonctionnement du commutateur volumique multicanaux lorsqu'il précède une charge ECI. Les résultats probants obtenus durant cet essai permettent de valider le concept du DLCM connecté à une charge ECI.

La technologie novatrice de multiplicateur de courant dynamique développée dans cette thèse réserve encore de nombreuses possibilités inexploitées. Une phase d'optimisation est maintenant utile afin de tirer parti de ses potentialités. Dans cette optique, nous avons évoqué, pour clore le manuscrit, quelques perspectives d'évolutions du DLCM afin d'augmenter de façon non négligeable ses performances. Les éléments qui pourraient avoir un impact favorable sur le fonctionnement du DLCM sont la géométrie de la convolute posthole, la taille de l'EFD et les dimensions de la charge ECI. Une première approche laisse penser que nous pouvons espérer générer, dans un futur proche, une impulsion de courant à partir du générateur SPHINX avoisinant les 10MA en 400ns sur une charge ECI.

Références bibliographiques

- [1] E. Marx, “Versuche über die Prüfung von Isolatoren mit Spannungstossen”, *Elektrotechnische Zeitschrift.*, no. 45, p. 652, 1925.
- [2] A. N. Bostrikov, A. A. Kim, B. M. Kovalchuk, E. V. Kumpjak, S. V. Loginov, V. I. Manylov, V. A. Visir, V. P. Yakovlev, B. Etlicher, and A. Chuvatin, “Fast primary energy storage based on linear transformer scheme”, *11th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 489–497, 1997.
- [3] N. C. Christofilos, R. E. Hester, W. A. S. Lamb, D. D. Reagan, W. A. Sherwood, and R. E. Wright, “High Current Linear Induction Accelerator for Electrons”, *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 35, no. 7, p. 886, 1964.
- [4] I. D. Smith, “Induction voltage adders and the induction accelerator family”, *Phys. Rev. Spec. Top. - Accel. Beams*, vol. 7, no. 6, p. 064801, 2004.
- [5] A. A. Kim, A. N. Bostrikov, S. N. Volkov, V. G. Durakov, B. M. Kovalchuk, E. V. Kumpjak, V. A. Sinebryukhov, and N. V. Tsou, “LTD technology of primary energy storage”, *International High Power Particle Beams Conference*, pp. 205–208, 2004.
- [6] A. Kim, M. Mazarakis, V. Sinebryukhov, B. Kovalchuk, V. Visir, S. Volkov, F. Bayol, A. Bostrikov, V. Durakov, S. Frolov, V. Alexeenko, D. McDaniel, W. Fowler, K. LeChien, C. Olson, W. Stygar, K. Struve, J. Porter, and R. Gilgenbach, “Development and tests of fast 1-MA linear transformer driver stages”, *Phys. Rev. Spec. Top. - Accel. Beams*, vol. 12, no. 5, p. 050402, 2009.
- [7] F. Bayol, F. Cubaynes, R. Delplanque, P. Genez, C. Legras, M. Parzych, M. Toury, M. Caron, M. Mouillet, and A. A. Kim, “Development of a 1 MV ultra-fast LTD generator”, *IEEE International Pulsed Power Conference*, pp. 619–624, 2011.
- [8] A. A. Kim, M. G. Mazarakis, V. A. Sinebryukhov, S. N. Volkov, S. S. Kondratiev, V. M. Alexeenko, F. Bayol, G. Demol, and W. A. Stygar, “Square pulse linear transformer driver”, *Phys. Rev. Spec. Top. - Accel. Beams*, vol. 15, no. 4, p. 040401, 2012.
- [9] A. A. Kim, M. G. Mazarakis, V. A. Sinebryukhov, S. N. Volkov, S. S. Kondratiev, V. M. Alexeenko, F. Bayol, G. Demol, and W. A. Stygar, “Square pulse LTD”, *IEEE International Pulsed Power Conference*, pp. 917–922, 2011.
- [10] A. Kim, V. Sinebryukhov, B. Kovalchuk, A. Bostrikov, V. Durakov, S. Volkov, S. Frolov, V. Alexeenko, F. Bayol, and F. Cubaynes, “Super fast 75 ns LTD stage”, *16th IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 1, pp. 148–151, 2007.

- [11] M. Toury, C. Vermare, B. Etchessahar, L. Veron, M. Mouillet, F. Bayol, G. Avrillaud, and A. A. Kim, “IDERIX: An 8 mv flash x-rays machine using a LTD design”, *16th IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 1, pp. 599–602, 2007.
- [12] D. Huet, “Mise en œuvre, modélisation et comparaison de trois systèmes d’amplification de puissance sous vide utilisant des plasmas sous striction magnétique”, Thèse de Doctorat de l’Ecole Polytechnique, 194p., 2004.
- [13] M. Bavay, “Compression de flux magnétique dans le régime sub-microseconde pour l’obtention de hautes pressions et de rayonnement X intense”, Thèse de Doctorat de l’Université de Paris XI - Orsay, 403p., 2002.
- [14] C. W. Mendel and S. A. Goldstein, “A fast-opening switch for use in REB diode experiments”, *J. Appl. Phys.*, vol. 48, no. 3, p. 1004, 1977.
- [15] A. S. Chuvatin, V. A. Kokshenev, L. E. Aranchuk, D. Huet, N. E. Kurmaev, and F. I. Fursov, “An Inductive Scheme of Power Conditioning at Mega-Ampere Currents”, *Laser Part. Beams*, vol. 24, no. 03, pp. 395–401, 2006.
- [16] C. M. Fowler, W. B. Garn, and R. S. Caird, “Production of Very High Magnetic Fields by Implosion”, *J. Appl. Phys.*, vol. 31, no. 3, p. 588, 1960.
- [17] T. d’ Almeida, “Compression Isentropique : chargement Laser vs Magnétique”, CEA Gramat, Document Interne, 2012.
- [18] J. E. Bailey, G. A. Chandler, S. A. Slutz, I. Golovkin, P. W. Lake, J. J. MacFarlane, R. C. Mancini, T. J. Burris-Mog, G. Cooper, R. J. Leeper, T. A. Mehlhorn, T. C. Moore, T. J. Nash, D. S. Nielsen, C. L. Ruiz, D. G. Schroen, and W. A. Varnum, “Hot dense capsule-implosion cores produced by Z-pinch dynamic Hohlraum radiation”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 92, no. 8, p. 085002, 2004.
- [19] M. G. Haines, T. W. L. Sanford, and V. P. Smirnov, “Wire-array z-pinch: a powerful x-ray source for ICF”, *Plasma Phys. Control. Fusion*, vol. 47, no. 12B, p. B1, 2005.
- [20] M. E. Cuneo, R. A. Vesey, J. L. Porter Jr, G. R. Bennett, D. L. Hanson, L. E. Ruggles, W. W. Simpson, G. C. Idzorek, W. A. Stygar, J. H. Hammer, J. J. Seamen, J. A. Torres, J. S. McGurn, and R. M. Green, “Double Z-pinch hohlraum drive with excellent temperature balance for symmetric inertial confinement fusion capsule implosions”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 88, no. 21, p. 215004, 2002.

- [21] B. Jones, C. Deeney, C. A. Coverdale, P. D. Lepell, J. L. Mckenney, J. P. Apruzese, J. W. Thornhill, K. G. Whitney, R. W. Clark, A. L. Velikovich, J. Davis, Y. Maron, V. Kantsyrev, A. Safronova, and V. I. Oreshkin, “K-shell radiation physics in low- to moderate-atomic-number z-pinch plasmas on the Z accelerator”, *J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf.*, vol. 99, pp. 341–348, 2006.
- [22] P. Kubeš, V. D. Korolev, Y. L. Bakshaev, P. I. Blinov, M. I. Ivanov, E. D. Kazakov, J. Kravárik, D. Klír, L. V. Korel’skiĭ, E. V. Kravchenko, K. Řezáč, G. I. Ustroev, A. S. Chernenko, and A. Y. Shashkov, “Neutron emission during the implosion of a wire array onto a deuterated fiber”, *Plasma Phys. Reports*, vol. 34, no. 1, pp. 52–59, 2008.
- [23] H. Calamy, F. Lassalle, A. Luyen, F. Zucchini, J. P. Chittenden, F. Hamann, P. Maury, A. Georges, J. P. Bedoch, and A. Morell, “Use of microsecond current prepulse for dramatic improvements of wire array Z-pinch implosion”, *Phys. Plasmas*, vol. 15, no. 1, p. 012701, 2008.
- [24] R. B. Spielman, C. Deeney, G. A. Chandler, M. R. Douglas, D. L. Fehl, M. K. Matzen, D. H. McDaniel, T. J. Nash, J. L. Porter, T. W. L. Sanford, J. F. Seamen, W. A. Stygar, K. W. Struve, S. P. Breeze, J. S. McGurn, J. A. Torres, D. M. Zagar, T. L. Gilliland, D. O. Jobe, J. L. McKenney, R. C. Mock, M. Vargas, T. Wagoner, and D. L. Peterson, “Tungsten wire-array Z-pinch experiments at 200 TW and 2 MJ”, *Phys. Plasmas*, vol. 5, no. 5, pp. 2105–2111, 1998.
- [25] W. A. Stygar, M. E. Cuneo, D. I. Headley, H. C. Ives, R. J. Leeper, M. G. Mazarakis, C. L. Olson, J. L. Porter, T. C. Wagoner, and J. R. Woodworth, “Architecture of petawatt-class z-pinch accelerators”, *Phys. Rev. Spec. Top. - Accel. Beams*, vol. 10, no. 3, p. 030401, 2007.
- [26] H. Calamy, F. Lassalle, J. Grunenwald, and F. Zucchini, “Optimisation de sources X intenses de type Z-pinch couplées au générateur fort courant SPHINX”, CEA Gramat, Document Interne, 2010.
- [27] J. P. Chittenden, “The Z-pinch approach to fusion”, *Physics world*, 2000.
- [28] T. Guillot, “Interiors of Giant Planets Inside and Outside the Solar System”, *Science*, vol. 286, no. 5437, pp. 72–77, 1999.
- [29] J. N. Johnson and L. M. Barker, “Dislocation Dynamics and Steady Plastic Wave Profiles in 6061-T6 Aluminum”, *J. Appl. Phys.*, vol. 40, no. 11, pp. 4321–4334, 1969.

- [30] J. H. Nguyen, D. Orlikowski, F. H. Streitz, J. A. Moriarty, and N. C. Holmes, “High-pressure tailored compression: Controlled thermodynamic paths”, *J. Appl. Phys.*, vol. 100, no. 2, p. 023508, 2006.
- [31] A. Ray and S. V. G. Menon, “Hydrodynamic simulation and thermodynamic characterization of functionally graded material induced isentropic compression: Towards optimum density profile”, *J. Appl. Phys.*, vol. 110, no. 2, p. 024905, 2011.
- [32] J. F. Barnes, P. J. Blewett, R. G. McQueen, K. A. Meyer, and D. Venable, “Taylor instability in solids”, *J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 2, pp. 727–732, 1974.
- [33] J. F. Barnes, D. H. Janney, R. K. London, K. A. Meyer, and D. H. Sharp, “Further experimentation on Taylor instability in solids”, *J. Appl. Phys.*, vol. 51, no. 9, pp. 4678–4679, 1980.
- [34] D. K. Bradley, J. H. Eggert, R. F. Smith, S. T. Prisbrey, D. G. Hicks, D. G. Braun, J. Biener, A. V. Hamza, R. E. Rudd, and G. W. Collins, “Diamond at 800 GPa”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 102, no. 7, p. 075503, 2009.
- [35] L. Frescaline and G. Avriilaud, “Dispositif et procédé pour générer des variations contrôlées intenses et brèves de pression magnétique au sein d’un échantillon de matériau solide”, Brevet 99 08771, 1999.
- [36] C. A. Hall, J. R. Asay, M. D. Knudson, W. A. Stygar, R. B. Spielman, T. D. Pointon, D. B. Reisman, A. Toor, and R. C. Cauble, “Experimental configuration for isentropic compression of solids using pulsed magnetic loading”, *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 72, no. 9, pp. 3587–3595, 2001.
- [37] C. A. Hall, “Isentropic compression experiments on the Sandia Z accelerator”, *Phys. Plasmas*, vol. 7, no. 5, pp. 2069–2075, 2000.
- [38] D. B. Hayes, C. A. Hall, J. R. Asay, and M. D. Knudson, “Measurement of the compression isentrope for 6061-T6 aluminum to 185 GPa and 46% volumetric strain using pulsed magnetic loading”, *J. Appl. Phys.*, vol. 96, no. 10, pp. 5520–5527, 2004.
- [39] G. Avriilaud, L. Courtois, J. Guerre, P.-L. Hereil, F. Lassalle, F. Bayol, P. L’Eplattenier, B. Kovalchuck, E. Kumpjak, N. Zoi, and A. Kim, “GEPI: a compact pulsed power driver for isentropic compression experiments and for non shocked high velocity flyer plates”, *14th IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 2, pp. 913–916, 2003.

- [40] T. Ao, J. R. Asay, S. Chantrenne, M. R. Baer, and C. A. Hall, “A compact strip-line pulsed power generator for isentropic compression experiments”, *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 79, no. 1, p. 013903, 2008.
- [41] M. D. Knudson, J. R. Asay, and C. Deeney, “Adiabatic release measurements in aluminum from 240 to 500-GPa states on the principal Hugoniot”, *J. Appl. Phys.*, vol. 97, no. 7, p. 073514, 2005.
- [42] S. Slutz, M. Herrmann, R. Vesey, A. Sefkow, D. Sinars, D. Rovang, K. Peterson, and M. Cuneo, “Pulsed-power-driven cylindrical liner implosions of laser preheated fuel magnetized with an axial field”, *Phys. Plasmas*, vol. 17, p. 056303, 2010.
- [43] J. F. Leon, “Projet SYRINX : présentation générale”, CEA Gramat, Document Interne, 1994.
- [44] G. Avriilaud, “Génération et transfert sous vide de Hautes Puissances pulsées Conception et mise en œuvre d’un générateur à stockage inductif de 640kJ d’énergie stockée, associé à un commutateur à ouverture de plasma contrôlé magnétiquement”, Thèse de Doctorat de l’Ecole Polytechnique, 240p., 1998.
- [45] P. Monjaux, “Eclateur pour générateur électrique de haute puissance”, Brevet FR2816769 (A1), 2002.
- [46] C. Mangeant, F. Bayol, F. Lassalle, F. Hamann, H. Calamy, B. Roques, R. Cadiergues, J.-P. Bedoch, J. L. Boyer, J.-F. Cambonie, Y. Cazal, T. Chanconie, P. Combes, J.-M. Delchie, R. Lample, S. Laspalles, A. Morell, S. Ritter, G. Rodriguez, L. Saule, and J. C. Thomas, “Status on the SPHINX generator based on microsecond current risetime LTD”, *26th Power Modulator Symposium*, pp. 115–118, 2004.
- [47] F. Lassalle and al, “Status on the SPHINX Machine Based on the 1- μ s LTD Technology”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 36, no. 2, pp. 370 –377, 2008.
- [48] H. Calamy, F. Lassalle, F. Bayol, C. Mangeant, F. Hamann, A. Morell, J. P. Bedoch, P. Combes, S. Ritter, and J. Chittenden, “Characterization and Improvement of 800ns Implosion Time Aluminum Nested Arrays on SPHINX Machine”, *14th Symposium on High Current Electronics*, pp. 149–152, 2006.
- [49] A. S. Chuvatin, L. I. Rudakov, B. V. Weber, F. Bayol, and R. Cadièrgues, “Current multiplier to improve generator-to-load coupling for pulse-power generators”, *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 76, no. 6, p. 063501, 2005.

- [50] A. S. Chuvatin, V. L. Kantsyrev, L. I. Rudakov, M. E. Cuneo, A. L. Astanovitskiy, R. Presura, A. S. Safronova, W. Cline, K. M. Williamson, I. Shrestha, G. C. Osborne, B. LeGalloudec, V. Nalajala, T. D. Pointon, and K. A. Mikkelson, “Operation of a load current multiplier on a nanosecond mega-ampere pulse forming line generator”, *Phys. Rev. Spec. Top. - Accel. Beams*, vol. 13, no. 1, 2010.
- [51] A. S. Chuvatin, A. A. Kim, V. A. Kokshenev, B. M. Kovalchuk, F. Lassalle, H. Calamy, and M. Krishnan, “Design Criteria and Validation of a Vacuum Load Current Multiplier on a Mega-Ampere Microsecond Inductive Storage Generator”, *Laser Part. Beams*, vol. 28, no. 03, pp. 361–369, 2010.
- [52] A. Chuvatin, A. Kim, V. Kokshenev, B. Kovalchuk, A. Fedunin, F. Fursov, N. Kurmaev, A. Y. Labetsky, N. Zhidkova, A. Shishlov, and others, “Design and experimental validation of two current multiplier configurations on a microsecond MA generator”, *34th International Plasma Science Conference*, pp. 245–245, 2007.
- [53] V. Kokshenev, A. Kim, B. Kovalchuk, A. Fedunin, F. Fursov, N. Kurmaev, A. Y. Labetsky, A. Shishlov, and A. Chuvatin, “MA Load Current Multiplier”, *14th Symposium on High Current Electronics*, pp. 248–251, 2006.
- [54] V. Kokshenev, B. Koval’chuk, N. Kurmaev, and F. Fursov, “Cascade from power amplifier and current transformer for Z-pinch experiments on the GIT-12 generator”, *GAS*, vol. 501, p. 260, 2008.
- [55] A. S. Chuvatin, V. L. Kantsyrev, A. L. Astanovitskiy, R. Presura, A. S. Safronova, A. A. Esaulov, W. Cline, K. Williamson, I. Shrestha, M. F. Yilmaz, G. Osborn, T. Jarrett, B. LeGalloudec, N. Nalajala, L. I. Rudakov, M. E. Cuneo, T. D. Pointon, and K. A. Mikkelson, “Enhanced magnetic energy released in solid-state and plasma loads on a nanosecond pulse power generator”, *35th IEEE International Plasma Science Conference*, pp. 1–1, 2008.
- [56] A. S. Chuvatin, V. L. Kantsyrev, L. I. Rudakov, M. E. Cuneo, A. L. Astanovitskiy, R. Presura, A. S. Safronova, A. A. Esaulov, W. Cline, K. M. Williamson, I. Shrestha, M. F. Yilmaz, G. C. Osborne, M. Weller, T. Jarrett, B. LeGalloudec, V. Nalajala, T. D. Pointon, K. A. Mikkelson, B. R. Kusse, and D. A. Hammer, “Design and Testing of a Load Current Multiplier on Zebra Facility”, *AIP Conference*, vol. 1088, pp. 253–258, 2009.

- [57] A. S. Chuvatin, “Dynamic Current Multiplier”, *14th Symposium on High Current Electronics*, pp. 232–235, 2006.
- [58] J. P. Chittenden, S. V. Lebedev, C. A. Jennings, S. N. Bland, and A. Ciardi, “X-ray generation mechanisms in three-dimensional simulations of wire array Z-pinch”, *Plasma Phys. Control. Fusion*, vol. 46, no. 12B, p. B457, 2004.
- [59] D. H. Sharp, “An overview of Rayleigh-Taylor instability”, *Phys. Nonlinear Phenom.*, vol. 12, no. 1–3, pp. 3–18, 1984.
- [60] I. Magne, “Transfert sous vide de Hautes Puissances Pulsées par utilisation du phénomène d’isolement magnétique”, Thèse de Doctorat de l’Université Paris 6, 241p., 2000.
- [61] C. W. Mendel, D. B. Seidel, and S. E. Rosenthal, “A simple theory of magnetic insulation from basic physical considerations”, *Laser Part. Beams*, vol. 1, no. 03, pp. 311–320, 1983.
- [62] A. Watson, “Pulsed Flashover in Vacuum”, *J. Appl. Phys.*, vol. 38, no. 5, p. 2019, 1967.
- [63] M. S. DiCapua and J. Shannon, “A statistical interpretation of the JC Martin relationship for breakdown of insulators in vacuum”, *5th IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 310, 1985.
- [64] J. C. Martin, “Fast Pulse Vacuum Flashover”, SSWA/JCM/713/157, 1971.
- [65] R. V. Latham, “*High Voltage Vacuum Insulation: Basic Concepts and Technological Practice*”, Academic Press Inc, 1995.
- [66] R. Anderson, “Surface Flashover : Three decades of controversy”, *14th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*, vol. 25, pp. 311–317, 1990.
- [67] A. A. Neuber, M. Butcher, H. Krompholz, L. L. Hatfield, and M. Kristiansen, “The role of outgassing in surface flashover under vacuum”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 28, no. 5, pp. 1593–1598, 2000.
- [68] L. Tully, A. White, D. Goerz, J. Javedani, and T. Houck, “Electrostatic modeling of vacuum insulator triple junctions”, *16th IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 2, pp. 1195–1200, 2007.

- [69] M. Perkins, T. Houck, A. Marquez, and G. Vogtlin, “Simulations for initiation of vacuum insulator flashover”, *International Power Modulator and High Voltage Conference*, pp. 727–730, 2010.
- [70] J. Leopold, C. Leibovitz, I. Navon, and M. Markovits, “Different approach to pulsed high-voltage vacuum-insulation design”, *Phys. Rev. Spec. Top. - Accel. Beams*, vol. 10, no. 6, 2007.
- [71] O. Milton, “Pulsed Flashover of Insulators in Vacuum,” *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. EI-7, no. 1, pp. 9–15, 1972.
- [72] J. Javedani, D. Goerz, T. Houck, E. Lauer, R. Speer, L. Tully, and G. Vogtlin, “Understanding high voltage vacuum insulators for microsecond pulses”, *16th IEEE International Pulsed Power Conference*, vol. 2, pp. 1836–1839, 2007.
- [73] T. P. Wright, D. H. McDaniel, R. W. Stinnett, W. W. Hsing, R. B. Spielman, M. A. Hedemann, P. W. Spence, K. E. Nielsen, J. Kishi, and R. G. Sears, “*Modification of the PROTO-II accelerator power flow for multi-purpose use*”, 1985.
- [74] J. M. Wetzer and P. A. A. F. Wouters, “The effect of insulator charging on breakdown and conditioning”, *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. 28, no. 4, pp. 681 –691, 1993.
- [75] J. M. Wetzer and P. A. A. F. Wouters, “HV design of vacuum components,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 2, no. 2, pp. 202 –209, 1995.
- [76] A. Caulcrick, S. Olabisi, J. Zirnheld, H. Moore, and H. Singh, “Geometrical effects on hold-off voltage in polystyrene insulator”, *International Power Modulator and High Voltage Conference*, pp. 443–448, 2010.
- [77] I. D. Smith, P. A. Corcoran, W. A. Stygar, T. H. Martin, R. B. Spielman, and R. W. Shoup, “Design criteria for the Z vacuum insulator stack”, *11th IEEE International Pulsed Power Conference, Digest of Technical Papers*, vol. 1, pp. 168–176, 1997.
- [78] W. Stygar, R. Spielman, R. Anderson, R. Clark, J. Douglas, T. Gilliland, M. Horry, T. Hughes, H. Ives, F. Long, and others, “Operation of a five-stage 40000-cm²-area insulator stack at 158 kV/cm”, *12th International Pulsed Power Conference*, vol. 1, pp. 454–457, 1999.
- [79] J. Elizondo, M. Savage, L. Bennett, H. Harjes, R. Shoup, T. Pointon, W. Stygar, K. Prestwich, and I. Smith, “Design and Scaling Calculations for the ZR Vacuum Insulator Stack”, *IEEE International Pulsed Power Conference*, pp. 1223–1226, 2005.

- [80] I. D. Smith, “Flashover of vacuum interfaces with many stages and large transit times”, *Plasma Sci. IEEE Trans.*, vol. 25, no. 2, pp. 293–299, 1997.
- [81] H. R. Philipp, H. S. Cole, Y. S. Liu, and T. A. Sitnik, “Optical absorption of some polymers in the region 240–170 nm”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 48, no. 2, pp. 192–194, 1986.
- [82] C. L. Enloe and R. Reinovsky, “Ultraviolet induced insulator flashover as a function of material properties”, *IEEE International Pulsed Power Conference*, p. 679, 1983.
- [83] J. Javedani, T. Houck, B. Kelly, D. Lahowe, M. Shirk, and D. Goerz, “UV Induced Insulator Flashover”, *IEEE International Power Modulators and High Voltage Conference*, pp. 33–36, 2008.
- [84] J. Javedani, T. Houck, D. Lahowe, G. Vogtlin, and D. Goerz, “Insulator surface flashover due to UV illumination”, *IEEE International Pulsed Power Conference*, pp. 832–837, 2009.
- [85] G. I. Dolgachev and A. G. Ushakov, “High-Voltage Closing Switches Using Vacuum Electric Breakdown for Pulsed-Power Applications”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 35, no. 1, pp. 110–117, 2007.
- [86] B. Cadilhon, “Etude et réalisation d’un ensemble autonome d’émission d’ondes électromagnétiques de forte puissance”, Thèse de Doctorat de l’Université de Pau et des Pays de l’Adour, 280p., 2008.
- [87] T. Maysonnave, F. Bayol, G. Demol, T. d’ Almeida, F. Lassalle, A. Morell, J. Grunenwald, A. S. Chuvatin, L. Pecastaing, and A. De Ferron, “Design and Testing of a Surface Switch for the Dynamic Load Current Multiplier on the SPHINX Microsecond LTD”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 41, no. 10, pp. 2593–2599, 2013.
- [88] T. d’ Almeida, F. Lassalle, A. Morell, J. Grunenwald, F. Zucchini, A. Loyer, T. Maysonnave, and A. S. Chuvatin, “Microsecond ramp compression of a metallic liner driven by a 5 MA current on the SPHINX machine using a dynamic load current multiplier pulse shaping”, *Phys. Plasmas 1994-Present*, vol. 20, no. 9, p. 092512, 2013.
- [89] W. Rogowski and W. Steinhaus, “Die Messung der magnetischen Spannung”, *Arch. Für Elektrotechnik*, vol. 1, no. 4, pp. 141–150, 1912.
- [90] L. M. Barker and R. E. Hollenbach, “Laser interferometer for measuring high velocities of any reflecting surface”, *J. Appl. Phys.*, vol. 43, no. 11, pp. 4669–4675, 1972.

- [91] O. T. Strand, D. R. Goosman, C. Martinez, T. L. Whitworth, and W. W. Kuhlow, “Compact system for high-speed velocimetry using heterodyne techniques”, *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 77, no. 8, p. 083108, 2006.
- [92] M. E. Kipp and R. J. Lawrence, Sandia National Laboratories, Technical report SAND81-0930, 1982.
- [93] M. p. Desjarlais, “Practical Improvements to the Lee-More Conductivity Near the Metal-Insulator Transition”, *Contrib. Plasma Phys.*, vol. 41, no. 2–3, pp. 267–270, 2001.
- [94] G. I. Kerley, “Theoretical equation of state for aluminum”, *Int. J. Impact Eng.*, vol. 5, no. 1–4, pp. 441–449, 1987.
- [95] B. J. Jensen, D. B. Holtkamp, P. A. Rigg, and D. H. Dolan, “Accuracy limits and window corrections for photon Doppler velocimetry”, *J. Appl. Phys.*, vol. 101, no. 1, p. 013523, 2007.

Annexe :
Récapitulatif des configurations de tirs DLCM
sur SPHINX

Tir SPHINX#691 :

Date : 2 octobre 2008

Configuration : Tir DLCM sans commutateur, en circuit ouvert
Générateur chargé à 60kV

EFD : 300 fils Ø12,7µm Alu 5056T6, h=50mm, diamètre 184mm, pré-impulsion

Objectif : Première estimation des pertes au niveau du DLCM et mesure du profil de tension présent aux bornes du commutateur à fermeture

Résultat : Profil de tension de référence mesuré

Pertes dans le DLCM s'élevant à 1MA à 1µs

Tir SPHINX#694 :

Date : 7 novembre 2008

Configuration : Tir DLCM avec commutateur surfacique CS1 sur charge inductive constante

Générateur chargé à 60kV

EFD : 300 fils Ø12,7µm Alu 5056T6, h=50mm, diamètre 184mm, pré-impulsion

Objectif : Tester la configuration précédente sur charge à faible inductance avec un commutateur (version CS1)

Résultat : Fermeture prématurée du commutateur au bout de 100ns

Pertes inférieures au tir SPHINX#691 (pas d'optimisation de la géométrie)

Barreaux du pied inductif vrillés suite aux efforts engendrés par le DLCM

=> $I_b=3,5MA$ en 610ns

Tir SPHINX#775 :

Date : 21 janvier 2011

Configuration : Tir DLCM avec commutateur surfacique CS1 sur charge inductive constante

Générateur chargé à 60kV

EFD : 300 fils Ø18,5µm Alu 5056T6, h=50mm, diamètre 184mm, pré-impulsion

Objectif : Tester la configuration similaire au tir SPHINX#694 mais avec une masse d'EFD doublée, quelques optimisations mécaniques (pièce de masse affinée, améliorations contacts électriques) et une modification du commutateur CS1 (ergot côté anode)

Résultat : Fermeture prématurée du commutateur au bout de 100ns
Compression de la pièce de masse trop importante => Maintenance exceptionnelle
+ pièce de masse à améliorer
=> $I_b=2,5MA$ en 600ns

Tir SPHINX#793 :

Date : 5 août 2011

Configuration : Tir DLCM avec commutateur surfacique CS1 sur charge inductive constante
Générateur chargé à 60kV
EFD : 300 fils $\varnothing 12,7\mu m$ Alu 5056T6, h=43mm, diamètre 184mm

Objectif : Tester la configuration avec une optimisation du commutateur CS1 (angle vif au point triple cathode), et quelques améliorations mécaniques (points de colle cachés, polissage des pièces amont, ajout de rondelles Belleville dans la pièce de masse)

Résultat : Auto-amorçage du générateur => Résultats électriques inexploitable
Analyse des contacts mécaniques suite à la faible sollicitation des pièces

Tir SPHINX#795 :

Date : 30 septembre 2011

Configuration : Tir DLCM avec commutateur surfacique CS1 sur charge inductive constante
Générateur chargé à 60kV
EFD : 300 fils $\varnothing 12,7\mu m$ Alu 5056T6, h=43mm, diamètre 184mm

Objectif : Tester la configuration du tir SPHINX#795 avec quelques améliorations mécaniques (contacts électriques, ajustements mécaniques)

Résultat : Fermeture prématurée du commutateur

Réduction des pertes liées aux optimisations mécaniques

=> $I_b=2,9\text{MA}$ en 610ns

Tir SPHINX#801 :

Date : 22 février 2012

Configuration : Tir DLCM avec commutateur surfacique CS2 sur charge hautement inductive (~circuit ouvert)

Générateur chargé à 50kV

EFD : 200 fils $\varnothing 12,7\mu\text{m}$ Alu 5056T6, h=43mm, diamètre 184mm

Objectif : Valider le fonctionnement du commutateur CS2 et mesure des pertes en partie haute lors de la compression maximale de l'EFD

Résultat : Le commutateur a fonctionné comme espéré

Les pertes contenues en partie haute valident la géométrie de cette zone du DLCM

Tir SPHINX#809 :

Date : 25 juillet 2012

Configuration : Tir DLCM en attaque directe (sans commutateur) sur charge ECI

Générateur chargé à 50kV

EFD : 200 fils $\varnothing 12,7\mu\text{m}$ Alu 5056T6, h=43mm, diamètre 184mm

Objectif : Valider le dimensionnement de la charge ECI et des moyens de mesure optique associés

Résultat : Problèmes de fonctionnement de la mesure optique (miroir à 45°)

=> $I_b=5\text{MA}$ en 1,06 μs

Tir SPHINX#811 :

Date : 26 octobre 2012

Configuration : Tir DLCM en attaque directe (sans commutateur) sur charge ECI

Générateur chargé à 50kV

EFD : 200 fils Ø12,7µm Alu 5056T6, h=43mm, diamètre 184mm

Objectif : Test de reproductibilité de la partie mécanique et validation des améliorations liées à la mesure optique

Résultat : La branche homodyne n'a pas fonctionné

La branche hétérodyne a fonctionné pendant 1,13µs et a mesuré une vitesse de 1310m/s

=> $I_b=4,9\text{MA}$ en 1,05µs

Tir SPHINX#812 :

Date : 16 décembre 2012

Configuration : Tir DLCM en attaque directe (sans commutateur) sur charge ECI

Générateur chargé à 50kV

EFD : 200 fils Ø12,7µm Alu 5056T6, h=43mm, diamètre 184mm

Objectif : Test de reproductibilité de la partie mécanique et validation des améliorations liées à la mesure optique

Résultat : La branche homodyne n'a pas fonctionné

La branche hétérodyne a fonctionné pendant 1,17µs et a mesuré une vitesse de 1750m/s

=> $I_b=5,4\text{MA}$ en 1,05µs

Tir SPHINX#813 :

Date : 16 mai 2013

Configuration : Tir DLCM avec commutateur surfacique CV23 sur charge ECI

Générateur chargé à 50kV

EFD : 200 fils Ø12,7µm Alu 5056T6, h=43mm, diamètre 184mm

Objectif : Valider le fonctionnement du commutateur volumique CV23 connecté à une charge ECI

Résultat : Le commutateur a fonctionné comme espéré

=> $I_b = 1,7\text{MA}$ en 220ns

