

# THÈSE DE DOCTORAT

PRÉSENTÉE À

L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR**

En

**ÉLECTRONIQUE**

Soutenue le 09 / 10 / 2019

Par

**Zaineb JEBRI**

..

Développement d'un nouveau type de condensateur ajustable  
amagnétique RF Haute Tension pour l'IRM

..

<b>M. Charles JOUBERT</b>	Professeur	Ampère, U. Lyon	Rapporteur
<b>M. Alain SYLVESTRE</b>	Professeur	G2Elab, INP GRENOBLE	Rapporteur
<b>M. Yves OUSTEN</b>	Professeur	IMS, U. Bordeaux	Directeur de thèse
<b>Mme Isabelle BORD-MAJEK</b>	Maitre des conférences-HDR	IMS, U. Bordeaux	Co-directrice de thèse
<b>M. Matthieu BARDET</b>	Ingénieur de recherche	Exxelia, Temex	Co-encadrant de thèse









## Résumé :

Pour répondre aux besoins des clients concepteurs de systèmes IRM (Imagerie par Résonance Magnétique), EXXELIA TEMEX veut étendre sa gamme de composants non-magnétiques. Mon travail de thèse s'inscrit dans le cadre du développement d'une nouvelle gamme de condensateurs ajustables non-magnétiques (aussi appelés trimmers) capables de tenir des environnements extrêmes en tension pour des applications de l'IRM. Pour se faire, les composants passifs intégrés doivent respecter les conditions extrêmes de fonctionnement : un courant RF (Radiofréquence) et une tension efficace en impulsion.

Dans un premier temps, les propriétés électriques des trimmers existants ont été déterminées expérimentalement et par simulation afin de valider le modèle numérique proposé. Ensuite, les propriétés électriques des différents diélectriques constitutifs du condensateur sont déterminées expérimentalement. A partir de considérations théoriques, nous avons établi des expressions nécessaires aux calculs des capacités et des fréquences de résonance. Le trimmer est ensuite dimensionné par simulation numérique (méthode des éléments finis) puis fabriqué. Deux modèles de diélectriques sont étudiés. Le gap d'air présent entre les électrodes est évalué par simulation numérique avant validation expérimentale. L'influence de l'air sur les performances du prototype final est finalement abordée : la tension de claquage et de la variation de la fréquence de résonance et de la capacité sont successivement traités.

**Mots clés :** IRM, condensateur ajustable, hyperfréquence, haute tension

---

## Abstract:

As a non-invasive imaging technology, MRI (magnetic resonance imaging) revolutionizes medical diagnosis and diseases detection. Without damaging radiation, MRI systems use radio frequency (RF) waves to produce three dimensional detailed anatomical images. To reach the operating frequency of the next generation of MRI, new electronic components, in particular trimmers (called also adjustable capacitors) are necessary to obtain high-quality images.

In order to create a new range of non-magnetic trimmers more performant to meet the NMR requirements, as MRI applications, electrical modelling is an important step to analyze its behavior and to model it. Trimmers are still developed empirically using expired specifications that no longer respond to MRI requirements. In order to elaborate a good strategy for developing a new variable capacitor for RF applications, performance and manufacturing analyses of some available trimmers are required. Best practices and defects of actual trimmers are studied to develop a new High Voltage (HV) capacitor. Prototypes are designed according to numerical simulations and then manufactured. Finally, measurements performed on the various prototypes prove the expected electrical behavior of the trimmer in agreement with the required specifications.

**Keywords :** RF applications ; non magnetic; trimmer; adjustable capacitors; MRI



## **... Remerciements ...**

### **Lettre ouverte à tous ceux qui ont apporté, à cette thèse, leurs contributions technique et morale.**

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse Yves OUSTEN, professeur à l'université de bordeaux et responsable du groupe ONDES, pour sa fiabilité durant ces années pour son expérience, sa patience et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion. Je tiens également à remercier Isabelle BORD-MAJEK, maître de conférences HDR, pour sa disponibilité et son soutien scientifique et moral, qui m'ont été d'une grande aide et sans qui, je ne serai pas arriver jusqu'ici aujourd'hui.

Je remercie sincèrement le professeur Yann DEVAL, directeur de l'IMS, ainsi que Laurent BECHOU, chef d'équipe de l'équipe Edmina, pour leur accueil au sein de leur unité de recherche. Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué au succès de mon doctorat et qui m'ont aidée lors de la rédaction de ce mémoire.

Mes remerciements vont également à messieurs Pr. Alain SYLVESTRE, Université Joseph Fourier - Grenoble, et Pr.Charles JOUBERT, Université de Lyon, je vous suis très reconnaissante d'avoir évalué et rapporté mes travaux, et ce, avec beaucoup de soin et d'efficacité, en dépit de la taille quelque peu conséquente de mon manuscrit. J'ai été ravie de vous rencontrer. Merci beaucoup.

Je remercie vivement monsieur Matthieu BARDET, ingénieur de recherche à Exxelia – Pessac, non seulement pour avoir pris part à ce jury, mais surtout pour sa rigueur scientifique et l'attention dont il a fait preuve à mon égard tout au long de ces travaux. J'en profite pour remercier chaleureusement l'ensemble des personnes qui ont participé au succès du projet : Jérôme, Elodie, Richard, Janine, Nathalie... vos contributions à ces travaux peuvent vous paraître modestes mais elles m'ont souvent permis de prendre du recul pour mieux appréhender ma recherche. Merci beaucoup.

J'ai une pensée particulière pour Dédier LENOUY, technicien en mesures, qui m'a transmis son savoir en mesures hyperfréquences avec beaucoup de patience ou de passion.

Je ne peux pas m'empêcher d'exprimer mon immense gratitude à mon voisin de bureau, Benoît MIE, technicien métallisation, pour ton aide continue, ton sourire hospitalier, ton extraordinaire bonté, ton indulgence face à mes défauts, ta présence réconfortante... ton amitié, inestimable.

Ces remerciements s'adressent également à mes collègues de Bureau : Nathalie, Cécile, Pascal, Pierre, Antonio, Xavier et Céline ... Je remercie particulièrement Xavier et Nicolas pour leur collaboration à ces travaux. J'ai eu grand plaisir à vous rencontrer et à construire avec vous. Un grand MERCI au département des céramiques.

Je remercie l'intégralité des collaborateurs et leurs équipes participant à ce projet : Iled (Bordeaux), Exxelia Magnetics (Chanteloup) ...

Dear Nistler JUERGEN, I feel very honored to have met you and it has been a genuine pleasure to discuss and interact with you. Thank you so much.

Chers collègues et amis du laboratoire IMS et de l'Université de Bordeaux : Mickael, Miguel, Emmanuel, Prince, Rabeb, Ines ..., je vous remercie énormément d'avoir apporté à ces travaux et à moi-même, une partie de votre expertise scientifique et technique, et ce, avec autant de bienveillance que de sympathie.

Un grand merci à tous mes amis, et particulièrement à mes « amis de toujours », qui m'ont supporté, même pendant mon doctorat, Mariem SASSI, Malek ABDA et Amel AL-ABEDI et le temps fuit mais vous êtes toujours là, et ce malgré la distance. Je vous adore.

J'ai une pensée particulière pour les enseignants fantastiques qui m'ont transmis leur savoir avec beaucoup de patience ou de passion. Mr. Gobet, Mme BORDES, Mme DALBOS, Mme DANG VAN, Mme PREVOT, Mme YOT, M. VILLESUZANNE et Mme FLECHEUX, de l'Université de Bordeaux, vous m'avez donné envie d'apprendre et de progresser, je vous en serai éternellement reconnaissante.

Chéri, Dr. Mahfoudh, depuis plus qu'une décennie, on a tracé notre chemin avec amour et honnêteté. Tu as toujours cru en moi, tu n'as jamais cessé de me soutenir et de prendre soins de moi. Ton encouragement et ton soutien ont été la bouffée d'oxygène qui m'a ressourçait dans les moments les plus durs et les plus pénibles. Tu es un homme merveilleux. Tu es mon TOUT,

tu es l'amour de ma vie... Que dieu nous préserve du mal et nous procure une longue vie ensemble.

Chère fille, Myriam, tu es venue juste au moment qu'il fallait pour me soutenir et me supporter durant ma rédaction.. Cette tâche qui est reconnue comme la plus dure de la thèse de doctorat a été achevée avec succès. Une réussite que je te dois pour toute la tendresse, l'affection et la joie, que tu m'as offertes depuis ta naissance et que tu me donnes encore. J'espère que cette thèse sera une source de fierté pour toi et pour tes prochains frères et sœurs 😊

Chère sœur, Fawz, c'est pour toi que dédie cette thèse et que j'ai fait ce parcours, j'espère qu'il te sera exemple à suivre et que tu feras beaucoup mieux que moi. Je compte vraiment sur toi ! Tu es et tu resteras la plus belle, la plus extraordinaire chose qui soit arrivée dans ma vie.

Chère frère, Jeber, je te suis infiniment reconnaissante de veiller sur moi, de toujours m'apporter ton aide et ton soutien, de remplir et d'égayer mon quotidien par tes récits et tes anecdotes, et de me donner, en permanence, ce sentiment grisant que je suis exceptionnelle.

Le merveilleux, c'est que je vous ai beaucoup attendu (+4 ans pour Jeber et 13 ans pour Fawz) et vous êtes venus pour m'accompagner pour toute la vie. Mais l'extraordinaire, c'est vous ; c'est votre humour, votre intelligence, votre bienveillance. Si seulement vous saviez comme je vous aime ... Vous êtes ma raison de vivre.

CHER PARENTS, Mustapha l'idéale et Jamila la bienfaitante, je sais que vous êtes fiers de moi, mais peut-être ne savez-vous pas que moi je suis encore plus fière d'être votre fille.

Vous êtes si grands. Je crois que vous êtes les seuls qui peuvent combiner tous les idéaux, solidarité, travail, combattivité, sympathie, allégresse, intelligence, compassion, dévouement, honnêteté, douceur, amour... Je pourrais écrire un roman entier pour tenter de décrire vos innombrables qualités et l'ampleur du sentiment que j'éprouve pour vous ; encore que les mots ne suffiraient sûrement pas... je vous aime encore plus, maintenant que j'ai Myriam et j'ai savouré le sens de maternité. Je ne vous remercierai jamais assez pour l'amour que vous me donnez, le réconfort que vous m'apportez, les valeurs que vous me transmettez et les sacrifices que vous m'avez faits. Maman, je t'admire autant que je t'aime. Papa, je t'apprécie autant que je t'adore.

**Sachiez que vous avez toujours été mon unique modèle et que j'espère atteindre.**

Je remercie également mes proches : Chokri l'unique et Naïma le diamant; pour leur soutien et leur présence à mes côtés aux moments le plus difficile. Je remercie également l'intégralité de

ma famille : mon grand-père Mnawer, mes grands-parents Ali et Fatma, mes oncles, mes tantes, mes beaux-parents Chaaben et Saïda et Déda Saadia sur qui je pourrai également toujours compter.

Enfin, je dédie cette thèse à l'âme de ma grand-mère Aïcha, son amour est impalpable comme le vent depuis qu'elle nous a quitté depuis 20 ans, et mon cousin Ahmed-Taha, qui a attendu le lendemain de ma soutenance pour nous quitter.

**L'UNION FAIT LA FORCE.**

« **Imagination is more important than knowledge.**

For **KNOWLEDGE** is limited,

whereas **IMAGINATION** embraces the entire world, stimulating progress, giving birth to evolution. »

Albert Einstein





# TABLE DES MATIERES

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>17</b>
 <b>CHAPITRE 1 : CONDENSATEURS POUR LES APPLICATIONS MEDICALES A BASE DE RESONANCE MAGNETIQUE : Positionnement de l'étude .....</b>	<b>23</b>
 <b>I. Introduction .....</b>	<b>24</b>
<b>II. L'imagerie médicale .....</b>	<b>25</b>
<b>II.1. Les différentes techniques .....</b>	<b>25</b>
<b>II.2. La résonance magnétique nucléaire .....</b>	<b>25</b>
<b>II.3. Systèmes d'imagerie par résonance magnétique (IRM) .....</b>	<b>26</b>
<b>III. Environnement RF des IRMs .....</b>	<b>27</b>
<b>III.1. Principe de fonctionnement d'un système IRM .....</b>	<b>27</b>
<b>III.2. Constitution des IRM .....</b>	<b>30</b>
<b>III.2.1. L'aimant principal .....</b>	<b>31</b>
<b>III.2.2. Les bobines de gradient .....</b>	<b>31</b>
<b>III.2.3. La bobine RF .....</b>	<b>31</b>
<b>III.2.4. La résonance d'une bobines RF .....</b>	<b>31</b>
<b>IV. Les condensateurs .....</b>	<b>36</b>
<b>IV.1. Introduction .....</b>	<b>36</b>
• Condensateurs à capacité fixe .....	38
• Condensateurs à capacité variable .....	38
<b>IV.2. Caractéristiques électriques .....</b>	<b>40</b>
<b>IV.2.1. La capacité .....</b>	<b>40</b>
<b>IV.2.2. Les pertes .....</b>	<b>41</b>
<b>IV.2.3. Fréquence de résonance .....</b>	<b>44</b>
<b>IV.2.4. Rigidité diélectrique .....</b>	<b>45</b>
• Claquage d'origine thermique .....	46
• Claquage électromécanique .....	46
• Claquage d'origine électrique .....	47
<b>IV.3. Caractéristiques thermiques .....</b>	<b>47</b>
<b>IV.4. Condensateurs ajustables du commerce .....</b>	<b>48</b>
<b>V. Conclusion .....</b>	<b>52</b>

<b>I.</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>57</b>
<b>II.</b>	<b>Analyse de fabrication.....</b>	<b>57</b>
<b>II.1.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>57</b>
<b>II.2.</b>	<b>Etat de l’art sur les technologies existantes.....</b>	<b>58</b>
<b>II.2.1.</b>	<b>Identification des éléments à étudier .....</b>	<b>58</b>
<b>II.3.</b>	<b>Méthodologie d’analyse .....</b>	<b>58</b>
<b>II.3.1.</b>	<b>Caractérisations électriques.....</b>	<b>58</b>
•	<b>Mesures en continu .....</b>	<b>59</b>
•	<b>Mesures en fréquentiel .....</b>	<b>59</b>
<b>II.3.2.</b>	<b>Inspection visuelle .....</b>	<b>59</b>
<b>II.3.3.</b>	<b>Inspection aux Rayons X .....</b>	<b>61</b>
<b>II.3.4.</b>	<b>Analyse MEB-EDX.....</b>	<b>64</b>
<b>II.4.</b>	<b>Simulations électromagnétiques.....</b>	<b>71</b>
<b>II.4.1.</b>	<b>Fabriquant A.....</b>	<b>72</b>
<b>II.4.2.</b>	<b>Fabriquant B .....</b>	<b>75</b>
<b>II.5.</b>	<b>Caractérisations électriques des trimmers commercialisés .....</b>	<b>77</b>
<b>II.5.1.</b>	<b>Présentation du banc de caractérisation électrique .....</b>	<b>77</b>
<b>II.5.2.</b>	<b>Méthodologie de test .....</b>	<b>78</b>
<b>II.5.3.</b>	<b>Performances électriques.....</b>	<b>80</b>
<b>II.5.4.</b>	<b>Bilan sur les trimmers du commerce.....</b>	<b>81</b>
•	<b>Trimmer en Alumine .....</b>	<b>81</b>
•	<b>Trimmer PTFE.....</b>	<b>87</b>
•	<b>Conclusions partielles .....</b>	<b>89</b>
<b>III.1.</b>	<b>Affinement du cahier des charges .....</b>	<b>91</b>
<b>VI.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>94</b>
<b>I.</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>97</b>
<b>II.</b>	<b>Méthodes &amp; modèles .....</b>	<b>97</b>
<b>III.</b>	<b>Etude des matériaux.....</b>	<b>100</b>
<b>III.1.</b>	<b>Critères de sélection.....</b>	<b>100</b>
<b>III.2.</b>	<b>Matériaux diélectriques .....</b>	<b>101</b>
<b>III.2.1.</b>	<b>Etude du comportement des diélectriques .....</b>	<b>101</b>
•	<b>Polarisation .....</b>	<b>101</b>
•	<b>Permittivité .....</b>	<b>104</b>
<b>III.2.2.</b>	<b>Caractérisation des diélectriques.....</b>	<b>107</b>
•	<b>Préparation des échantillons .....</b>	<b>107</b>

•	Caractérisation électrique .....	111
III.3.	Matériaux conducteurs à faible réponse magnétique .....	114
III.3.1.	Etudes préliminaires des phénomènes physiques HF .....	114
•	L'effet de peau .....	114
•	La résistance .....	115
•	Effet de proximité .....	117
•	L'inductance de deux plaques parallèles .....	117
III.3.2.	Spécifications des électrodes .....	118
III.3.3.	Paramètres influençant les propriétés des métaux.....	119
IV.	Définition du prototype .....	119
IV.1.	Effets de bord .....	119
IV.2.	Prototype génération I .....	122
IV.2.1.	Modèle proposé .....	123
IV.2.2.	Dimensionnement par simulation numérique .....	123
IV.2.3.	Performances expérimentales .....	127
IV.1.	Prototype génération II .....	129
IV.3.1.	Couronne de protection .....	129
IV.3.2.	Définition du prototype.....	130
IV.3.3.	Etude par simulation numérique .....	131
IV.3.4.	Fabrication du prototype .....	134
IV.3.1.	Analyses électriques .....	143
V.	Conclusions.....	144
I.	Introduction .....	148
II.	Optimisation du modèle .....	148
II.1.	Variation de la capacité .....	149
II.1.1.	Modèle simplifié : Capacité minimale et capacité maximale .....	149
II.1.2.	Principe de variation de la capacité.....	150
II.1.3.	Influence du gap d'air.....	151
•	Circuit électrique équivalent .....	153
•	Le gap d'air.....	155
II.2.	Influence des électrodes .....	158
II.2.1.	Influence du métal utilisé.....	158
II.2.2.	Influence de l'épaisseur des électrodes .....	160
II.3.	Simulations HT RF .....	161
II.4.	Validation expérimentale .....	164
II.4.1.	Fabrication des prototypes .....	164

II.4.2.	Mesures électriques.....	166
II.5.	Développement du boîtier associé .....	167
II.5.1.	Roue dentée et vis sans fin : système de variation de la capacité.....	167
II.5.2.	Boîtier de protection .....	169
II.5.3.	Prototype complet .....	170
II.5.4.	Etude des performances par simulation numérique .....	170
II.5.5.	Validation expérimentale des performances .....	172
III.	Performances du prototype.....	178
IV.	Conclusion .....	179
VI.	Bibliographies.....	185

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

Comme dans beaucoup de secteurs, l'électronique occupe une place importante dans le domaine biomédical. La transmission de l'information, qui s'est d'abord développée autour des télécommunications telle que la radio et la messagerie électronique, ou l'imagerie ont peu à peu envahi le monde médical.

L'imagerie médicale s'est développée de façon très progressive grâce aux avancées de la recherche scientifique en physique. Parmi les applications on peut citer la médecine nucléaire (1963) qui s'est réellement développée avec l'apparition de la tomographie à rayons X à partir de 1970. Ensuite, la radiologie numérique, l'échographie ultrasonore et l'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM) sont apparues. Toutes ces techniques d'exploration radiologique continuent à se développer considérablement avec des temps d'acquisition plus courts, une meilleure précision et une plus grande flexibilité.

L'IRM a particulièrement révolutionné le diagnostic médical. En effet, son caractère non invasif (et non irradiant) lui permet de révéler des lésions qui ne sont pas visibles avec les autres techniques. Offrant une grande précision, cette technique est également capable d'explorer les « organes et tissus mous » comme le cerveau. C'est pour cette raison qu'elle est préconisée dans le diagnostic des Accidents Vasculaires Cérébraux (AVC), dans l'examen cardiaque et dans le bilan d'extension en cancérologie. Confirmée par beaucoup d'oncologues, plus la tumeur est détectée précocement, plus la guérison est assurée. Cependant, l'efficacité de la détection des tumeurs d'une manière précoce repose sur la précision de l'appareil. L'IRM reste un examen complexe car elle repose sur la magnétisation de l'organe étudié et le signal RadioFréquence (RF) émis puis reçu. Lors d'un examen clinique par IRM, le patient passe dans un tunnel de 60 cm de diamètre et subit un champ magnétique d'une intensité de 1,5 Tesla, comme le montre la Figure 1 (a).

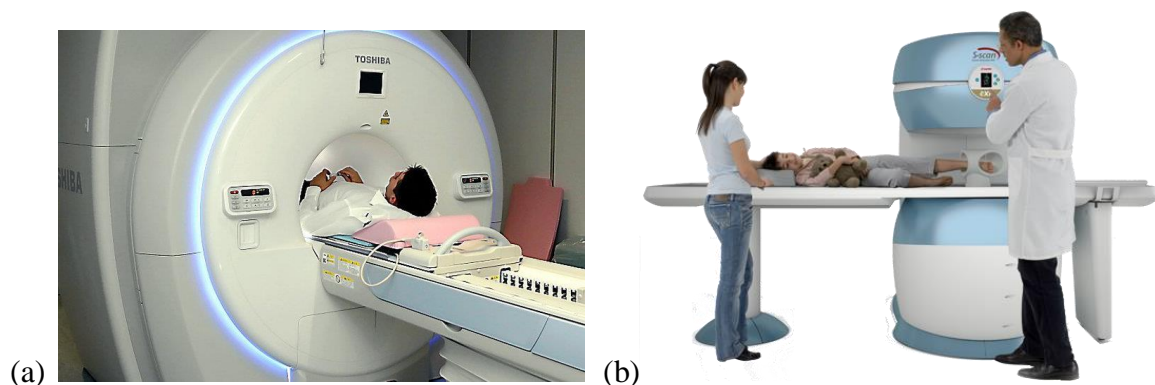


Figure 1. Machine IRM

(a) : Géométrie fermée, (b) : Géométrie ouverte

Les innovations en IRM portent principalement sur le confort du patient avec des tunnels plus larges voire sans tunnel (cf. Figure 1(b)). Ces derniers sont capables d'accueillir des patients atteints d'obésité, des femmes enceintes ou des personnes sujettes à la claustrophobie tout en offrant un rapport signal / bruit amélioré, une meilleure résolution des images et une acquisition plus rapide.

Dans ce cadre, l'équipe NeuroSpin du CEA travaille sur la dernière génération d'IRM qui atteint 11,7 T (ce qui correspond à une fréquence RF de l'ordre 500 MHz)<sup>1</sup> ce qui permet de visualiser individuellement les neurones (entre 5  $\mu\text{m}$  et 120  $\mu\text{m}$ ) et donc de repousser les limites actuelles de l'imagerie cérébrale des IRM standards (1,5 T et 64 MHz pour les IRM de type « tunnel », où l'observation est à une échelle millimétrique).

Dans le but de garantir le confort et la sécurité des patients et des praticiens ainsi que l'optimisation de la puissance de l'IRM, des améliorations techniques sont nécessaires. En effet, la précision et l'efficacité de l'appareil sont proportionnelles à la longueur d'onde du système. De ce fait la fréquence doit être augmentée fortement pour atteindre des résolutions de l'ordre de centaine de microns. Ceci implique aussi l'augmentation du champ magnétique. Cependant, les limites technologiques liées à la propagation des ondes exigent un travail de recherche en amont afin de réduire la réponse magnétique des composants passifs intégrés<sup>2</sup>. Ces contraintes réduisent les potentialités de l'IRM, ce qui justifie l'intérêt croissant porté aux différents composants indispensables à la résonance magnétique : les bobines et les condensateurs.

Dans ce contexte, les constructeurs IRM désirent développer une nouvelle génération de condensateurs ajustables non-magnétiques capables de tenir dans des conditions extrêmes de fonctionnement : tension supérieure à 5kV en continu, pas de bruit magnétique. A terme, le nouveau composant est destiné à remplacer les trimmers qui sont déjà diffusés sur le marché médical présentant certains inconvénients tels qu'un coût très élevé (200 et 500 euros l'unité), une fréquence de fonctionnement trop basse (64 MHz) et une tenue en tension insuffisante (1,5kV).

Dans ce travail, nous proposons de chercher des solutions adéquates aux exigences des applications IRM qui permettent de pallier les différents problèmes rencontrés par les condensateurs ajustables commercialisés. Dans un premier temps, une étude bibliographique a

---

<sup>1</sup> L'IRM 11,7 teslas du projet Iseult : L'IRM le plus puissant du monde au service de la compréhension des mécanismes cérébraux et de la médecine du futur, Juillet 2017

<sup>2</sup> Non Magnetic Capacitors Ultra-Low ESR, RF & Microwave Systems, CNRS et EXXELIA-TEMEX.

été réalisée pour comprendre l'environnement RF d'IRM et pour définir les performances optimales des condensateurs. Une revue des technologies existantes a été réalisée afin de déterminer les constructeurs et sélectionner les composants les plus utilisés dans le domaine. Cette étude fait l'objet du ***premier chapitre*** et montre l'intérêt de lancer une étude approfondie sur les condensateurs ajustables.

Dans le ***deuxième chapitre***, des analyses de fabrication et de fonctionnement de certains condensateurs commercialisés ont été réalisées dans le but de définir les bases du travail servant au développement d'un nouveau composant plus adapté. Dans un premier temps, nos efforts se sont concentrés sur la caractérisation électrique des trimmers existants. Ensuite, une modélisation accompagnée d'une simulation numérique (à l'aide du simulateur Maxwell 3D et HFSS) de la propagation des champs électriques entre les armatures des condensateurs a été réalisée afin de mieux comprendre les phénomènes physiques. Cette étape passe par une analyse physique des composants.

Ces simulations ont permis de valider notre méthodologie de simulation sur les trimmers existants afin de l'utiliser dans le cadre du développement de condensateurs ajustables destinés à la nouvelle génération d'IRM.

***Le troisième chapitre*** présente les matériaux et les méthodes utilisés dans ce travail. Le dimensionnement du nouveau trimmer développé nécessite la connaissance des caractéristiques électriques du diélectrique, brique de base du condensateur. Le but est de garantir la stabilité de la capacité en fonction de la fréquence et donc de choisir le diélectrique le plus stable en termes de permittivité (au cours de la fréquence pour une température ambiante). Pour cela, une étude expérimentale du comportement en fréquence des permittivités électriques d'une sélection de céramiques fabriquées à EXXELIA TEMEX a été réalisée. A l'issue de cette étude, des mesures en impulsions RF (tension élevée portée par une fréquence RF) ont été réalisées pour identifier le diélectrique le plus rigide électriquement.

Outre la nature du diélectrique, un nouveau design a été proposé afin de répondre au cahier des charges. Deux formes de céramique, conique et droite, sont étudiées et comparées.

Enfin ***le quatrième chapitre*** décrit la phase d'optimisation du trimmer en termes de dimensionnement. Un premier modèle se base sur l'évolution de la capacité en fonction de la précision exigée (de l'ordre de 2 pF). Un second modèle prend en compte la capacité parasite à base d'air (du côté de l'électrode mobile). Ce gap d'air doit être pris en compte pour que la capacité réelle réponde bien au cahier de charges. D'autres facteurs nécessaires à la fabrication



du trimmer ont été pris en compte, tels que les dimensions et la nature des électrodes et du boîtier. Cette dernière partie permet d'avoir une idée précise des performances et des limites d'utilisation du condensateur proposé.



**.I.**

**CONDENSATEURS POUR LES  
APPLICATIONS MEDICALES A BASE  
DE RESONANCE MAGNETIQUE :**

**Positionnement de l'étude**

## **I. Introduction**

Depuis 1980, l'imagerie par résonance magnétique ne cesse de progresser et les fréquences de travail ne font qu'augmenter afin d'améliorer la résolution des images obtenues. En effet, plus la fréquence du champ magnétique est élevée, plus les problèmes liés à la pénétration des ondes dans les tissus exigent l'optimisation de l'appareil IRM ainsi que l'exploitation correcte de sa puissance. Bien que les résultats commencent à être satisfaisants pour la définition de l'imagerie du cerveau, le diagnostic des objets de plus grande taille reste limité aux faibles champs.

Il est clair que les composants passifs utilisés doivent être en accord avec les contraintes liées à l'environnement extrême généré par les forts champs et leur fréquence élevée. Il est donc important d'étudier les condensateurs d'ajustement (existant déjà sur le marché) qui ont une très forte implication dans la bonne marche de l'appareil et l'obtention des images du corps humain. Cependant les performances électriques atteintes par les trimmers commerciaux ne sont pas suffisantes, ce qui a retardé leur éclosion sur le marché médical et a poussé l'intérêt croissant porté aux nouveaux composants.

Dans ce contexte, EXXELIA TEMEX vise à étendre sa gamme de composants non-magnétiques pour répondre à la demande des clients concepteurs de systèmes IRM (Imagerie par Résonance Magnétique). Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre du développement d'une nouvelle génération de condensateurs ajustables non-magnétiques capables de tenir des environnements extrêmes en tension. Afin de répondre aux besoins des nouveaux IRM, les composants passifs intégrés doivent respecter les conditions de fonctionnement en courant RF (de l'ordre de 20A) et en tension (jusqu'à 5kV efficace à une fréquence de 128MHz avec un rapport cyclique « duty cycle » de 5%).

Pour ce faire, une étude bibliographique dense sur les systèmes IRM est primordiale pour comprendre l'environnement de fonctionnement des capacités ajustables et d'identifier leurs propriétés. Cette étude permettra finalement d'établir un cahier des charges du composant à concevoir.

## II. L'imagerie médicale

### II.1. Les différentes techniques

Comme son nom l'indique, l'imagerie médicale est un outil essentiel à la recherche et au diagnostic clinique tout en offrant la possibilité de restituer fidèlement des images de l'intérieur du corps humain. Ce procédé s'appuie sur une grande variété de technologies grâce à l'exploitation des phénomènes physiques tels que les rayons X (pour le scanner ou la radiographie), la réflexion des ondes ultrasonores (pour l'échographie), la radioactivité (pour la scintigraphie), l'imagerie optique pour l'endoscopie et la résonance magnétique nucléaire (pour l'IRM).

La radiographie a apparue en 1896 grâce à la découverte des rayons X par Wilhem Röntgen. Cet examen repose sur l'utilisation d'une source de rayonnements X qui balaie la zone à explorer. En effet, ces rayons pénètrent dans les tissus et sont arrêtés par certains atomes comme le calcium des os, l'iode (qui constitue les produits de contraste utilisés en médecine) et le métal. De l'autre côté du patient, un film photographique est impressionné par les rayons X non absorbés ce qui permet la reconstitution des images en coupes fines ou "tranches" de l'organisme. En se reposant sur le même principe que la radiographie, **le scanner** permet d'obtenir des images 3D.

**La scintigraphie** est une technique qui s'appuie sur la radioactivité. Elle consiste à suivre, moyennant une caméra sensible aux rayons Gamma, le rayonnement d'une solution radioactive (appelée aussi traceur radiopharmaceutique) injectée dans le corps humain.

**L'échographie** est une technique d'exploration de l'intérieur du corps basée sur les ondes ultrasons. Elle se compose d'une sonde émettrice / réceptrice qui envoie des ultrasons dans la zone du corps à explorer et qui capte leurs échos.

### II.2. La résonance magnétique nucléaire

**La spectroscopie par Résonance Magnétique Nucléaire (RMN)** permet d'analyser la structure et les caractéristiques physico-chimiques de la matière. Elle se base sur les propriétés magnétiques de certains noyaux atomiques possédant un spin. Pour ce faire, deux champs magnétiques sont nécessaires : un champ magnétique statique principal très intense et un champ magnétique oscillant dans le domaine des radiofréquences, appelé impulsions RF. L'intensité des champs magnétiques appliqués dépend de l'atome étudié et plus particulièrement de son

noyau qui absorbe, résonne et émet de l'énergie à une fréquence bien précise, dite la fréquence de résonance ([DAL15], [PUR46] et [BLO46]).

### II.3. Systèmes d'imagerie par résonance magnétique (IRM)

La technique de l'IRM est fondée sur les travaux du physicien Isidor Rabi qui ont commencé en 1930 et qui décrivent les propriétés des noyaux atomiques. Huit ans plus tard, il annonce officiellement la découverte de la RMN, la première base de l'IRM. Il obtient le prix Nobel de physique en 1944 pour cette découverte.

Cette technique a suscité l'intérêt de beaucoup de physiciens, chimistes et médecins comme Felix Bloch, Edward Purcell (Prix Nobel de physique, 1942), Kurt Wüthrich (Prix Nobel de Chimie, 2002) et Paul Lauterbur et Peter Mansfield (Prix Nobel en physiologie en médecine, 2003) [NOB03]. La figure I.1 illustre les 60 premières années fondatrices de l'histoire de l'IRM.

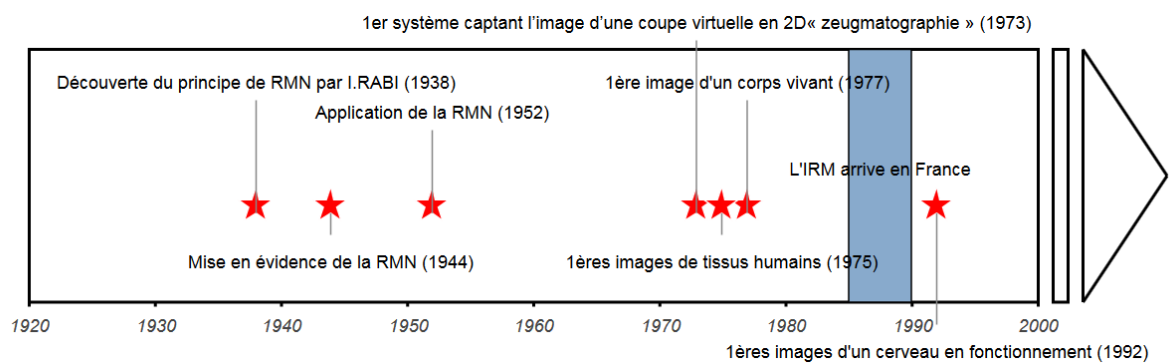


Figure I.1. Dates clés de l'histoire de l'IRM

Pour compléter la Figure I.1, le Tableau I.1 indique davantage des dates marquantes dans l'évolution de la découverte de l'IRM. Entre 1973 et 1976, P. Lauterbur et P. Mansfield ont exploité les transformées de Fourier pour la formation des images en intégrant des gradients de champ magnétique. En 1973, P. Lauterbur a créé la première image en 2D avec des tubes à essai. En 1977, P. Mansfield a produit la première image d'un doigt. C'est à partir de 1980 que les machines IRM apparaissent pour l'exploration du corps entier. Dès les années 1990, cette machine a réussi à être installée dans tous les hôpitaux du monde entier.

L'histoire de l'IRM
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Découverte du principe de RMN par le chercheur Isidor Rabi (1938)</li> <li>• Obtention du premier spectre avec la RMN par Felix Bloch et Edward Purcell (1946)</li> <li>• Obtention d'une première image d'un objet en 2D par Paul Lauterbur (1973)</li> <li>• Création du premier centre IRM d'Europe à l'Université de Manchester (1983)</li> <li>• Obtention du prix Nobel de médecine par Peter Mansfield et Paul Lauterbur (2003)</li> </ul>

Tableau I.1. Les dates marquantes de l'histoire de l'IRM

Les techniques d'imagerie se développent dans le but de :

- Raccourcir le temps d'acquisition,
- Réduire le temps de l'immobilisation du patient lors de l'examen,
- Améliorer la qualité de l'image,
- Améliorer la pénétration des ondes dans toutes les parties du corps,
- Accélérer l'acheminement de l'information dans les différents dispositifs d'un système IRM.

Comme le scanner et l'échographie, l'IRM est une technique d'imagerie médicale qui permet de visualiser l'intérieur du corps humain. L'intérêt de cette technique réside dans le fait qu'elle est inoffensive pour l'humain, contrairement aux systèmes à base de rayons X et de produits radioactifs qui sont nocifs à forte dose. En outre, elle offre une bonne résolution et permet de voir les tissus mous (comme le cerveau) avec un bon contraste et une grande précision.

### **III. Environnement RF des IRMs**

#### **III.1. Principe de fonctionnement d'un système IRM**

La RMN du proton repose sur les propriétés magnétiques de l'atome d'hydrogène omniprésent dans la matière organique et dans l'eau qui représente 80% du volume du corps humain.

Lors d'un examen IRM, le patient est allongé sur une plateforme qui coulisse jusqu'au centre du système d'aimantation (cf. Figure I.2).

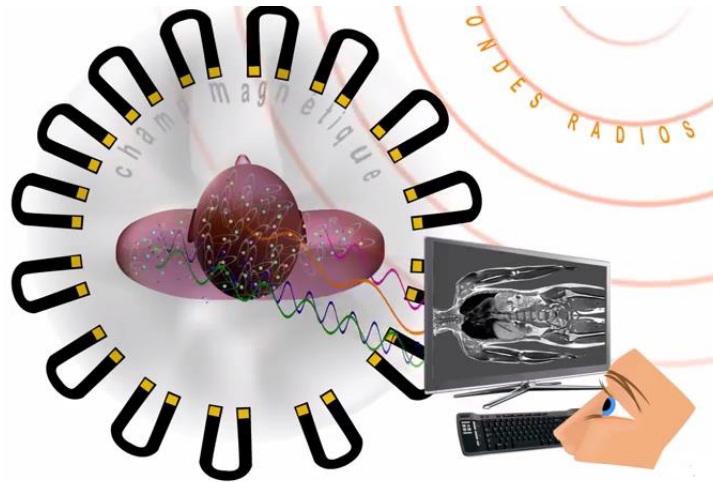


Figure I.2. Schéma du principe de fonctionnement d'une IRM

A l'état naturel et en dehors de toute contrainte extérieure, les spins des atomes d'hydrogène possèdent une orientation quelconque, le magnétisme résultant est donc nul à notre échelle, Figure I.3 (a).

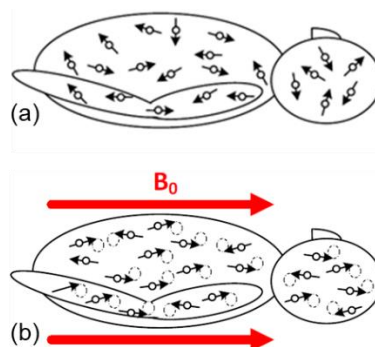


Figure I.3. Orientation du moment magnétique [DAL15]

(a) : absence d'un champ magnétique statique

(b) : présence d'un champ magnétique statique

Placés dans un puissant champ magnétique statique, tous les atomes d'hydrogène contenus dans le corps humain s'orientent dans la même direction (cf. Figure I.3 (b)). Ensuite, ils sont excités par des ondes radiofréquences (RF) jusqu'à la résonance (Figure 1.4 (a), Figure 1.4(b)) (mouvement de précession à la fréquence de Larmor), Figure I.4 ([DAL15], [BLO46]).



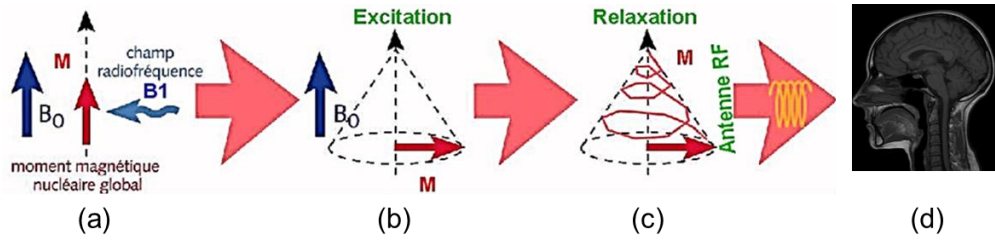


Figure I.4. Atome d'hydrogène en mouvement de précession de Larmor autour du  $\vec{B}_0$

Les trois vecteurs indiqués sur la figure ci-dessus (Figure I.4) sont [BUS03] :

$\vec{B}_0$  : le champ magnétique statique principal,

$\vec{B}_1$  : le champ oscillant RF,

$\vec{M}$  : l'aimantation plus petite que  $B_0$ .

A l'issu de cette stimulation, un signal électromagnétique mesurable et utilisable est émis, (cf. Figure I.4 (c)). En effet, les atomes d'hydrogène restituent l'énergie accumulée en émettant un signal électromagnétique qui sera enregistré et traité afin de construire les images IRM 2D ou 3D (cf. Figure I.4 (d)).

La Figure I.5 schématise le principe de fonctionnement d'un système IRM. En effet, l'aimant principal génère un champ magnétique intense et stable  $\vec{B}_0$  de façon que les spins des atomes d'hydrogène s'alignent et le tissu se magnétise. Ensuite, une antenne RF émet un champ magnétique oscillant plus faible  $\vec{B}_1$  de sorte que le phénomène de précession se déclenche à la vitesse  $\omega_0 = 2\pi f_0$ . En effet, la résonance est atteinte lorsque la fréquence du champ RF correspond à la fréquence de précession du proton  $f_0$  (fréquence de Larmor). Lors de la relaxation, les antennes RF reçoivent une réponse magnétique qui définit la position de chaque atome d'hydrogène [SCH05].

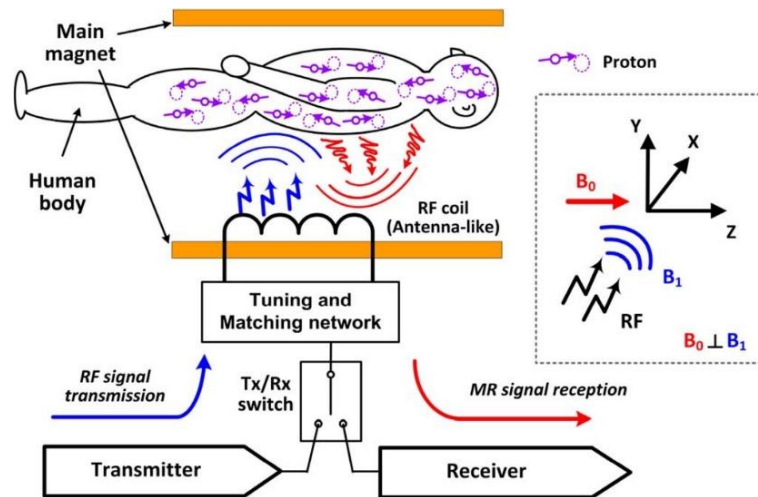


Figure I.5. Principe de fonctionnement d'un système IRM sur le corps humain [SOH15]

### III.2. Constitution des IRM

La figure I.6 représente schématiquement une IRM constituée essentiellement d'un aimant principal, des bobines de gradients et des bobines RF.

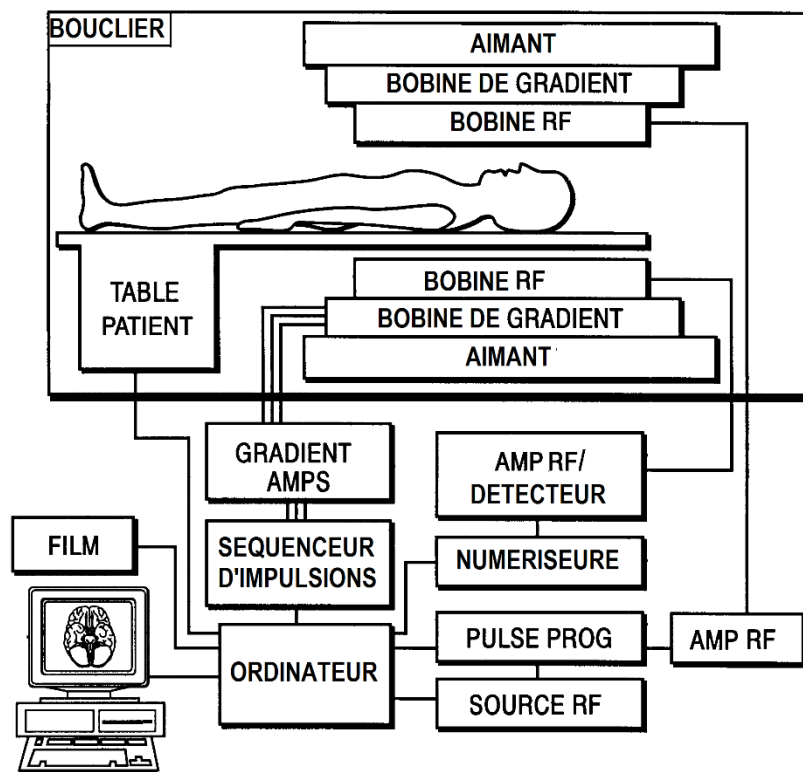


Figure I.6. Eléments constitutifs d'une IRM

### III.2.1. L'aimant principal

IRM ouvert ou fermé, c'est la géométrie de l'aimant principal qui détermine la forme du système final. Cet aimant permet de créer un champ magnétique  $\vec{B}_0$  statique, homogène et intense, pouvant aller de 1,5T à 11,7T.

### III.2.2. Les bobines de gradient

Les bobines de gradient permettent de faire varier l'intensité du champ magnétique dans le tunnel de l'IRM de façon linéaire dans le temps et dans l'espace. Elles sont au nombre de trois permettant une variation chacune selon un axe spécifique, X (l'axe droite-gauche), Y (axe avant-arrière) et Z (axe haut-bas).

### III.2.3. La bobine RF

La bobine radiofréquence permet l'émission et la réception des ondes RF. En phase d'émission, ces antennes envoient des impulsions uniformes dans le volume ciblé. En phase de réception, elles sont accordées pour correspondre à la fréquence de précession des protons selon l'équation (I.1) pour avoir le meilleur rapport signal/bruit.

$$f_{Larmor} = f_{précession} = \left(\frac{\gamma}{2\pi}\right) \cdot B_0 \quad (I.1)$$

Avec :

$f_{précession}$  : Fréquence de précession

$\gamma$  : Rapport gyromagnétique

$B_0$  : Champ magnétique statique généré par l'aimant principal

Notons que la représentation électrique la plus simple d'une antenne RF d'une IRM est un circuit *RLC* résonant à la fréquence de Larmor de l'atome d'hydrogène. Elle est constituée d'une inductance  $L$ , d'un condensateur  $C$  et d'une résistance  $R$ .

### III.2.4. La résonance d'une bobine RF

Un résonateur est l'élément qui fixe de façon périodique la fréquence d'oscillation, un phénomène par lequel l'énergie du système passe d'une forme à une autre [VAU12]. En électronique, les résonateurs peuvent être réalisés par des éléments discrets comme le circuit LC. Ce circuit entre en résonance à une fréquence  $f_0$  donnée par l'équation (I.2) ci-dessous :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{\omega_0}{2\pi} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$f_0$  : Fréquence de résonance du circuit exprimée en Hertz (Hz).

$\omega_0$  : Pulsation propre du résonateur exprimée en  $\text{rad.s}^{-1}$ .

$L$  : Inductance du résonateur exprimée en Henry (H).

$C$  : Capacité du résonateur exprimée en Farad (F).

A cette fréquence de résonance, l'énergie électrique stockée dans le condensateur est égale à l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance. En tenant compte des pertes dans le résonateur, on a eu recours à des modèles de type RLC. Ils serviront dans l'analyse des circuits.

- **Circuits de résonance et facteur de qualité Q**

Un circuit de résonance peut être modélisé en circuit équivalent parallèle, comme le montre la Figure I.7.

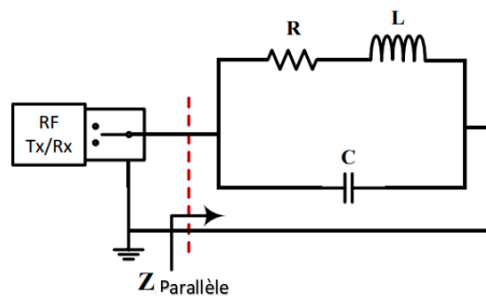


Figure I.7. Diagramme équivalent d'un circuit de résonance d'une bobine RF en parallèle

Avec :

$R$  : résistance en Ohm ( $\Omega$ )

$L$  : inductance en Henri (H)

$C$  : capacité en Farad (F)

L'expression de l'impédance parallèle s'écrit comme suit :

$$Z_{\text{parallèle}} = \frac{(j\omega L + R) \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$\omega$  : Pulsation exprimée en  $\text{rad.s}^{-1}$ .

Pour simplifier le calcul d'impédance et la détermination de la résonance, on dispose de la configuration schématisée ci-dessous :

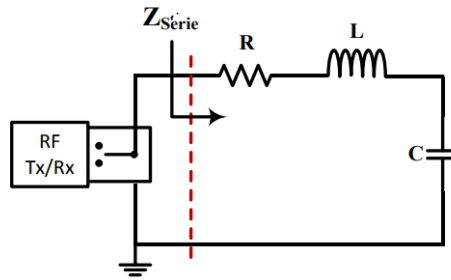


Figure I.8. Diagramme équivalent d'un circuit de résonance d'une bobine RF en série

Selon la Figure I.8, l'expression de l'impédance appelée  $Z_{\text{Series}}$  est :

$$Z_{\text{Series}} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (\text{I.4})$$

En résonance, la partie imaginaire de  $Z_{\text{Series}}$  (cf. équation (I.5)) est nulle et par conséquent  $Z_{\text{Series}} = R$ , ce qui implique l'équation (I.5).

$$j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C} = 0 \quad (\text{I.5})$$

Le coefficient de qualité  $Q_{\omega_0}$  qui définit les performances du résonateur peut être exprimé à la fréquence de résonance comme suit.

$$Q_{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (\text{I.6})$$

- **Accord fréquentiel et adaptation d'impédance**

A la résonance, la réactance s'annule et l'impédance d'entrée des bobines RF devient une résistance pure. La Figure I.9 illustre la nécessité de deux condensateurs ajustables pour assurer

simultanément ces deux fonctions : la courbe bleue dépend de  $C_t$  (condensateur pour l'accord fréquentiel) et la courbe rouge est liée à  $C_m$  (condensateur pour l'adaptation d'impédance).

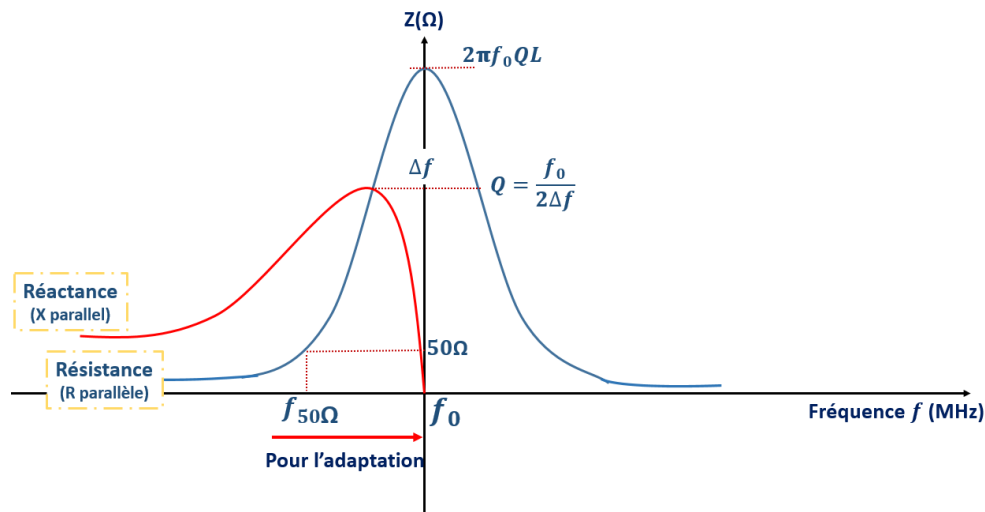


Figure I.9. Variation de l'impédance d'un circuit RLC parallèle en fonction de la fréquence.

Afin de fournir le maximum de puissance de la source à la bobine, la plupart des dispositifs RF sont initialement adaptés à une impédance de  $50\Omega$  au niveau des ports d'entrée et de sortie. De la même façon, les résonateurs des bobines RF doivent être adaptés à  $50\Omega$  à une fréquence  $f_{50\Omega}$  sous l'effet du *condensateur d'adaptation*  $C_m$  (cf. Figure I.10).

Outre l'adaptation d'impédance, un certain nombre d'études a montré l'importance de l'accord fréquentiel qui présente l'égalité entre la fréquence de résonance et la fréquence de Larmor telle que  $f_{Larmor} = f_0$  [GRA07]. Une fois que l'inductance est fixée par les dimensions de l'antenne RF, la valeur de la capacité conduisant à la fréquence de résonance  $f_0$  est réglée avec un autre *condensateur d'accord*  $C_t$  (cf. Figure I.10).

Le schéma électrique équivalent du circuit RLC avec l'intégration de condensateurs ajustables de précision  $C_m$  et  $C_t$  est donné ci-dessous :

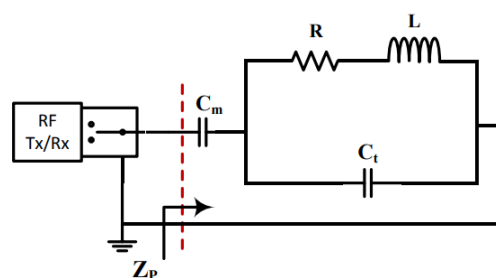


Figure I.10. Circuit équivalent d'un RLC avec les condensateurs ajustables

- **Homogénéité du champ**

Afin d'avoir des images IRM bien focalisées, le champ généré par la bobine RF doit être uniforme le long de l'antenne, ce qui nécessite une charge capacitive. Dans ce cadre, une illustration d'un exemple de bobine RF avec une seule charge est donnée sur la figure I.11 ((a) et (b)), qui présente les différents emplacements des capacités et leurs effets sur l'uniformité de ce champ : soit à sa sortie (configuration (a)) soit à son entrée (configuration (b)). On remarque que pour ces deux cas de figure, le champ crée autour de la ligne n'est pas symétrique. Pour y remédier, deux charges capacitives sont nécessaires : une charge capacitive notée  $C_f$  est mise à la sortie et deux autres ajustables sont montées à l'entrée notées  $C_m$  et  $C_t$ . Par conséquent, le champ produit est symétrique et homogène grâce à un équilibre des impédances, comme le montre la Figure I.11 (configuration (c)).

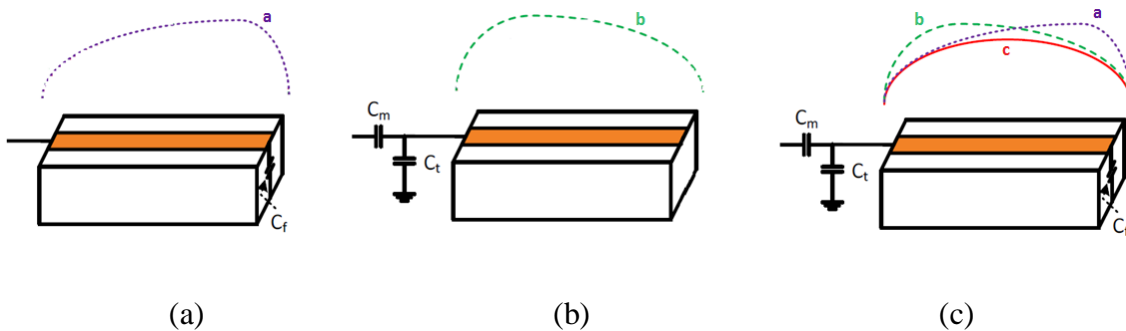


Figure I.11. Impacts d'une charge capacitive dans la distribution du champ magnétique au niveau d'une antenne RF [SOH13].

En conclusion, la configuration (c) est la solution la plus adaptée. La Figure I.12 présente un système IRM avec l'intégration de la bobine RF équipée par ces condensateurs ajustables.

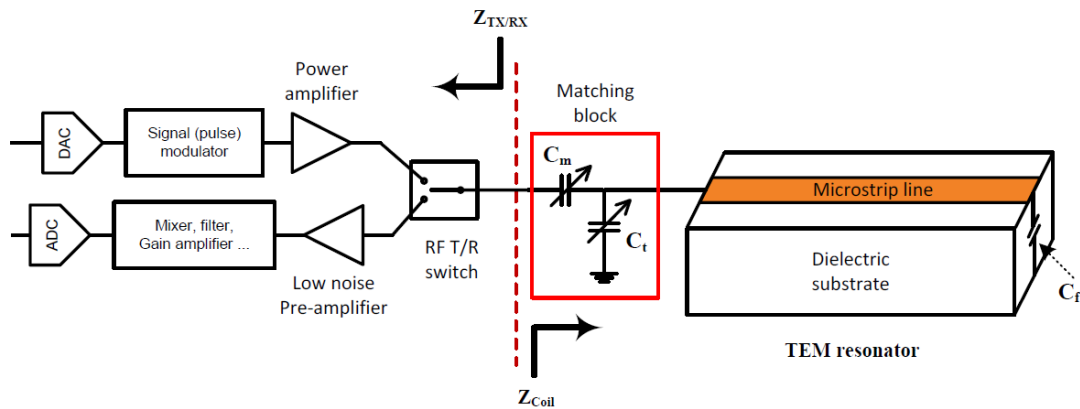


Figure I.12. Diagramme électrique équivalent d'une bobine dans un système d'IRM

Comme expliqué précédemment  $C_m$ ,  $C_t$  et  $C_f$  sont indispensables pour l'homogénéité du champ, pour l'adaptation de l'impédance et aussi pour l'accord fréquentiel. Cependant, vu l'importance de l'intensité du champ magnétique utilisé ainsi que la haute fréquence correspondante, le dimensionnement de ces condensateurs doit obligatoirement répondre aux exigences électriques suivantes :

- Plage de capacité comprise entre 2pF et 25pF, (donnée par les concepteurs d'IRM)
- Réponse magnétique négligeable, où le métal utilisé ait une perméabilité magnétique relative comparable à 1.
- Tenue de très haute tension de 3,5kV en régime impulsionnel,
- Self fréquence de résonance supérieure à 128MHz.

## IV. Les condensateurs

Cette section se compose essentiellement de trois parties. La première partie est une introduction des condensateurs à capacité fixe et des condensateurs à capacité variables. Ensuite, les caractéristiques électriques des condensateurs introduits seront présentées pour déterminer leurs principales fonctions. La dernière partie de cette section sera consacrée pour détailler les technologies existantes et compatibles avec les applications IRMs "fréquence radio, haute tension".

### IV.1. Introduction

Un condensateur est un composant électronique passif utilisé dans des domaines très variés : le spatial, l'aéronautique, les télécommunications mais aussi dans le domaine médical.



Il s'agit d'un assemblage constitué dans sa forme la plus simple, d'un matériau isolant électrique compris entre deux électrodes conductrices (cf. Figure I. 13). Sa fonction de base est de stocker transitoirement une charge électrique en fonction de la tension  $U$  appliquée à ses bornes.

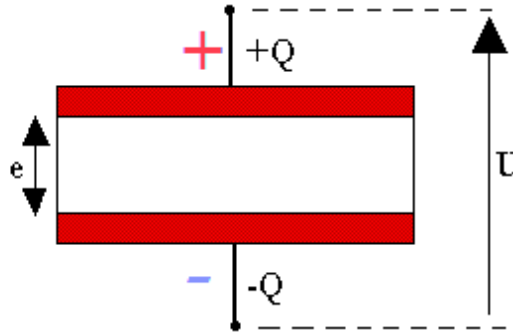


Figure I.13 Schéma simplifié d'un condensateur plan à électrodes parallèles

Avec :

$e$  : Epaisseur du diélectrique séparant les deux électrodes,

$Q$  : charge

$U$  : tension appliquée aux bornes du condensateur.

En régime continu, le condensateur chargé joue le rôle d'un interrupteur ouvert créant à ses bornes une impédance infinie. En régime alternatif, le condensateur présente une impédance inversement proportionnelle à la fréquence. Il est à noter que les condensateurs sont utilisés pour des fins filtrages et pour des applications qui nécessitent une suppression ou un maintien de la composante continue.

Selon l'application, le choix du type de condensateur dépend de la tension nominale, de la valeur de la capacité recherchée et du comportement du diélectrique. Ce dernier dépend lui aussi de quelques conditions d'utilisation, telles que : la tension de service, la fréquence de résonance, les pertes diélectriques, la température de fonctionnement et l'amplitude du signal à traiter.

Selon la structure électrode-isolant-électrode, deux grandes familles de condensateurs sont distinguées : les condensateurs à capacité fixe et les condensateurs à capacité variable.

- **Condensateurs à capacité fixe**

Un condensateur fixe est caractérisé par une valeur de capacité  $C$  proportionnelle à la quantité de charge  $Q$  et inversement proportionnelle à la tension  $U$  appliquée à ses bornes selon l'équation (I.7) :

$$C = \frac{Q}{U} \quad (\text{I. 7})$$

Les condensateurs présentent des tailles et des formes variées liées aux domaines fréquentiels d'utilisation (cf. Figure I.14). Généralement, ils sont décrits en fonction du type de diélectrique utilisé :

- Les condensateurs non polarisés, de faible valeur (exprimé en nF et en  $\mu\text{F}$ ) à base de polymère ou à base de céramique.
- Les condensateurs polarisés sensibles à la polarité de la tension électrique appliquée, tels que les condensateurs électrolytiques et tantales.
- Les supercondensateurs non polarisés caractérisés par une énorme capacité ( $>100\text{F}$ ) et une faible tenue en tension ( $\sim 5\text{ V}$  de tension de claquage). Ils sont constitués de collecteurs de courant en aluminium, d'un électrolyte organique, de deux électrodes (une anode et une cathode trempées dans un électrolyte organique) en charbon actif et le séparateur microporeux.



Figure I.14. Sélection de différents types de condensateurs

- **Condensateurs à capacité variable**

Les condensateurs ajustables ont été initialement conçus pour la radio, figurant sur les cadrans des anciennes radios, grâce à la large plage de capacité qu'ils offrent. En effet, deux condensateurs ajustables étaient placés en parallèle de façon que la position de l'aiguille

correspondre à la fréquence d'émission. En réglant ces deux capacités, on peut compenser les écarts de fréquence du récepteur par rapport à la fréquence affichée sur le cadran. Selon le même principe, les condensateurs ajustables sont utilisés non seulement pour régler la fréquence d'un circuit de résonance ou de la bande passante d'un filtre mais aussi pour adapter l'impédance de l'antenne à celle de la ligne (comme le cas de la bobine RF citée précédemment).

Les condensateurs ajustables offrent une plage de capacité qui varie entre une valeur minimale et une autre maximale. Sa capacité  $C$  s'écrit :

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{e} \quad (I.8)$$

$\epsilon_0$  : Permittivité du vide qui est égale à  $8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ .

$\epsilon_r$  : Permittivité relative du diélectrique.

$S$  : Surface en regard des électrodes.

En se basant sur l'équation (I.8), la capacité peut varier en modifiant l'épaisseur du diélectrique  $e$ , sa permittivité relative  $\epsilon_r$  ou encore la surface en regard des électrodes  $S$ . Généralement, le condensateur ajustable est composé de deux armatures dont l'une est fixe (le stator) et l'autre est mobile (le rotor). Le rotor est commandé par une vis qui permet de rapprocher les deux électrodes et de faire varier la capacité entre une valeur minimale et une maximale.

La Figure I.15 présente quelques exemples de condensateur à capacité variable : PTFE (Polytétrafluoroéthylène) trimmer (cf. Figure I.15(a)), Mica trimmer (cf. Figure I.15(b)) et Air trimmer (cf. Figure I.15(c)).

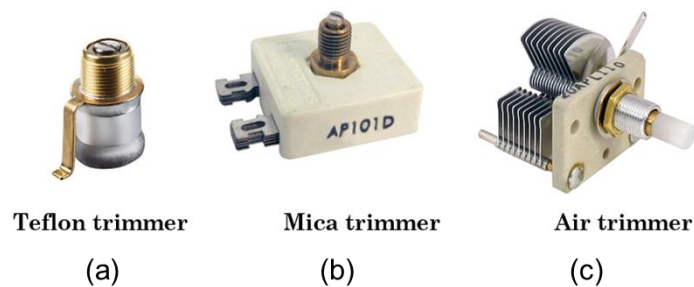


Figure I.15. Sélection de trimmers commerciaux

## IV.2. Caractéristiques électriques

Pour accumuler les charges  $Q$  dans un condensateur, la différence de potentiel  $U$  appliquée entre les plaques conductrices fournit un travail  $\delta W$  qui est égal à l'énergie électrique emmagasinée (I.9). Pour déplacer une quantité de charge  $dq$  d'une armature à une autre, une variation de potentiel électrique  $U$  est nécessaire :

$$\delta W = \frac{q}{C} dq \quad (\text{I. 9})$$

On peut alors calculer, cette énergie  $E_{\text{électrique}}$  en intégrant l'équation (I.9) :

$$W_{\text{chargé}} = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} C U^2 = E_{\text{électrique}} \quad (\text{I. 10})$$

### IV.2.1. La capacité

Un condensateur est caractérisé par sa capacité (exprimée en Farads  $F$ ). En effet, cette dernière dépend des caractéristiques du diélectrique (la permittivité et son épaisseur), des électrodes en regard et de la forme géométrique du composant (cf. Figure I.16).

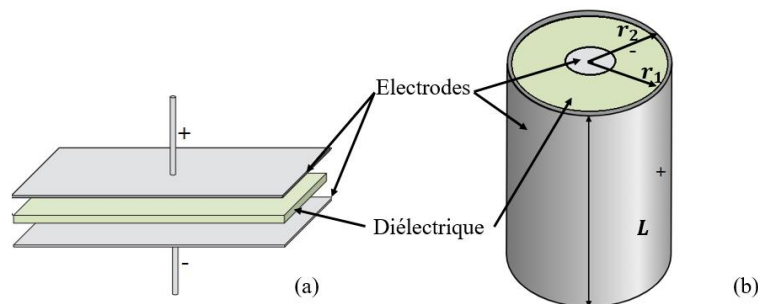


Figure I.16. Constitution d'un condensateur

(a) : plan

(b) : cylindrique

Les capacités des condensateurs plan et cylindrique sont fournies respectivement dans l'équation (I.11) et l'équation (I.12).

$$C_{\text{plan}} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{e} \quad (\text{I. 11})$$

$$C_{cylindre} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot 2\pi L}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (I. 12)$$

Avec :

$r_1$  : Somme du rayon de l'électrode interne et de l'épaisseur du diélectrique.

$r_2$  : Rayon du condensateur.

$r_2 - r_1$  : Epaisseur du diélectrique.

$L$  : Longueur du condensateur.

En fonction de la fréquence, le condensateur se charge, se décharge et se recharge partiellement ce qui entraîne une grande variation du rapport tension-courant (cf. l'équation (I.13)). Le condensateur est aussi caractérisé par son impédance exprimée par l'équation (I.14)).

$$I = jC\omega U \quad (I. 13)$$

$$Z_C = \frac{U}{I} = \frac{1}{jC\omega} \quad (I. 14)$$

Avec :

$I$  : Intensité du courant.

$U$  : Tension électrique.

$\omega$  : Pulsation.

$Z_C$  : Impédance du condensateur.

D'après ces équations, lorsque la pulsation  $\omega$  tend vers zéro, l'amplitude du courant tend elle aussi vers zéro et le condensateur se comporte comme un circuit ouvert. A l'inverse (quand la pulsation tend vers l'infini), l'amplitude de la tension est pratiquement nulle et le condensateur se comporte comme un court-circuit.

#### IV.2.2. Les pertes

Au cours du fonctionnement d'un condensateur, des pertes qui sont liées aux matériaux utilisés et à leurs géométries se produisent. On distingue trois types de pertes : les pertes par conduction liées à la résistance d'isolement (fuite) du diélectrique, les pertes liées à la relaxation de ses dipôles et les pertes ohmiques liées aux électrodes et aux connectiques.

Dans un condensateur idéal, toutes les pertes sont négligées et le courant est en quadrature avance  $\left(\frac{\pi}{2}\right)$  par rapport à la tension. Quant au condensateur réel, le courant lié aux pertes est déphasé de  $\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right)$  par rapport au vecteur tension, comme illustré dans la Figure I.17.

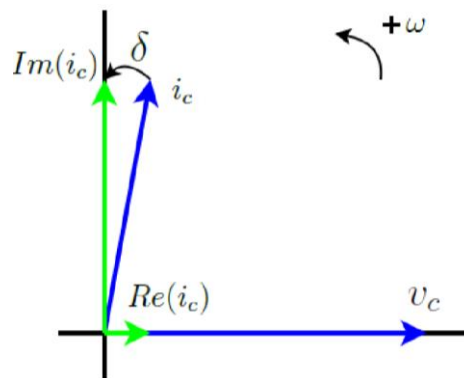


Figure I.17. Diagramme de Fresnel du courant du condensateur

L'angle de pertes, noté  $\delta$ , caractérise les imperfections du condensateur. Le facteur de perte peut être estimé à l'aide du rapport de la partie réelle sur la partie imaginaire du courant comme indiqué sur l'équation suivante [LAV18] :

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{\operatorname{Im}(I_c)}{\operatorname{Re}(I_c)} \quad (\text{I. 15})$$

Dans un condensateur réel, les parties conductrices (les électrodes, les rubans de connexion et les terminaisons) ont une réponse magnétique associée à une inductance  $L$  et génèrent des pertes par effet Joule associées à une résistance ohmique  $R_e$ . De ce fait, un condensateur réel de capacité pure  $C$  peut être décrit en utilisant le circuit équivalent schématisé sur la Figure I.18.

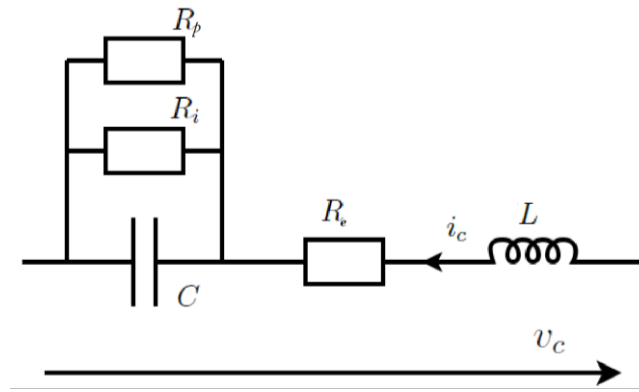


Figure I.18. Circuit électrique équivalent d'un condensateur

Les différentes résistances de la Figure I.18 sont :

- La résistance  $R_p$  qui représente la relaxation du diélectrique, liée à l'angle de perte du diélectrique noté  $\delta_{dielectrique}$  tel que :  $tg(\delta_{dielectrique}) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$
- La résistance  $R_e$  qui représente les résistances des électrodes,
- La résistance d'isolement  $R_i$ , appelée aussi résistance de fuite  $R_f$ , trouve son origine dans la conductivité de l'isolant (nulle pour les isolants parfaits). Cette résistance a l'expression suivante :

$$R_i = R_f = \frac{\rho \cdot e}{S} \quad (I. 16)$$

Avec :  $\rho$  la résistivité du diélectrique,  $e$  son épaisseur et  $S$  sa surface.

Par ailleurs  $R_i$  dépend aussi de la température, de la valeur de la tension continue appliquée, de la capacité et du temps écoulé après la mise sous tension.

Quand le condensateur est soumis à une tension électrique sinusoïdale (cf. équation (I.17)), l'expression de son impédance  $Z$  s'écrit alors selon l'équation (I.18)

$$v(t) = V_0 \cos(\omega t) \quad (I.17)$$

$$Z = jL\omega + R_e + \left( \frac{R}{j\omega CR + 1} \right) \quad (I.18)$$

Avec  $R = \frac{R_i R_p}{R_i + R_p}$  qui représente la résistance équivalente de  $R_i$  parallèle à  $R_p$ .

La Figure I.19 illustre la représentation de l'impédance complexe du circuit équivalent d'un condensateur réel.

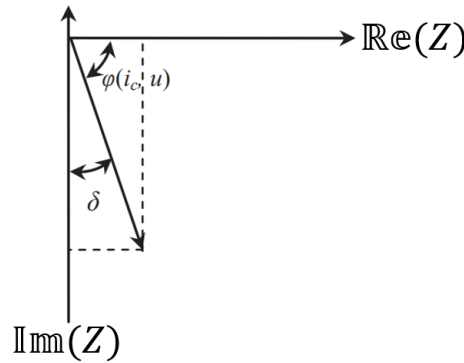


Figure I.19. Diagramme de Fresnel de l'impédance du condensateur

L'équation (I.19) définit le facteur de pertes du condensateur  $tg(\delta)$ , à l'aide du rapport de la partie réelle sur la partie imaginaire de l'impédance :

$$tg(\delta) = \frac{1}{RC\omega} + R_e C\omega \left( 1 + \frac{1}{RC\omega} \right) \quad (I.19)$$

Avec:

- $\frac{1}{RC\omega}$  représente le facteur de pertes dues au diélectrique,
- $R_e C\omega \left( 1 + \frac{1}{RC\omega} \right)$  représente les pertes dues aux électrodes et aux connexions.

En conclusion, les performances d'un condensateur sont majoritairement influencées par les propriétés du diélectrique, la nature des électrodes et la qualité des connexions.

#### IV.2.3. Fréquence de résonance

Un condensateur est caractérisé par sa fréquence de résonance  $f_0 \sim SRF$  (Self resonance frequency) où la réactance capacitive est égale à la réactance inductive (les pertes sont



négligeables). Cette fréquence permet de définir le régime de fonctionnement du condensateur ainsi que ses performances, comme illustré sur la Figure I.20. Nous rappelons que :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (I.20)$$

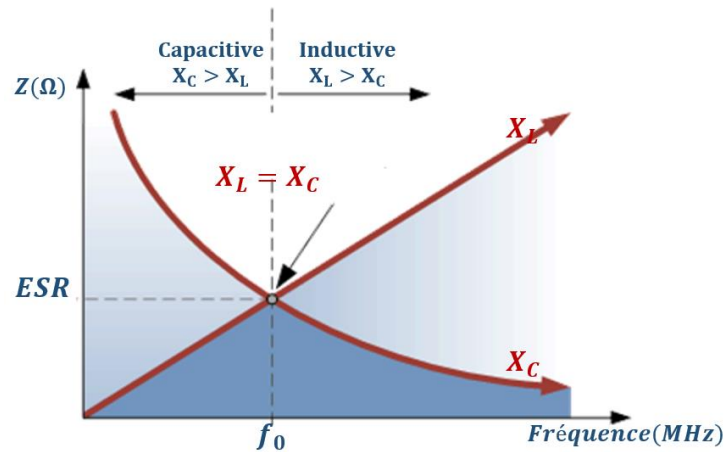


Figure 1.20. Courbe de la réactance en fonction de la fréquence

#### IV.2.4. Rigidité diélectrique

En augmentant la tension appliquée au-delà d'une tension critique, un arc électrique apparaît dans le diélectrique. Un courant intense traverse l'isolant et le détruit. Dans ces conditions, on parle de rupture ou de claquage. Dans le cas d'un isolant solide, le claquage est irréversible (une carbonisation due à la fusion, à la brûlure ou à la perforation du diélectrique et/ou des électrodes). Cependant, il est réversible pour les isolants gazeux ou liquides car un rétablissement des liaisons ioniques a lieu. La rigidité diélectrique dépend également de nombreux paramètres tels que la nature du champ électrique appliqué (continu, harmonique ou impulsionnel), la température, l'humidité et de la mise en œuvre du matériau lors de la fabrication du condensateur.

Outre les défaillances liées aux erreurs de manipulations ou de fabrication, trois origines principales pour le claquage sont distinguées.

- **Claquage d'origine thermique**

Un diélectrique réel est le siège de courants de conduction et de phénomènes de relaxation caractérisés par des pertes par effet Joule, ce qui provoque son échauffement [COE81] [HAU02]. En effet, lorsque la température augmente, la conductivité augmente et la rigidité diélectrique diminue nettement.

- **Claquage électromécanique**

Quand une différence de potentiel est appliquée aux bornes d'un condensateur, la force d'attraction coulombienne entre les électrodes peut conduire à une déformation de l'isolant (donc à une diminution de son épaisseur). Par conséquent, l'augmentation du champ électrique peut conduire à la destruction du diélectrique [RAI92].

Dans ces conditions, la pression exercée  $P_e$  sur un échantillon d'épaisseur  $e$  peut être exprimée par :

$$P_e = \frac{1}{2} \varepsilon \left( \frac{E}{e} \right)^2 \quad (\text{I. 21})$$

Sachant que  $E$  est la tension appliquée.

A l'équilibre, l'énergie mécanique  $E_{\text{mécanique}}$  est égale à l'énergie électrique  $E_{\text{électrique}}$  comme montré dans l'équation (I.22) et sur la Figure I.21.

$$\begin{cases} E_{\text{électrique}} = E_{\text{mécanique}} \\ \frac{1}{2} \varepsilon E^2 = Y \cdot \ln \left( \frac{D}{D_0} \right) \end{cases} \quad (\text{I. 22})$$



Figure I.21. Représentation schématique d'un claquage électromécanique

Avec  $\varepsilon$  la permittivité du diélectrique,  $Y$  le module de Young,  $D_0$  l'épaisseur initial du diélectrique et  $D$  est l'épaisseur du diélectrique après la déformation et  $E = \frac{U}{D}$ .

Lorsque la pression  $P_e$  dépasse sa valeur critique et devient plus importante que la résistance de compression (liée au module de Young), le champ électrique se renforce sur l'épaisseur du matériau et le brise.

- **Claquage d'origine électrique**

Sous l'effet d'un champ électrique intense, les électrons de conduction sont accélérés [HIP38], [BOU10] et [JOU96]. Au-dessus d'une valeur critique, l'énergie emmagasinée par les électrons ne peut plus être complètement restituée au matériau et le claquage survient. On distingue trois types de claquage électrique :

- Claquage intrinsèque: il s'agit d'un claquage électrique pur parce qu'il est lié à la rigidité intrinsèque du matériau qui dépend elle aussi de la température.
- Claquage par avalanche : ce type de claquage est très courant dans les polymères. Il est causé par l'accélération des électrons libres qui ionisent les atomes en les percutant et en donnant naissance ainsi à des nouveaux électrons libres.
- Claquage par décharge partielle : compte tenu des conditions réelles de fabrication des condensateurs, le diélectrique n'est pas tout à fait homogène parce qu'il peut potentiellement comporter des inclusions de particules étrangères (impuretés) et des vacuoles gazeuses (bulles d'air généralement). Soumis à une certaine différence de potentiel, un tel défaut peut provoquer des décharges électriques et peut influencer la rigidité diélectrique en fragilisant le diélectrique. En effet, les gaz s'ionisent tout en provoquant de nouvelles dégradations. En conséquence, le claquage survient à des seuils de champ électrique inférieurs à ceux prévus initialement.

Finalement, il est à noter que la moitié de la tension de claquage correspond à la tension nominale d'utilisation, en régime continu [SEFELEC].

### **IV.3. Caractéristiques thermiques**

Outre les propriétés électriques, le coefficient d'expansion thermique (CTE) est une propriété importante. Il décrit le changement de volume à pression constante en fonction de la température, ce qui nous permettra de choisir les matériaux adéquats (avec des valeurs de CTE proches) en assemblage.

Toutes ces propriétés doivent être compatibles avec l'industrialisation et les applications (par exemple : la bonne "bobinabilité" pour les films plastiques ou la basse température de frittage pour les céramiques).

#### IV.4. Condensateurs ajustables du commerce

En se basant sur la littérature, peu d'études ont été menées sur le développement de trimmers (ordinaires ou amagnétiques). Pour ce travail, nous nous intéressons aux trimmers non-magnétiques dédiés aux applications d'IRM.

Les deux fabricants américains Voltronics et Johanson ont lancé une collaboration pour offrir une sélection de trimmers qui couvrent une plage de capacité entre 1 pF et 250 pF et qui présentent un champ magnétique très faible de 20 nT, pour un courant de 20 A. Ces deux constructeurs proposent une large gamme de composants ajustables à base d'air, de verre, de quartz, de PTFE ou de saphir pour les applications basses et hautes tensions.

Les trimmers non-magnétiques qui sont commercialisés par ses deux fabricants peuvent être divisés principalement en deux catégories principales, présentées dans le tableau I.2.

Séries NMNT	Séries V9000
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Un diélectrique en PTFE</li> <li>• Une tension de claquage entre 4kV et 20kV.</li> <li>• Une bonne stabilité aux chocs et aux vibrations</li> <li>• Un système d'auto-verrouillage du rotor.</li> <li>• Une série de 15 produits qui couvrent une gamme de capacité de 0,8 à 95pF.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Un diélectrique en Saphir</li> <li>• Une tension nominale de 2kV DC</li> <li>• Un design de 20mm de longueur.</li> <li>• Une bonne étanchéité.</li> <li>• Une bonne résistance à l'humidité.</li> <li>• Une capacité comprise entre 1pF et 12pF.</li> </ul>

Tableau I.2.Caractéristiques des deux catégories principales des trimmers proposés par Voltronics et Johanson

Parmi l'ensemble des condensateurs commercialisés, la série SGNM fabriquée par l'américain Sprague-Goodman offre une gamme de trois produits à diélectrique céramique, haute tension et non-magnétique. La céramique rend les composants plus stables en fréquence, tout en offrant

une conception plus compacte grâce à sa constante diélectrique plus élevée que celle du PTFE ou du saphir. Ceci a permis d'atteindre la tension de fonctionnement, le facteur de qualité, la gamme de capacités, la fiabilité et la stabilité dont l'industrie a besoin pour les nouvelles générations des IRM. Cette gamme est scellée en interne pour supporter jusqu'à 2,75 Bar et présente une valeur magnétique résiduelle de moins de 20 nT. Après six ans de tests par le service de contrôle de la qualité et un groupe de clients, Sprague-Goodman a réussi à lancer la série de SGNM qui peut être utilisée non seulement pour les applications IRM mais aussi pour des applications cryogéniques (particulièrement en supraconductivité).

Les principales caractéristiques des trimmers proposés par Sprague Goodman sont données dans le Tableau I.3.

Gammes	Caractéristiques
<b>Séries SGNM</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Un diélectrique en alumine.</li> <li>• Une bonne étanchéité pour résister à une pression extérieure jusqu'à 2,75 Bar.</li> <li>• Une valeur d'aimantation résiduelle inférieure à 20 nT</li> <li>• Tension de claquage jusqu'à 12KV DC.</li> </ul>
<b>Séries SGNMA3T</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Un diélectrique en PTFE.</li> <li>• 60 tours pour varier la capacité de sa valeur minimale à sa valeur maximale.</li> <li>• Une précision de 0,2pF.</li> </ul>

Tableau I.3.Caractéristiques des deux catégories principales des trimmers proposés par Sprague-Goodman

Les trimmers cités ont néanmoins fait l'objet de quelques publications. En première vue, la plupart des inventions ont été découvertes par la même collaboration des constructeurs Voltronics et Sprague-Goodman avec D. Ditlya ([US5155654A], [US05229911]) et [US06498712]). L'ensemble des études menées avaient pour but de réduire les coûts et le temps de fabrication, tout en minimisant les étapes de fabrication et en garantissant une bonne tenue

à une haute tension. Ces études ont été réalisées pour des condensateurs tubulaires à capacité ajustable suivant un axe. Le PTFE a été cité comme étant le diélectrique le plus réputé grâce à sa facilité au démoulage. La métallisation, le design, le mécanisme et d'autres matériaux (tels que les céramiques) ont fait également l'objet de plusieurs études afin de répondre au mieux aux conditions extrêmes en tension et en fréquence.

Une technique de revêtement a été développée pour bien lisser le film métallique à la surface du diélectrique [US 4.757.782 (1986)] comme montrée sur la Figure I.22. Avec cette technique, la couche métallique est appliquée en utilisant deux rouleaux afin de réduire les bulles d'air piégées entre le substrat et la couche en métal. Cette méthode permet d'avoir une métallisation plus rapide, homogène avec une épaisseur constante.

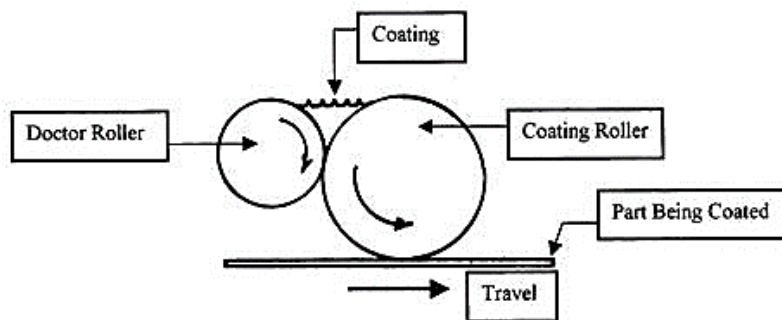


Figure I.22. Schéma de la technique de revêtement

En 1992, le problème du court-circuit au niveau du trimmer a été évoqué [US 5.229.911 (1992)]. Des dépôts métalliques causés par le cisaillement entre les pièces conductrices, sont piégés dans des anneaux de protections avant de pénétrer entre les deux électrodes. Ces particules sont néfastes pour le composant car elles le court-circuitent.

Aussi, réduire le nombre de parties constituant le trimmer et diminuer les étapes de fabrication, étaient le sujet d'une autre invention [US 6.498.712 (2002)]. Le condensateur variable dans cette invention comprend un rotor, un conducteur externe et un stator avec un boîtier diélectrique. Ce dernier a la forme d'un creuset ouvert d'un seul côté (cf. Figure I.23). Le rotor est fixé à l'intérieur d'un boîtier et se déplace suivant l'axe longitudinal pour faire varier la capacité. Cette technologie est intégrée dans les trimmers de Sprague-Goodman.

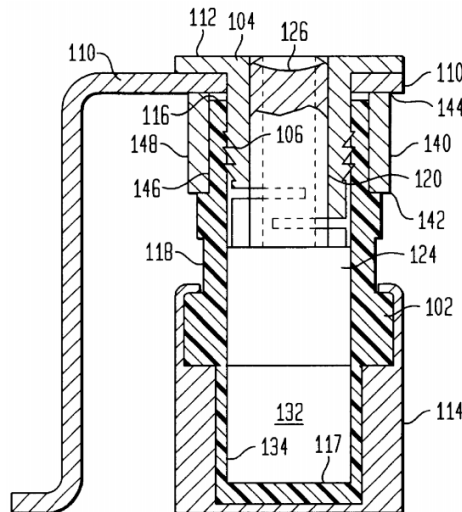


Figure I.23. Trimmer conçu avec un diélectrique sous la forme d'un creuset [US 6.498.712 (2002)]

Avec les références suivantes :

106 : filetage pour assurer le déplacement de l'électrode mobile 112

110 : broche conductrice pour la connexion

112 : électrode mobile du trimmer

114 : électrode fixe

118 : diélectrique du condensateur ajustable

La gamme SGNM des trimmers de Sprague-Goodman a opté pour l'alumine HTCC (High Temperature Co-fired Ceramic) comme matériau diélectrique [CHE14]. Cette céramique est cuite à haute température pour atteindre une très haute pureté (99,99%). Comparée à l'alumine ordinaire de 96% de pureté, ses pertes diélectriques sont plus faibles à 1MHz et 500°C. Les performances diélectriques de cette alumine HTCC conviennent parfaitement aux applications de packaging à haute température.

La configuration de ces composants a fait également l'objet d'autres études et représente une source d'inspiration pour les microsystèmes électromécaniques (MEMS) [HUN04] et [BUM13]. De nouveaux designs avec de nouvelles dimensions sont proposés dans les applications médicales et de télécommunications toujours pour la même fonction : accorder les

antennes à la fréquence souhaitée. La Figure I.24 représente un condensateur ajustable qui est similaire au trimmer à base d'air (illustrée précédemment dans la Figure I.14(c)).

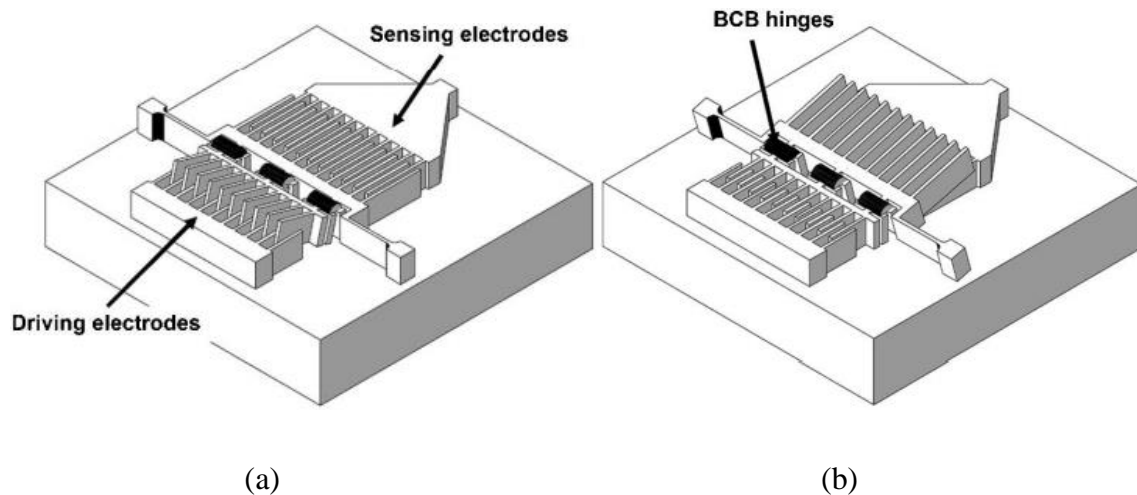


Figure I.24. Schéma d'un condensateur ajustable avec deux actionneurs électrostatiques à commande de peigne vertical [HUN04]

(a) Configuration à capacité maximale

(b) Configuration à capacité minimale

Il s'agit d'un condensateur ajustable MEMS qui couvre une plage de capacités de 0,27 pF à 8,6 pF avec un facteur de qualité de 273 à 1 GHz pour sa capacité minimale. Il représente une solution prometteuse en tant que déphaseur ou filtre pour les applications micro-ondes à faible tension (10V).

## V. Conclusion

Les appareils médicaux comme les IRM où une grande précision dans l'acquisition des images est requise, nécessitent l'intégration de composants électroniques adaptés. Les condensateurs ajustables amagnétiques servant dans les IRM doivent offrir une plage de valeurs qui s'étendent de 2pF à 30pF, une haute tension nominale (en régime impulsionnel), une réponse magnétique négligeable voire inexistante ainsi qu'un encombrement réduit.



L'analyse bibliographique réalisée a révélé les caractéristiques spécifiques de l'environnement RF et l'importance d'intégrer ce type de composants (pour l'adaptation des impédances et l'accord fréquentiel). En effet, les systèmes IRM ont besoin de condensateurs non magnétiques fiables. Cependant, les composants actuellement existant sur le marché ne répondent pas assez aux exigences de l'IRM : la tension de claquage qui est toujours mesurée en régime continu, ce qui ne correspond pas aux demandes du régime impulsionnel qui exige une fréquence élevée. Dans ce cadre, il était impératif pour Exxelia de répondre à cette niche technologique et faire sauter le verrou technique (la rigidité électrique des condensateurs en question). Dans les références citées ci-dessus, Ditlya a exposé le concept d'un condensateur ajustable haute tension qui « semble » résoudre les problèmes inhérents aux trimmers haute tension pour les applications RF. Cette dernière demande une tension d'amplitude 3,5kV en régime impulsionnel pour une fréquence porteuse de 128MHz, tout en évitant une réponse magnétique : respectant son fonctionnement dans son régime capacitif et en intégrant des matériaux non-magnétiques. Outre l'étude théorique, une grande partie des brevets a fait référence aux techniques associées à la fabrication du trimmer. Ainsi, en dehors du fonctionnement du rotor, aucune information n'a été donnée concernant le dimensionnement des électrodes, l'ordre de grandeur des capacités ni des tensions appliquées ou l'influence de la fréquence sur les performances du composant. Le manque d'indications des brevets semble indiquer qu'aucune validation numérique voire expérimentale du comportement du condensateur n'a été réalisée.

L'étude bibliographique démontre qu'une grande précision est recherchée dans l'environnement RF ce qui justifie l'intérêt de réaliser une étude approfondie d'un condensateur ajustable adéquat. Pour des raisons de coût de revient et de temps, il est hors de propos de se lancer, au hasard, dans une fabrication empirique sans avoir défini le problème lié aux composants existants et le résoudre en proposant un nouveau design répondant au cahier des charges. Une analyse technologique de l'existant et une étude par simulation numérique s'imposent. Cette dernière permettra d'anticiper certains phénomènes physiques et d'optimiser les investigations expérimentales. Pour initier la phase numérique, il est nécessaire de déterminer au préalable les caractéristiques électriques des matériaux constituant les trimmers du commerce, notamment les permittivités diélectriques, indispensables aux calculs des capacités. Les paramètres nécessaires aux simulations sont déterminés expérimentalement. L'étude par simulation numérique permettra ensuite d'identifier les paramètres sensibles

influant les performances du condensateur afin de déterminer la géométrie et les dimensions optimales des électrodes et du diélectrique.

A l'issue de l'analyse de fabrication, un modèle d'un nouveau prototype sera proposé. L'influence de chaque paramètre sera évaluée par simulation numérique puis validée expérimentalement. Cette étude permettra de statuer sur la validité et les limites du fonctionnement du trimmer. Enfin, nous nous intéresserons à l'influence des dimensions des électrodes et de la céramique sur les performances (la fréquence de résonance et la tension de claquage) afin de déterminer la nécessité d'optimiser les techniques de fabrication, comme proposé par Ditlya dans un brevet postérieur [US 6.498.712 (2002)].



# **.II.**

## **ANALYSE DE FABRICATION**

## **I. Introduction**

Le nombre d'articles scientifiques lié au sujet des composants passifs est relativement faible. Ceci est dû au fait que les améliorations apportées par les entreprises ou des chercheurs dans le cadre de partenariats avec des entreprises sont souvent brevetées. Dans le contexte des systèmes IRM, c'est encore plus vrai. C'est pour cela que nous avons effectué une sélection des composants dédiés à l'IRM actuellement commercialisés afin de les analyser. Notre étude s'est déroulée de la manière suivante en partant de l'observation macroscopique vers l'analyse microscopique en passant par :

- l'inspection visuelle
- l'inspection aux Rayons X et l'étude du principe de fonctionnement
- la caractérisation électrique
- l'analyse par Microscopie Electronique à Balayage (MEB) associée à la microanalyse par Energie Dispersive de rayons X (EDX)
- les simulations numériques

Cette étude est nécessaire afin de mieux comprendre le fonctionnement des trimmers du commerce, et d'établir une stratégie de développement d'une nouvelle gamme de condensateurs ajustables compatibles avec les applications IRM.

## **II. Analyse de fabrication**

### **II.1. Introduction**

Les condensateurs pour IRM nécessitent de fonctionner en RF ( $>128$  MHz) et HT ( $>3$  kV). Les procédés de fabrication sont nombreux et dépendent des matériaux utilisés en particulier les diélectriques.

Un trimmer est un assemblage de différentes pièces. Chaque élément correspond à une phase et/ou une opération de fabrication indépendante.

Les caractéristiques des condensateurs disponibles sont nombreuses et évolutives, il est donc important de bien connaître les paramètres d'importance majeur sur les performances ainsi que les principales particularités des technologies existantes pour choisir les composants cibles pour cette étude. Dans cette optique, une analyse de fabrication des composants du commerce a été effectuée.

## II.2. Etat de l'art sur les technologies existantes

Pour cette étude, nous nous sommes focalisés sur les condensateurs ajustables amagnétiques compatibles avec l'application IRM. Leurs valeurs nominales de tension sont de l'ordre de 6 kV DC pour une gamme de capacité de 3 pF à 40 pF. Ce type de condensateurs est principalement utilisé pour l'accord de la fréquence et l'adaptation des impédances, telles que : IRM, RMN, applications cryogéniques (particulièrement en supraconductivité), radar et micro-ondes. Les composants testés sont issus de plusieurs fabricants et présentent des caractéristiques électriques similaires et quelques différences de design. Une méthodologie d'analyse a alors été mise en place.

### II.2.1. Identification des éléments à étudier

Pour identifier les condensateurs cibles pour cette étude, nous avons sélectionné ceux qui répondaient au mieux aux besoins et aux exigences d'un système IRM, évoqués au premier chapitre. De ce fait, deux gammes de trimmers ont été sélectionnées. Les fabricants des trimmers choisis sont désignés par A et B. Les caractéristiques nominales principales fournies par les constructeurs sont récapitulées dans le tableau ci-dessous :

	Fabricant A	Fabricant B	
Référence	A	B1	B2
Gamme de capacité	4 - 30 pF	3 - 23 pF	
Facteur de qualité	1000 à 25 MHz	2000 à 100 MHz	2200 à 25 MHz
Tension de service en AC	Non renseignée	3.5 kV à 120 MHz	Non renseignée
Tension de service en DC	6 kV	6 kV	3 kV
Tension de claquage en DC	12 kV	12 kV	6 kV
Résistance d'isolement à 25°C	Non renseignée	$10^6 \Omega$	$10^6 \Omega$
Température de fonctionnement	Non renseignée	-55, 125 °C	-55, 125 °C

Tableau II.1. Caractéristiques techniques des condensateurs A et B

## II.3. Méthodologie d'analyse

### II.3.1. Caractérisations électriques

Les condensateurs ont été caractérisés en continu et en régime fréquentiel. En régime continu, les mesures permettent d'acquérir la valeur de la capacité, la résistance d'isolement et la tension de claquage. Les paramètres mesurés en fonction de la fréquence sont le facteur de qualité, la tension de claquage et l'ESR (Résistance Equivalente en Série).

- **Mesures en continu**

En régime continu, les mesures ont été effectuées avec un capacimètre PT 781 – 030 permettant l'acquisition de la valeur de la capacité et du facteur de dissipation.

- **Mesures en fréquentiel**

Les mesures ont été effectuées avec un analyseur de réseau HP8753B permettant l'acquisition du module de l'impédance et de la phase des condensateurs dans la gamme de fréquences allant de 1 MHz à 100 MHz. Le facteur de qualité, la capacité en fonction de la fréquence ainsi que de la tension de claquage (en régime impulsionnel) sont également déduits de ces mesures, cf. Figure II.1.



Figure II.1. Impédancemètre HP8753B

### **II.3.2. Inspection visuelle**

Les condensateurs, de forme cylindrique (cf. Figure II.2 et Figure II.3), sont composés de quatre parties distinctes :

- le corps appelé stator (partie fixe extérieure),
- le diélectrique (de couleur blanche sur les deux Figures II.2 et II.3),
- une vis au sommet du composant permettant de commander un rotor situé à l'intérieur du composant agissant sur la valeur de la capacité,

- des électrodes aux extrémités du condensateur, permettent d'alimenter le composant par un courant électrique.

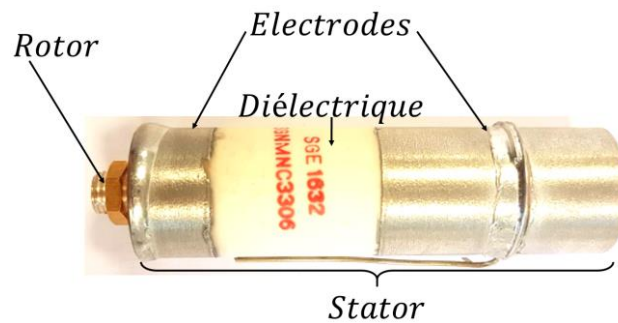


Figure II.2. Condensateur du fabricant A

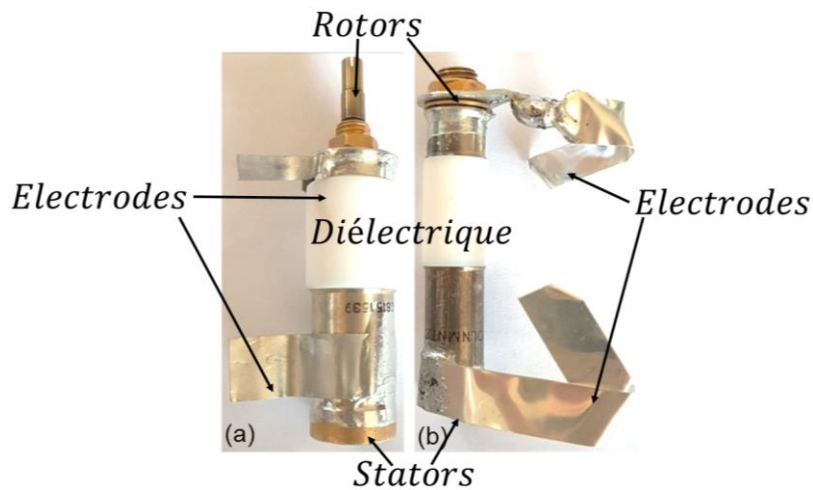


Figure II.3. Condensateurs des Fabricants B.

(a) : B1, (b) : B2

D'après la datasheet, le condensateur du fabricant A, visible sur la Figure II.2 a été fabriqué avec un diélectrique en céramique. Ceux qui sont issus du fabricant B sont constitués d'un diélectrique en matériau polymère. Les dimensions externes des condensateurs des deux fabricants sont présentées dans les Figures II.4 et II.5.

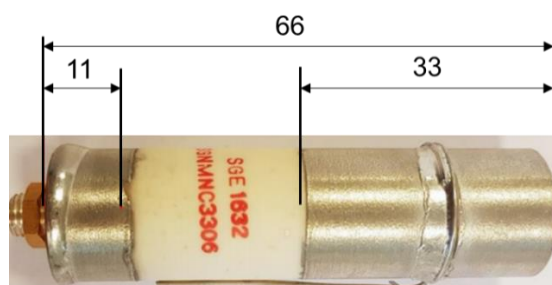


Figure II.4. Dimensions du condensateur du fabricant A (mesures données en mm)



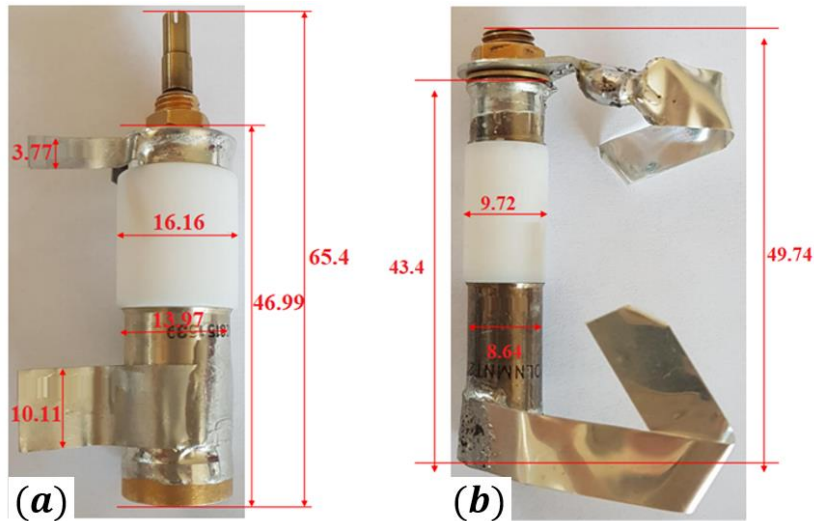


Figure II.5 : Dimensions des condensateurs des Fabricants B (mesures données en mm)

(a) : B1, (b) : B2

### II.3.3. Inspection aux Rayons X

L'inspection aux rayons X est utilisée pour regarder à l'intérieur du boîtier sans l'endommager et comprendre son principe de fonctionnement. Aussi, cette technique permet d'évaluer la symétrie du composant et des différentes pièces afin de définir les futurs axes de découpe. La Figure II.6 présente l'appareil utilisé pour réaliser l'inspection aux rayons X.

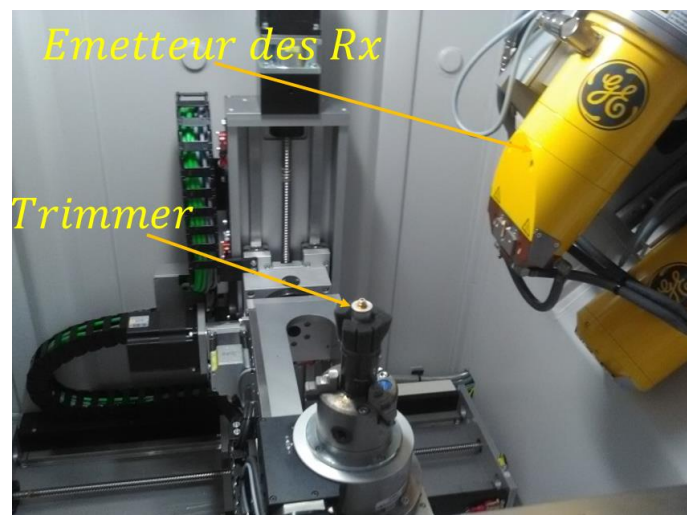


Figure II.6. Positionnement du trimmer dans la machine à rayons X

Les Figures II.7 et II.8 sont des clichés RX (Rayons X) des trois condensateurs sélectionnés dans leurs configurations extrêmes : le rotor est positionné de façon à obtenir les valeurs minimales et maximales de la capacité. Tous les composants sont cylindriques mais ils ne présentent pas une symétrie au niveau du rotor.



Figure II.7. Vues aux rayons X du condensateur A.

(a) : position capacité minimale, (b) : position capacité maximale

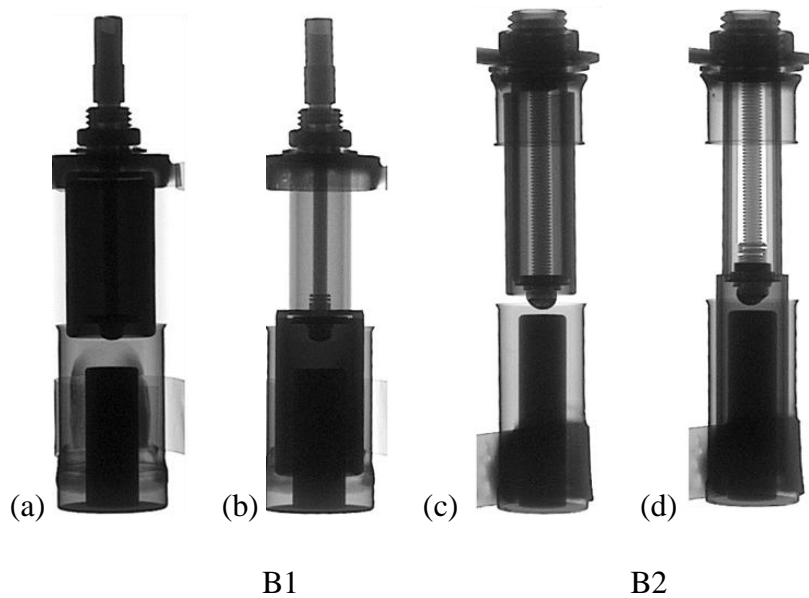


Figure II.8. Vues aux rayons X du condensateur B (B1)

(a) et (c) : position capacité minimale, (b) et (d) : position capacité maximale

Pour comprendre leur fonctionnement, les trimmers ont été ouverts mécaniquement afin de séparer la partie stator de la partie rotor (les trois trimmers ont été ouverts de la même façon) à l'aide du laboratoire ILED (Investigation Laboratory for Electronic Devices). La Figure II.9 illustre la zone de découpe sur le condensateur du Fabricant A.



Figure II.9. Ouverture du condensateur A

Après démontage on constate qu'il n'y a pas de graisse ou de résine à l'intérieur. Dans le trimmer en céramique (fabriquant A), un disque plein qui s'articule autour d'une tige filetée est inséré à l'intérieur (cf. Figure II.10). Les rotors des trimmers du fabriquant B sont conçus de la même façon. En effet, ils sont constitués de tubes creux et sertis et ils ont le même pas d'avancement sur la vis (cf. Figure II.11).

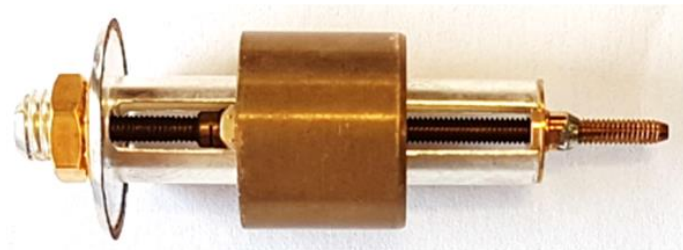


Figure II.10. Le rotor du condensateur A



Figure II.11. Rotors des condensateurs B

(a) : B1, (b) : B2

D'après l'inspection des rotors démontés, on peut voir que le pas de vis est différent. Ce dernier contrôle l'incrémentation de la valeur de la capacité à chaque tour. Le rotor est attaché à un écrou lui permettant de se translater dans le stator via le système vis-écrou.

### II.3.4. Analyse MEB-EDX

La méthode MEB-EDX (Microscopie Electronique à Balayage associée à la microanalyse par Energie Dispersive des rayons X) permet d'identifier les éléments chimiques constitutifs des trimmers.

Cette technique permet d'observer et de déterminer la nature des phases présentes dans une microstructure en particulier :

- des alliages métalliques
- des matériaux constituant le diélectrique
- des revêtements sur les coupes métallographiques

Afin de réaliser l'analyse chimique au MEB-EDX, les rotors démontés des composants A et B ont été mis dans la résine et puis découpés selon le plan longitudinal des condensateurs (indiqué en pointillés rouges).

- Fabricant A

La Figure II.12 indique l'axe de découpe sur le rotor du trimmer du Fabricant A.

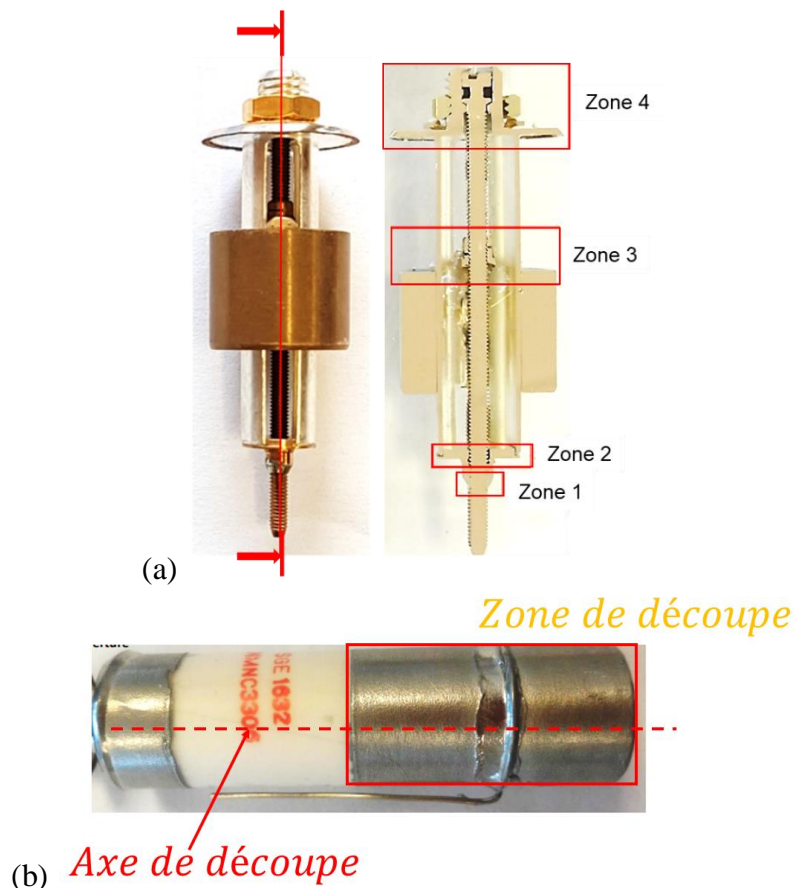


Figure II.12. Détails sur la découpe du trimmer du Fabricant A

(c) (a) : rotor, (b) : stator

Après découpe, quatre zones distinctes sont identifiées sur le rotor, Figure II. 13 (b) pour l'analyse MEB-EDX. Les clichés MEB de chacune des zones sont donnés sur la Figure II.13.

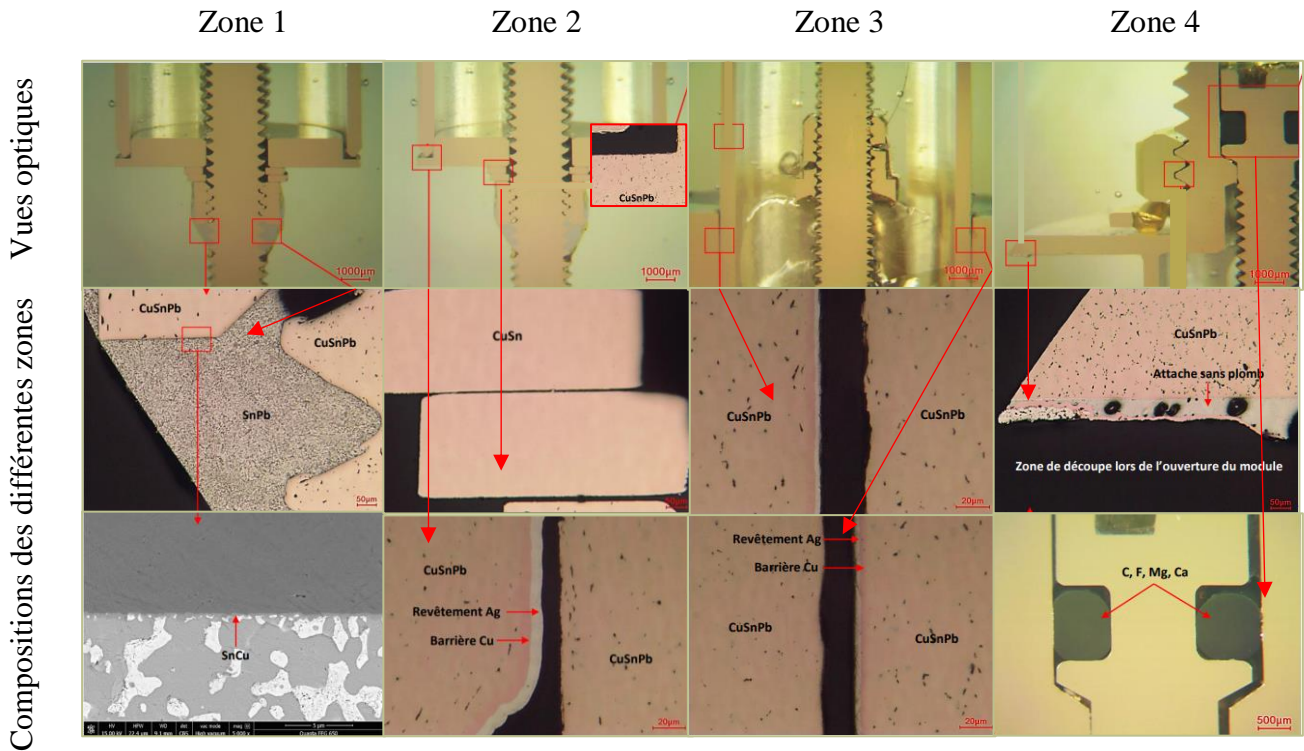
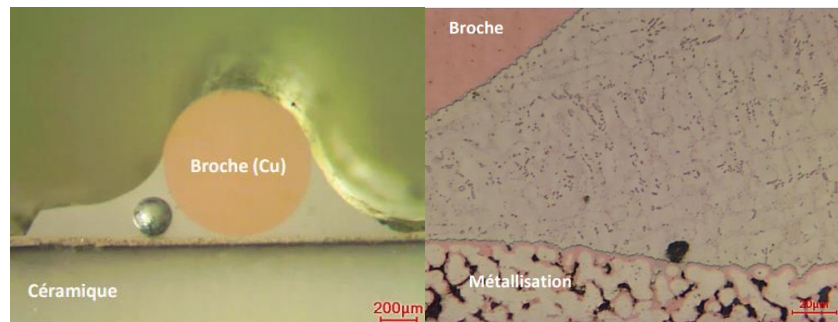


Figure II.13. Vues détaillées et clichés MEB des différentes zones du rotor

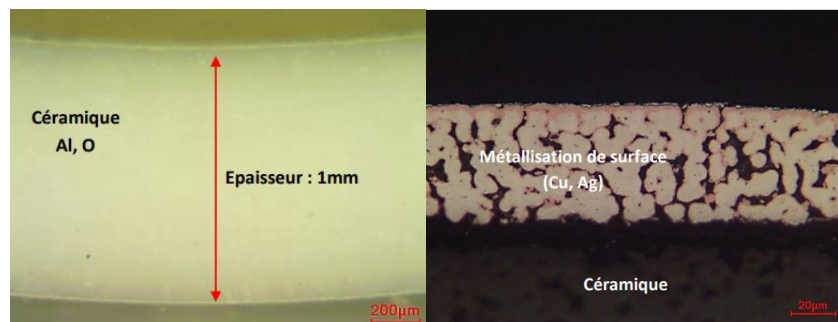
La Figure II.13 montre que le rotor est constitué principalement d'un alliage de cuivre, plus précisément du bronze CuSn ou CuSnPb (alliage cuivre étain, l'ajout du plomb (Pb) améliore l'usinabilité). Dans la zone 1, une brasure eutectique SnPb est utilisée à la base de la tige filetée. Aucune anomalie n'a été observée au niveau de ce joint brasé. Dans les zones 2 et 3, deux revêtements ont été réalisés à base de cuivre et d'argent : le cuivrage est utilisé en sous-couche de traitements additionnels tels que l'argenture qui améliore la conductivité électrique des électrodes. Dans la zone 4, un anneau de polymère (C, F, Mg, Ca) est observé, pour assurer l'étanchéité du composant.



La Figure II.14 présente des images MEB du stator découpé (du fabricant A).



Coupe longitudinale



Coupe transversale

Figure II.14. Vues détaillées et clichés MEB des différentes zones du stator en sections longitudinale et transversale

En s'appuyant sur la Figure II.14, le stator est constitué d'un tube cylindrique diélectrique en Alumine et de deux couches de métallisation, une en cuivre et une en argent. L'épaisseur de la couche en céramique est estimée à 1 mm. Le brasage de la broche externe sur le boîtier du composant est sans plomb. La Figure II.15 montre la métallisation détaillée avec sa structure.

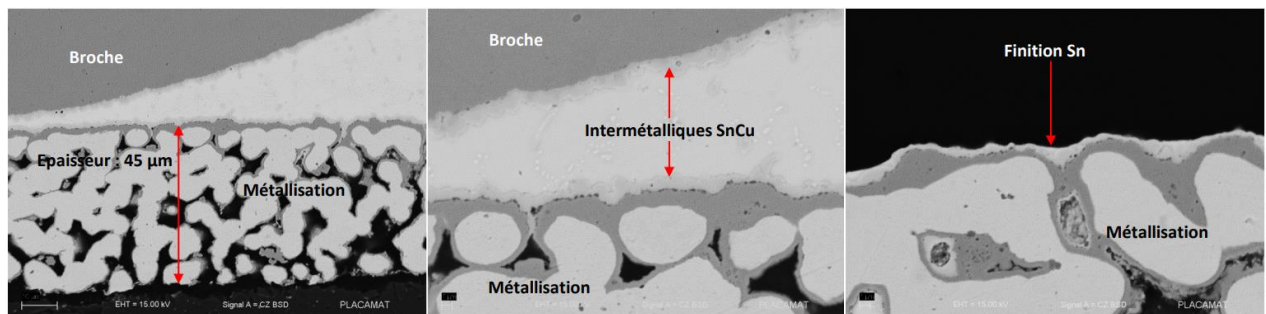


Figure II.15. Vues détaillées et clichés MEB de la métallisation du boîtier en section longitudinale

Comme l'indique la Figure II.15, l'épaisseur de la métallisation (Cu, Ag) externe est estimée à 45µm. Lors du brasage de la broche externe sur le boîtier, des couches intermétalliques en SnCu sont formées. La métallisation de surface de la céramique est réalisée avec une finition en étain.

- **Fabricant B**

Comme pour le trimmer du Fabricant A, les composants du Fabricant B ont été découpés pour une analyse MEB-EDX. Les axes de découpe sont indiqués en pointillés rouges sur la Figure II.16.

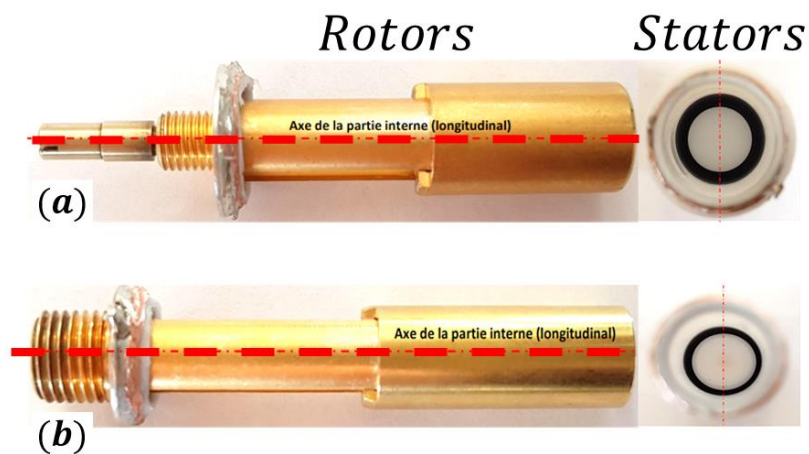


Figure II.16. Détails sur la découpe des trimmers du Fabricant B

(a) : B1, (b) : B2

Après découpe, trois zones distinctes sont identifiées sur le rotor B1 (cf. Figure II.17) et deux zones sur celui B2 (cf. Figure II.18) pour l'analyse MEB-EDX. Les clichés MEB de chacune des zones sont donnés sur les figures ci-dessous (cf. Figure II.17 et II.18).

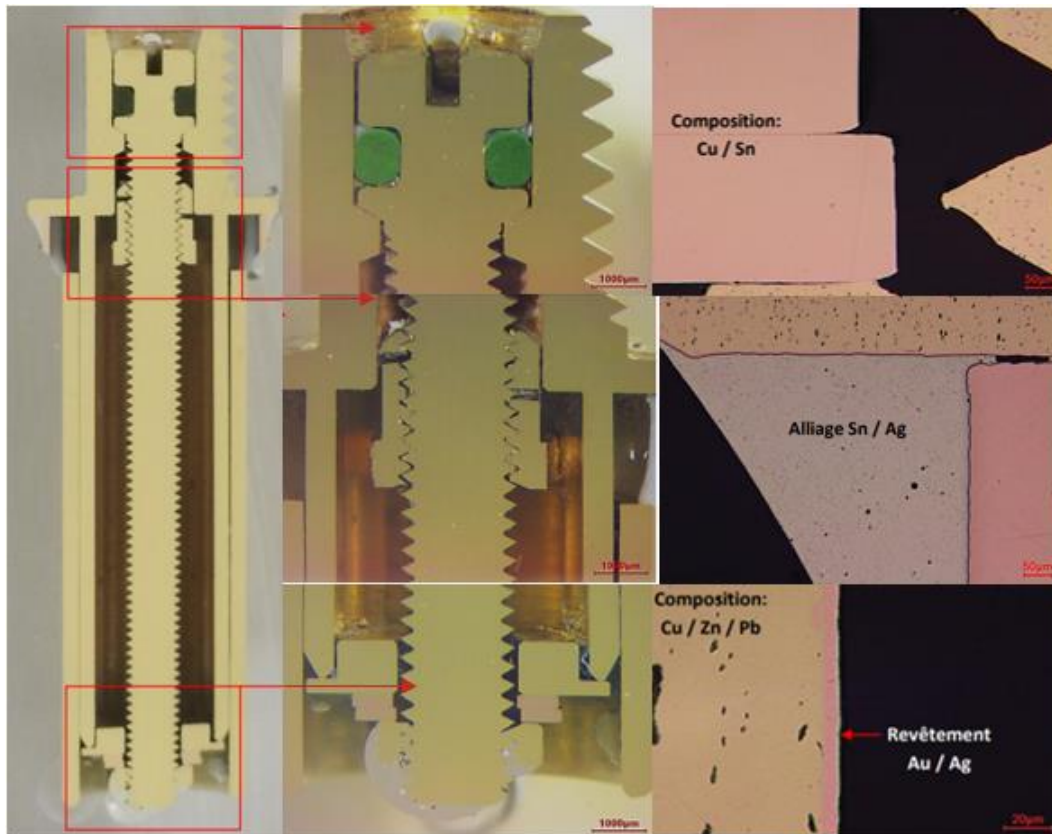


Figure II.17. Vues détaillées et clichés MEB des différentes zones du rotor B1

Pour le rotor du trimmer B1, trois zones sont identifiées pour l'analyse au MEB. D'après la Figure II.17, le rotor est composé de plusieurs pièces en Bronze (CuSn) ou à base de Laiton (CuZnPb). L'ajout du Plomb offre une meilleure usinabilité de l'alliage. Un alliage (SnAg) sans Plomb est utilisé pour la soudure et la fermeture de la partie interne du boîtier. La partie interne du composant est recouverte par un film Argent et Or qui offre une forte résistance à la corrosion dans les environnements difficiles.

La Figure II.18 montre le rotor du trimmer B2 où deux zones ont été identifiées pour l'analyse au MEB.



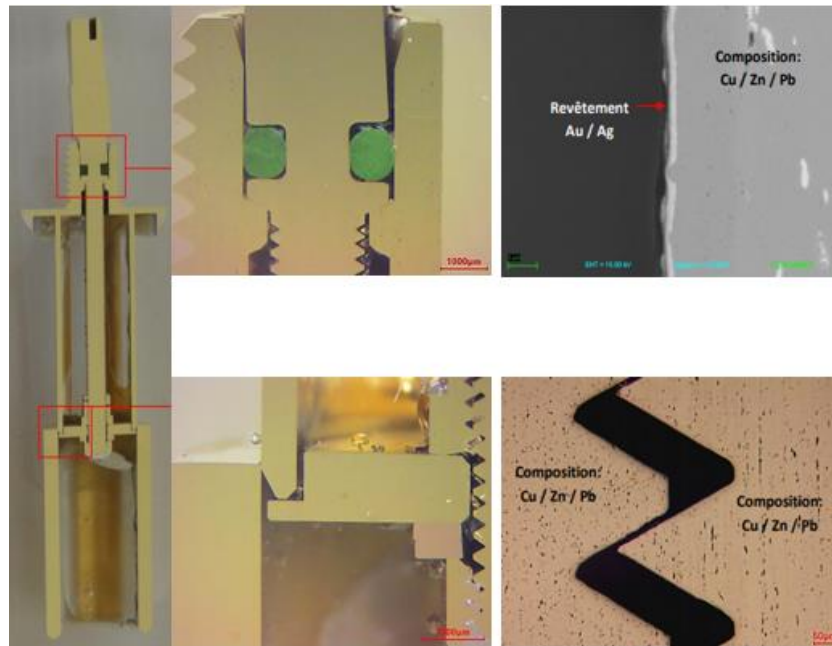
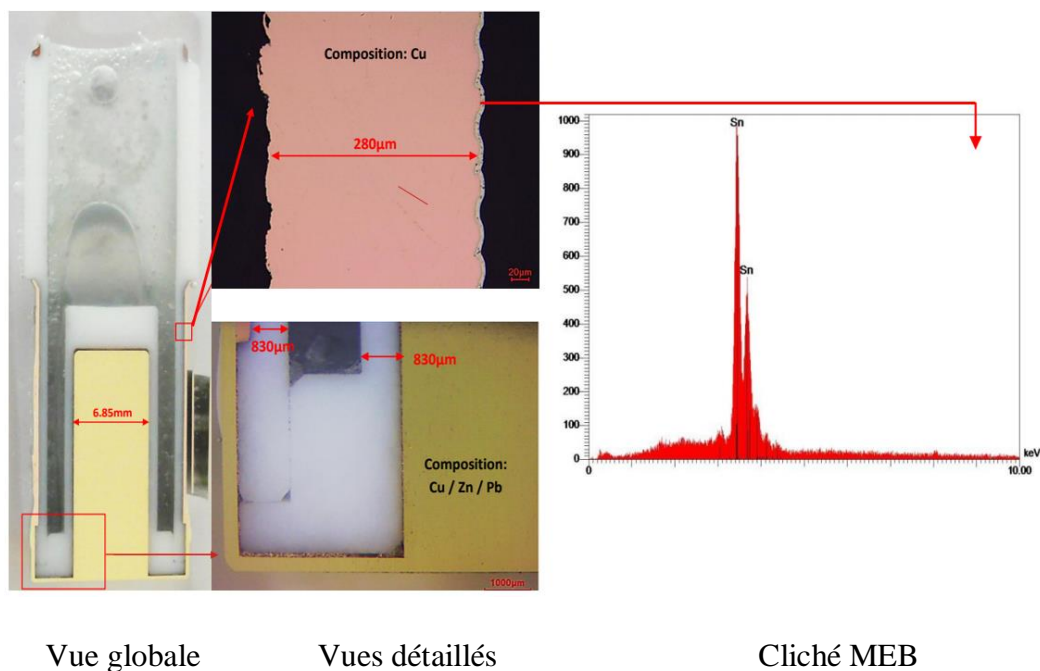


Figure II.18. Vues détaillées et clichés MEB des différentes zones du rotor du trimmer B2

Les deux trimmers ont été fabriqués de la même façon à quelques détails près (avec des dimensions différentes). En effet, la métallisation, la finition, les soudures, la forme des électrodes ainsi que les rotors sont similaires. Seules les dimensions changent.

Les Figures II.19 et II.20 illustrent des vues détaillées et des clichés MEB des stators découpés, respectivement des trimmers B1 et B2.



Vue globale

Vues détaillées

Cliché MEB

Figure II.19. Vues optiques détaillées et clichés MEB illustrant le stator du trimmer B1

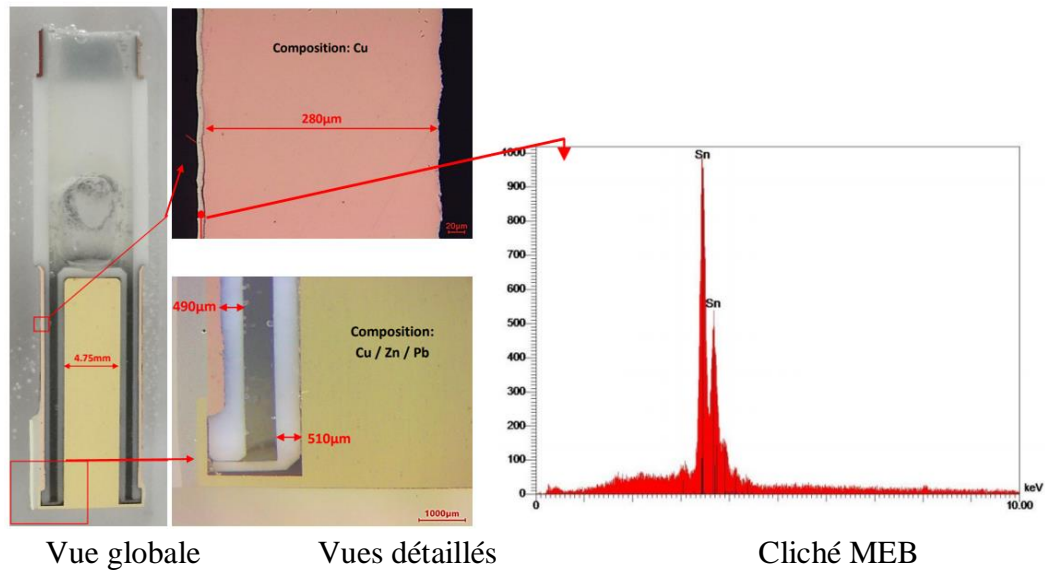


Figure II.20. Vues optiques détaillée et clichés MEB illustrant le stator du trimmer B2

Plusieurs pièces en plastique de 0,5 mm (au niveau du diélectrique, en vues détaillées) sont assemblées à l'intérieur d'une structure métallique en laiton CuZnPb avec une finition Sn à l'extérieur, (cf. Figures II.19 et II.20). Cette couche déposée par étamage permet :

- d'assurer une protection contre la corrosion des pièces à base de cuivre.
- d'offrir une bonne conductivité électrique.
- d'améliorer la soudabilité de la pièce.

La Figure II.20 présente un cliché MEB illustrant la composition du diélectrique qui constitue les deux trimmers du Fabricant B.

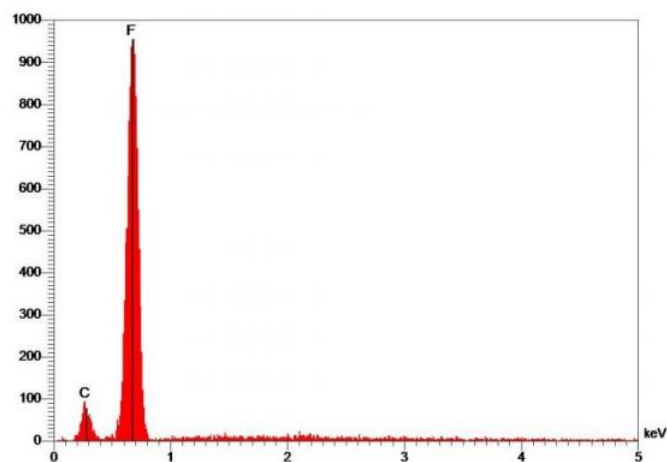


Figure II.21. Composition chimique du diélectrique des trimmers B

Une analyse chimique du diélectrique utilisé pour les trimmers du fabricant B (Figure II.22) montre la présence de Fluor (F) et de Carbone (C). Ceci confirme la nature du diélectrique indiquée dans la datasheet (PTFE PolyTétraFluoroEthylène - (C<sub>2</sub>F<sub>4</sub>)).

### **II.3.5. Bilan des matériaux utilisés**

A l'issue de cette étude, différents matériaux ont été identifiés :

- En diélectrique, une Alumine frittée à très haute température et d'une pureté de 99,99% est identifiée sur le trimmer du Fabricant A. Pour le Fabricant B, les trimmers sont faits à base de PTFE. L'Alumine et le PTFE constituent la base du condensateur pour générer une capacité. Un autre diélectrique à base de (C, F, Mg, Ca) est présent dans tous les trois trimmers évalués, pour assurer l'étanchéité.
- Des métaux amagnétiques sont utilisés pour les électrodes : un alliage de cuivre (Cu Sn, Cu Ag, Cu Sn Pb, Cu Zn Pb) est présent dans la composition des rotors, une finition en Argent (Ag), en Or (Au) et en Etain (Sn) pour plusieurs raisons, telles que : éviter l'oxydation du cuivre, améliorer la conductivité au niveau des électrodes.

## **II.4. Simulations électromagnétiques**

Pour mieux comprendre le comportement de ces trimmers dans leur environnement, des simulations numériques sont réalisées. Les trimmers sont modélisés en respectant les matériaux utilisés (identifiés au MEB) et leurs dimensions (déterminées dans le paragraphe précédent). L'objectif des simulations est d'estimer la valeur de la capacité, visualiser les champs électriques à l'intérieur du composant et évaluer la tension de claquage. Offrant des technologies de solveurs avancées basées sur des éléments finis, la version ANSYS-Electromagnetics-Suite17.1 a été utilisée avec ses différentes bibliothèques pour faire les simulations suivantes : électrostatique avec le logiciel Maxwell 3D et fréquentiel avec HFSS (High Frequency Structure Simulator).

Destiné à la conception des appareils électriques et électromécaniques, Maxwell 3D est utilisé pour résoudre les problèmes statiques liés à la répartition des champs électriques dans l'espace. HFSS permet à son tour de simuler les champs électromagnétiques 3D afin de concevoir avec précision des composants électroniques haute fréquence en résolvant les problèmes RF (RadioFréquence).

#### II.4.1. Fabricant A

Une recherche bibliographique sur le trimmer du Fabricant A a montré qu'une alumine spéciale de type HTCC (Céramique Cuite à Haute Température) et d'une grande pureté (+99,99%) est développée spécialement pour ce condensateur [CHE12]. Ce matériau est caractérisé par son facteur de dissipation qui est faible et stable en fonction de la température (jusqu'à 500 °C) et de la fréquence (>100 MHz).

Le modèle du trimmer en Alumine est présenté dans la Figure II.22 dans ses deux configurations extrêmes : valeurs de capacité minimale et maximale.

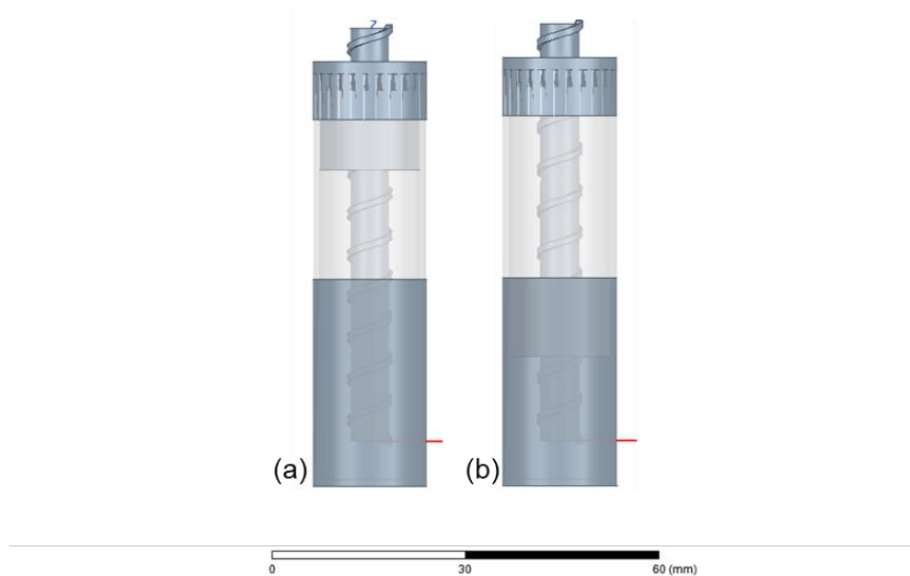


Figure II.22. Deux configurations extrêmes du trimmer Alumine modélisées avec ANSYS :

(a) : position capacité minimale, (b) : position capacité maximale

D'après les simulations, la capacité du trimmer A varie de 3,04 pF à 40,13 pF.

La Figure II.23 présente le champ électrique dans l'espace (entre les électrodes, dans l'air et dans le diélectrique).

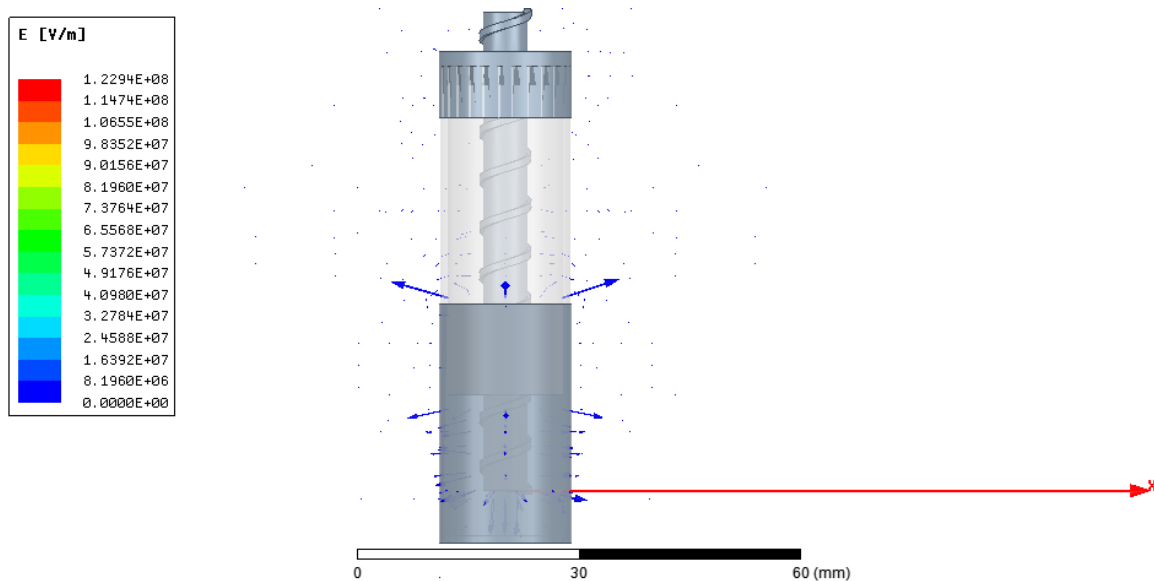


Figure II.23. Répartition des gradients électriques du trimmer Alumine avec Maxwell 3D

Pour déterminer l'emplacement du claquage et la tension de claquage, une tension continue de +12 kV (valeur indiquée dans le datasheet (Tableau II.1)) est appliquée. Les champs électriques de l'ordre de  $8,1 \cdot 10^6$  V/m sont obtenus. Pour une épaisseur de céramique de 1 mm, les simulations indiquent une tension de claquage de 8,1 kV (valeur déduite).

Aussi, la répartition des champs démontre une perte très importante au niveau du diélectrique et qu'il y a plusieurs décharges partielles très importantes (présentée par les flèches bleues dans l'espace sur la Figure II.23 et caractérisée ci-après dans le paragraphe (II.5.4) par la charge électrique qui s'écoule).

La Figure II.24 présente la d'évolution de la capacité en fonction de la fréquence à l'aide de HFSS.

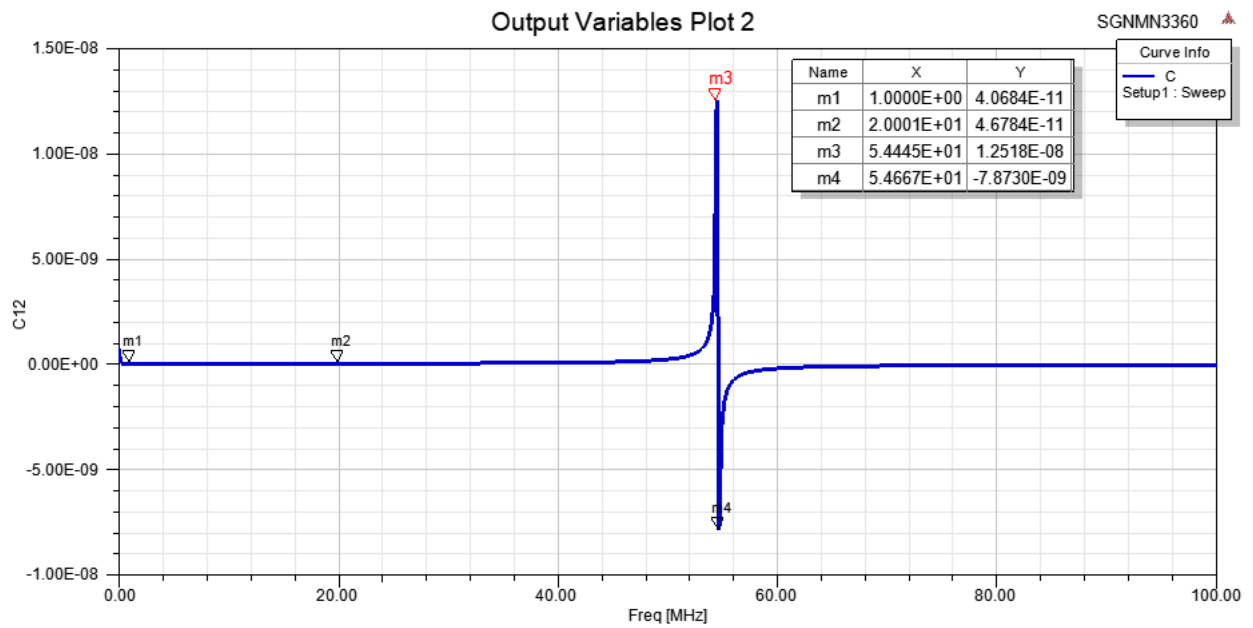


Figure II.24. Evolution de la capacité C du trimmer Alumine en fonction de la fréquence (HFSS)

D'après la Figure II.24, la valeur de capacité effective du condensateur est égale à 40,6 pF à 1 MHz. La résonance s'effectue à 54,4 MHz, ce qui ne répond pas au cahier des charges des IRM (128 MHz).

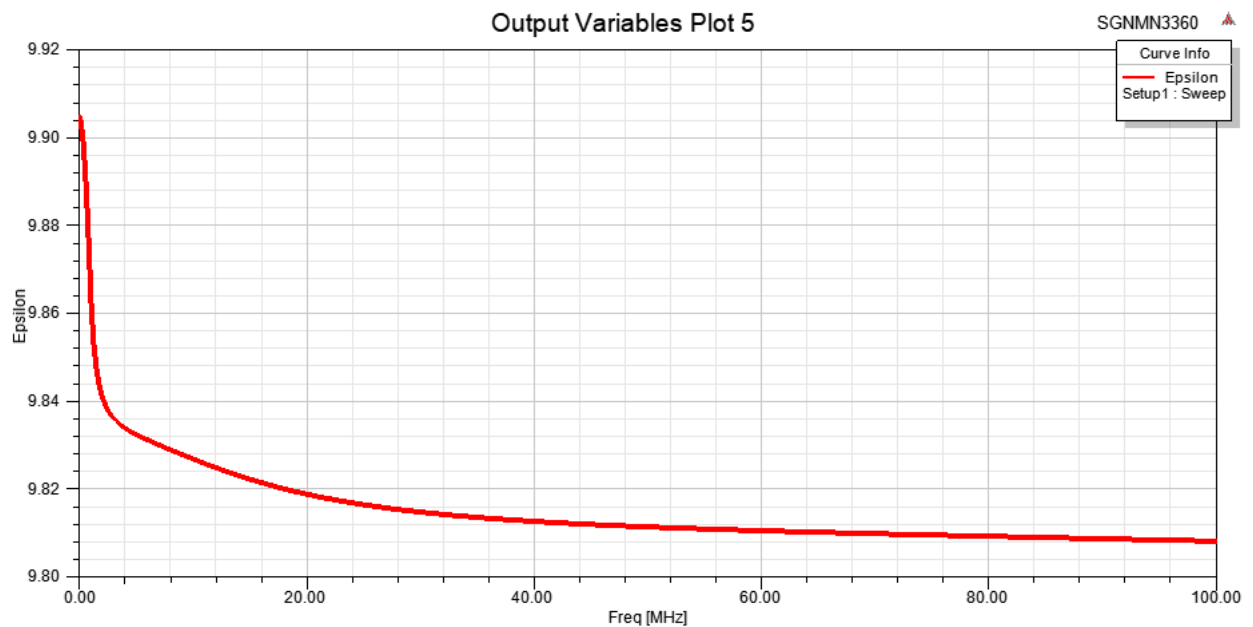


Figure II.25. La permittivité simulée aux bornes du trimmer Alumine (HFSS)

Comme indiquée sur la Figure II.25, la permittivité du diélectrique est quasiment stable sur la gamme de fréquence [1 – 100 MHz].

#### II.4.2. Fabricant B

De la même façon, les deux trimmers en PTFE sont modélisés, Figure II.29. Les propriétés des matériaux utilisés et les dimensions des composants déterminées expérimentalement sont introduites dans les simulations.

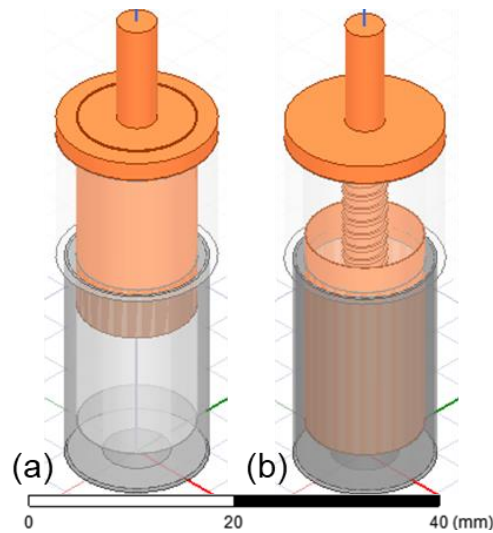


Figure II.26. Les deux configurations extrêmes du trimmer B1 modélisées avec Maxwell 3D

(a) : position capacité minimale, (b) : position capacité maximale

Avec Maxwell 3D, à 1 MHz, les capacités minimale et maximale sont égales respectivement de 7,4 pF et 23,5 pF (cf. Figure II.27). Dans sa configuration maximale, une tension continue de 12 kV, qui correspond à la tension de claquage fournie par le constructeur, est appliquée à ses bornes. La Figure II.28 représente le champ électrique selon sa position dans le composant.

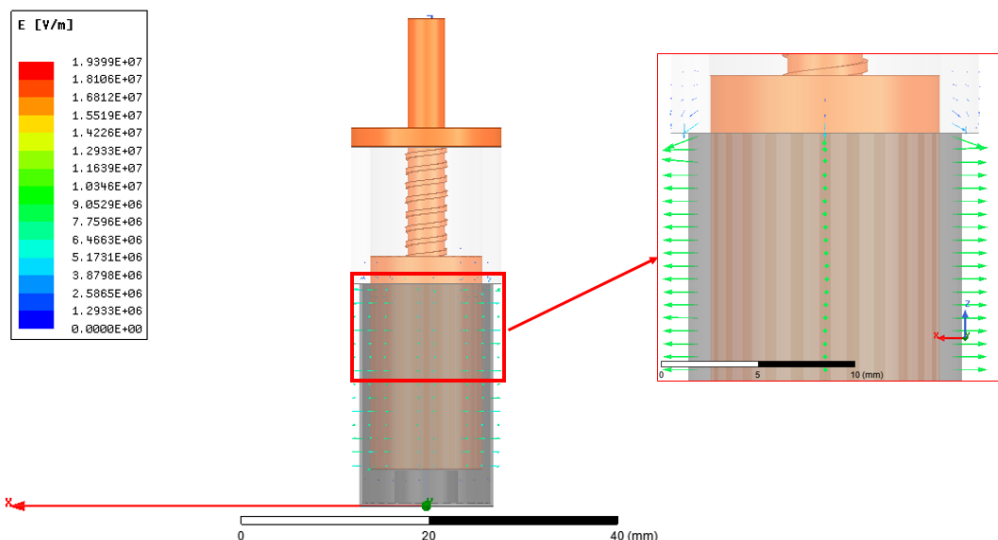


Figure II.27. Répartition des gradients électriques du trimmer PTFE (B1) avec Maxwell 3D

La valeur du gradient électrique est de  $11,3 \cdot 10^6$  V/m, ce qui correspond à environ 6 kV en tension de claquage en régime continu.

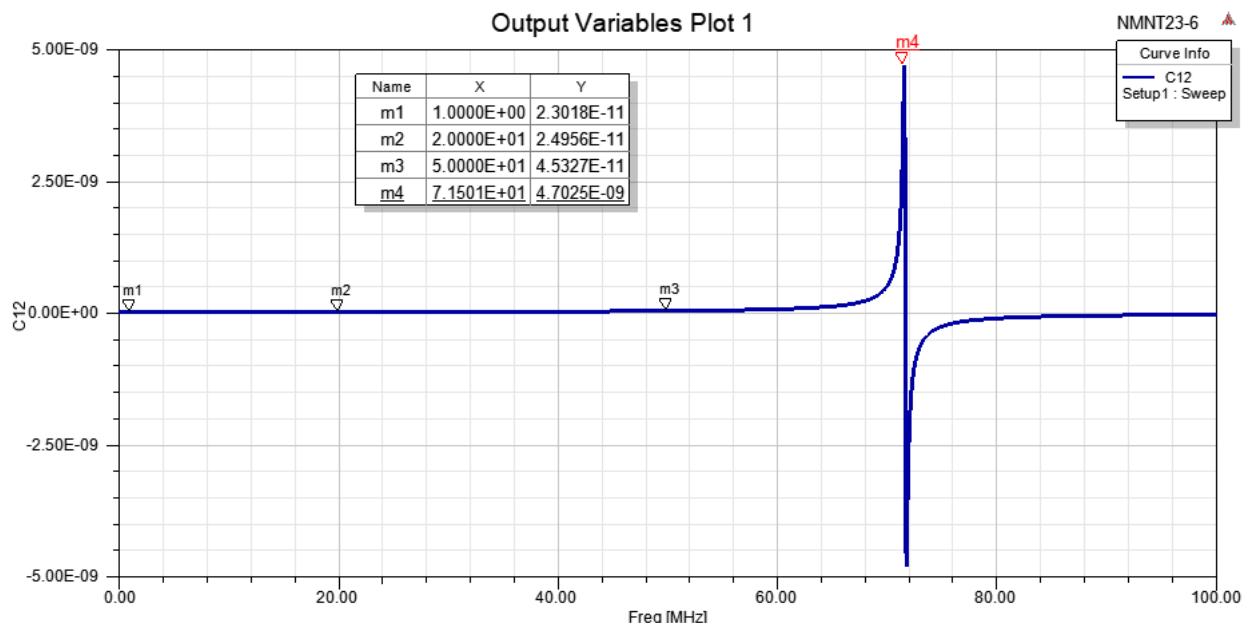


Figure II.28. Evolution de la capacité C du trimmer B1 en fonction de la fréquence (HFSS)

D'après la Figure II.28, la valeur de capacité effective du condensateur est de l'ordre de 23 pF jusqu'à 26 MHz et elle augmente à 45,9 pF à 50 MHz. La valeur fournie par le constructeur n'est atteinte qu'à 30 MHz. La résonance se produit à 71 MHz et à partir de cette fréquence le condensateur se comporte comme une inductance.

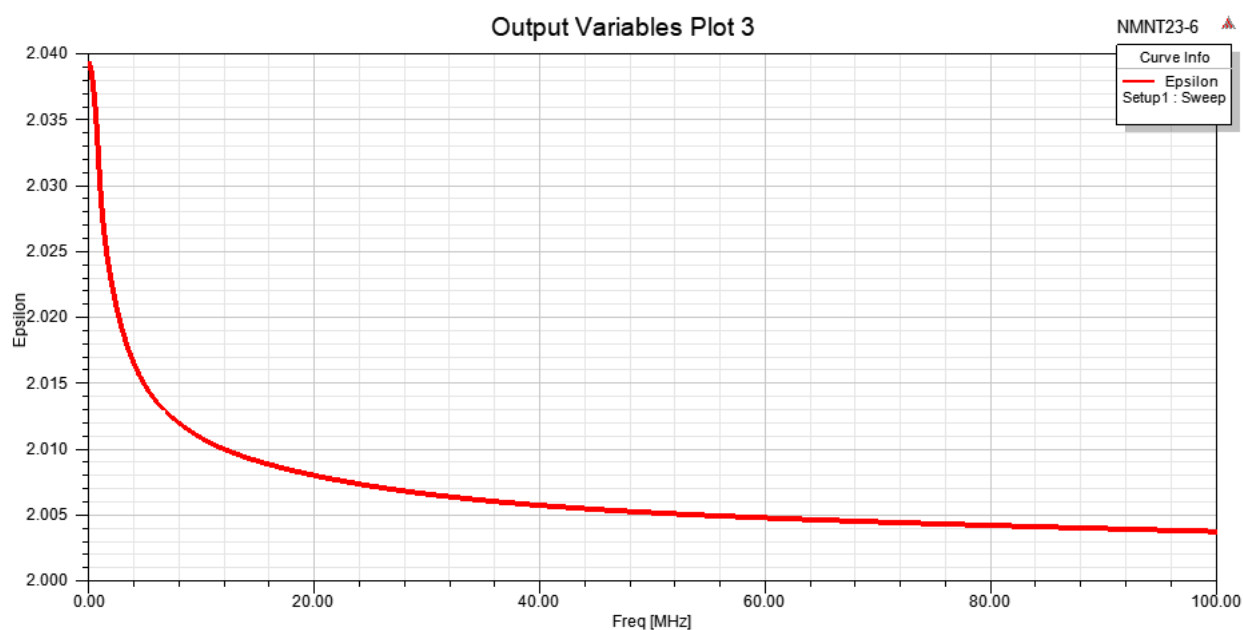


Figure II.29. La permittivité simulée aux bornes du trimmer PTFE (HFSS)



Le PTFE utilisé possède une permittivité de 2,1 à 1 MHz [MAR07]. Comme indiqué sur la Figure II.29, la permittivité du diélectrique est quasiment stable sur la gamme de fréquence [1 – 100 MHz], elle varie de quatre centièmes sur 50 MHz.

Selon les conditions de fonctionnement d'un système IRM, ce composant ne répond pas au cahier des charges en termes de tenue en tension (< 3 kV en impulsionnel, valeur exigée par l'environnement de l'IRM) et son fonctionnement en régime inductif (une fréquence de résonance inférieure à 128 MHz).

## II.5. Caractérisations électriques des trimmers commercialisés

Afin de caractériser les trimmers sélectionnés, un banc de mesure a été mis en place à l'aide de Siemens médical, constructeur des systèmes IRM.

### II.5.1. Présentation du banc de caractérisation électrique

La Figure II.30 présente le synoptique du banc de caractérisation utilisé pour les tests électriques en régime impulsionnel.

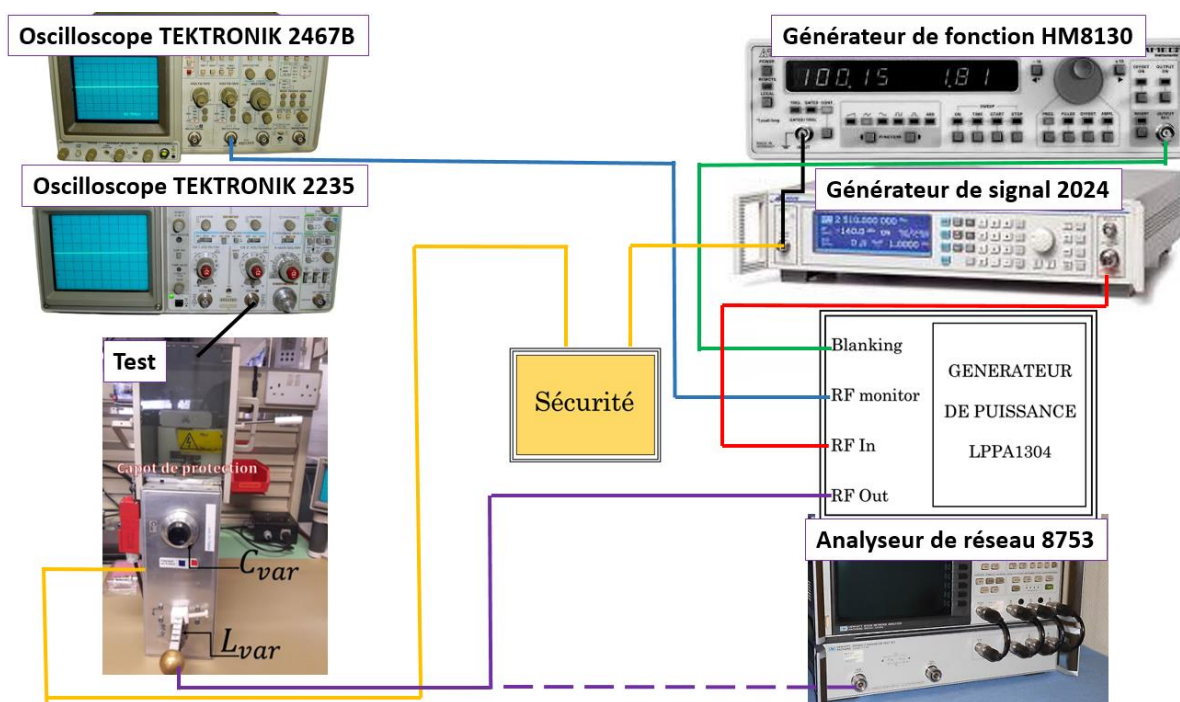


Figure II.30. Synoptique du banc de caractérisation

## II.5.2. Méthodologie de test

Afin d'adapter le générateur de signal à la bonne fréquence et de limiter les réflexions sur l'amplificateur de puissance, un supercondensateur ajustable  $C_{var}$  et une inductance variable  $L_{var}$  sont intégrés dans la boîte de mesure avec dix calibrations : leurs valeurs varient respectivement entre 1 et 100 F et 2 et 15 nH.

Un système de filtrage est (composé par la capacité  $C_{liaison}$  et les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ , comme l'illustre la Figure II.31 (b)) inclus dans la boîte de mesure où est positionné le condensateur (cf. Figure II.31 (a)) permet en outre de ne pas dépasser le niveau de tension maximal supporté par l'oscilloscope (cf. Figure II.31 (b)).

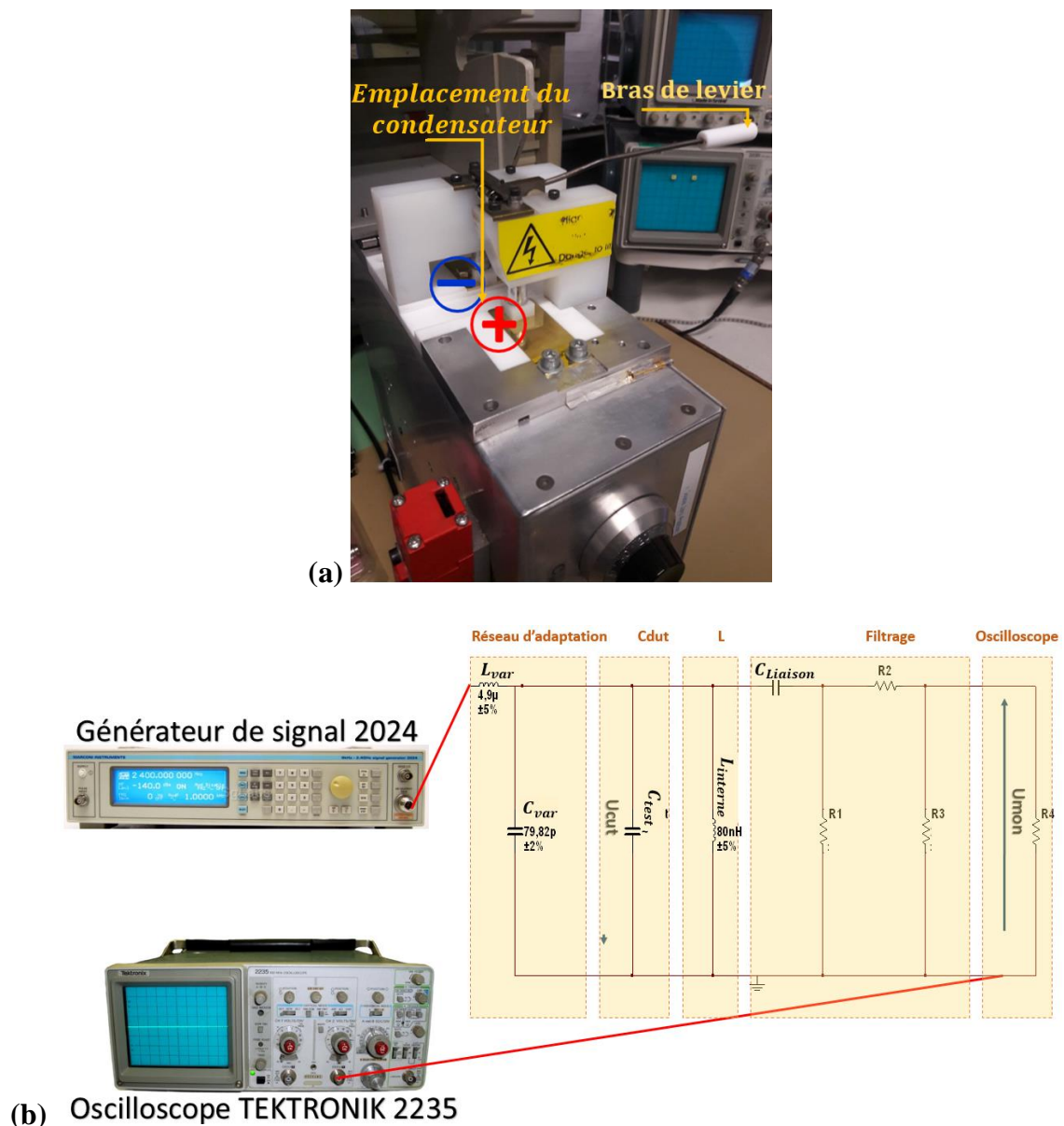


Figure II.31. Le boîtier de test (a) et son schéma équivalent (b)

Les résistances utilisées sont données par :

$$R = R_2 = R_1 \approx 50k\Omega \quad (\text{II.1})$$

Et  $C_{liaison}$  : la capacité de liaison.

$U_{mon}$  est la tension affichée sur l'oscilloscope (Oscilloscope TEKTRONIK 2235).

Le but de ce test est de déterminer  $U_{cut}$  qui représente la tension aux bornes du condensateur à caractériser à l'aide du coefficient de proportionnalité  $\alpha$  entre  $U_{cut}$  et  $U_{mon}$  lue sur l'oscilloscope (II.2) :

$$U_{cut} = \alpha \cdot U_{mon} \quad (\text{II.2})$$

$$\alpha = \frac{\left[ \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} + R_2 \right] \cdot (1 + jR_1 C_{liaison} \omega)}{jR_1 C_{liaison} \omega} \quad (\text{II.3})$$

Le facteur de qualité est déterminé avec la fréquence qui lui correspond, à l'aide de l'analyseur de réseau 8753. Le facteur Q mesuré correspond au facteur qualité d'un circuit RLC parallèle comme suit, (cf. Figure (II.32)) :

$$Q_p = \frac{R_2}{L_{var} \omega_0} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{interne} \cdot C_{test}}} \quad (\text{II.5})$$

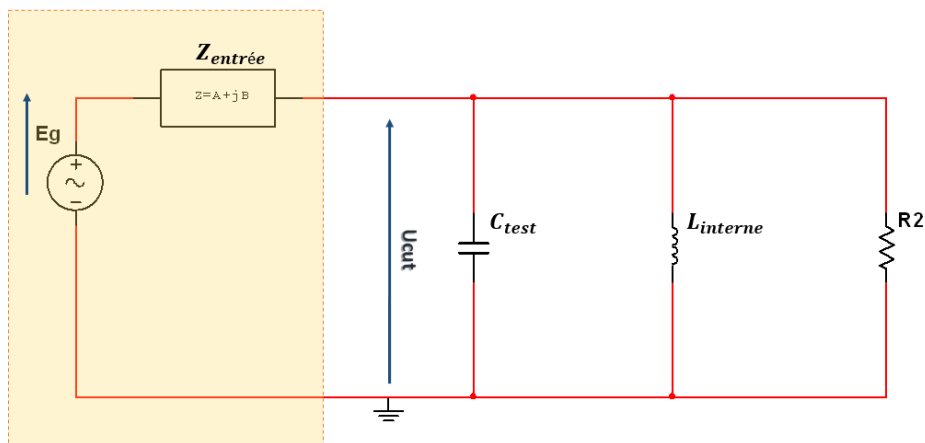


Figure II.32. Montage équivalent RLC (données EXXELIA)

L'équation (II.6) donne la valeur de la tension efficace aux bornes du condensateur  $C_{test}$  :

$$U_{cut} = \sqrt{P \cdot R_2} \quad (\text{II.6})$$

Avec : P la puissance du signal de sortie en W (watt)

Telles que :  $E_g = 87V$  et  $P = 0,02W$  (données EXXELIA)

La tension aux bornes du condensateur s'écrit alors :

$$U_{cut} = \sqrt{P \cdot Q_p \cdot L_{var} \cdot \omega} \quad (\text{II.7})$$

### II.5.3. Performances électriques

Selon les applications RF et pour des raisons d'adaptation,  $U_{cut}$  est un signal rectangulaire avec un rapport de cycle de 5%, à la fréquence qui correspond au facteur de qualité choisi.

Les caractéristiques électriques des condensateurs commercialisés mesurées sont récapitulées dans le tableau II.2 :

	Fabricant A	Fabricant B	
		B1	B2
<i>masse Volumique</i>	$3,85kg \cdot m^{-3}$	$2,2kg \cdot m^{-3}$	
$R_i$	$1.10^{12} \Omega$	$1.10^6 \Omega$	
$C_{min}$	$3 pF$	$5 pF$	$4 pF$
$C_{Max}$	$38,9 pF$	$25 pF$	$23 pF$
$\epsilon_r$ à 1MHz	10	2,08	
Q	419 (25 MHz)	440 (55 MHz)	437 (55 MHz)
$tg(\delta)$	0,1%	0,028%	
$U_{cut}$	1024 V (25 MHz)	2800 V (55 MHz) pour 10 s	600 V (55 MHz)

Tableau II.2. Performances électriques des condensateurs des Fabricants A et B

Les valeurs de capacité ont été mesurées à l'aide du capacimètre PT 781 – 030.

Aux bornes du condensateur en céramique, la tension  $U_{cut}$  n'a pas dépassé les 1024V. Pour confirmer ce résultat, trois condensateurs ont été testés. On constate que cette tension se sature

au voisinage de 1 kV (respectivement 990 V, 1024 V et 1014 V). Au bout d'une dizaine de minutes, un claquage se produit (ce point sera étudié dans le paragraphe suivant).

Les trimmers en PTFE ont un facteur qualité autour de 440 pour une fréquence de 55 MHz. Dans la configuration maximale, la capacité la plus importante est celle du condensateur le plus gros (B1) qui supporte également la tension la plus grande (2800V). Au bout de 10s, le trimmer commence à produire des « clics » annonçant un amorçage interne. Pour B2, la tension de claquage ne dépasse pas 600 V à 55 MHz.

#### **II.5.4. Bilan sur les trimmers du commerce**

A haute fréquence, le diélectrique est exposé à un champ électrique alternatif élevé, à la fréquence de résonance du système. A haute tension, le nombre et l'amplitude des décharges augmentent très rapidement, et à partir de 600 V, les décharges partielles deviennent inévitables. L'augmentation de la fréquence d'apparition et l'ampleur des décharges accélèrent la détérioration du diélectrique, diminuent les performances du composant, jusqu'au claquage quand une décharge traverse entièrement son épaisseur, ce qui limite considérablement sa durée de vie [IEC00], [KUE05]. Dans cette partie, les décharges partielles qui limitent l'utilisation des trimmers A et la configuration des trimmers B (laissant un jeu d'air dans l'assemblage) sont étudiées.

- **Trimmer en Alumine**

La tension maximale applicable aux bornes du condensateur en alumine est de l'ordre de 1 kV. Des décharges partielles causées par l'ionisation de gaz présents dans l'isolant pourraient en être à l'origine (décharges liées aux défauts du diélectrique : vides, cavités, impuretés, décollements, aspérités de surface, ... Etant donné qu'elles ne court-circuitent pas l'ensemble de l'isolation, elles sont appelées "partielles" [IEC98]. Néanmoins, elles dégradent le matériau et conduisent au claquage du diélectrique. La Figure II.33 présente l'évolution de nano-cavités dans l'isolant menant au claquage.

## Matériau sans défaut

### Réaction de dégradation à l'échelle moléculaire:

Reconfiguration moléculaire, rupture de liaisons et déplacements d'atomes

**Élément moteur:** forces électrostatiques et électromécaniques

## Nano-cavités

### Croissance des nano-cavités:

Augmentation du libre parcours moyen dans les zones de « basse densité »

Interfaces solde-gaz: présence d'électrons énergétiques dans la phase gazeuse

**Élément moteur:** forces électrostatiques et électromécaniques.  
relaxations inélastiques des électrons énergétiques.

## Microcavités

### Des décharges partielles érodent les parois des cavités :

Dégradation chimique par des espèces réactives

Effet des électrons chauds, des UV, ou de la température

**Élément moteur:** Décharges dans le gaz.

## Arborescence électrique

### Propagation :

Les électrons énergétiques du plasma dégradent le matériau aux extrémités de l'arborescence

**Mécanisme:** Forces électromécaniques.

## Claquage

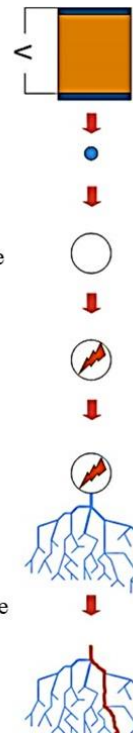


Figure II.33. De la nano-cavité au claquage dans un isolant électrique

La Figure II.34 illustre les différents types de décharges selon l'emplacement du défaut.

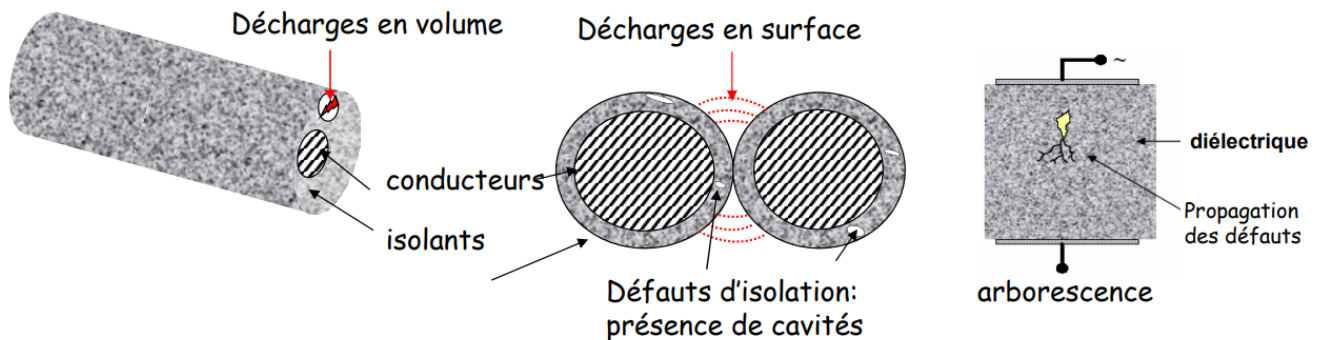


Figure II.34. Exemples de décharges

Suivant leur localisation, quatre types de décharges partielles sont identifiés [KRE90] [KRE93],  
Figure II.34 :

- Décharges de surface : apparaissent en présence d'une haute différence de potentiels, à la surface du diélectrique.
- Décharges couronnes : qui ont lieu au niveau du champ électrique le plus intense. La décharge est restreinte à une zone réduite entourant la pointe.

- Décharges en arborescence : qui se manifestent sous la forme de plusieurs branches d'une arborescence, favorisant l'apparition d'autres décharges partielles.
- Décharges internes : qui se produisent à l'intérieur du diélectrique, où la rigidité diélectrique est plus faible, une cavité pour un solide ou une bulle dans un liquide.

Ce phénomène rapide (de durée de quelques nanosecondes à quelques microsecondes) provoque des courants transitoires HF.

Une cavité dans un diélectrique peut être représenté à l'aide du modèle électrique suivant :

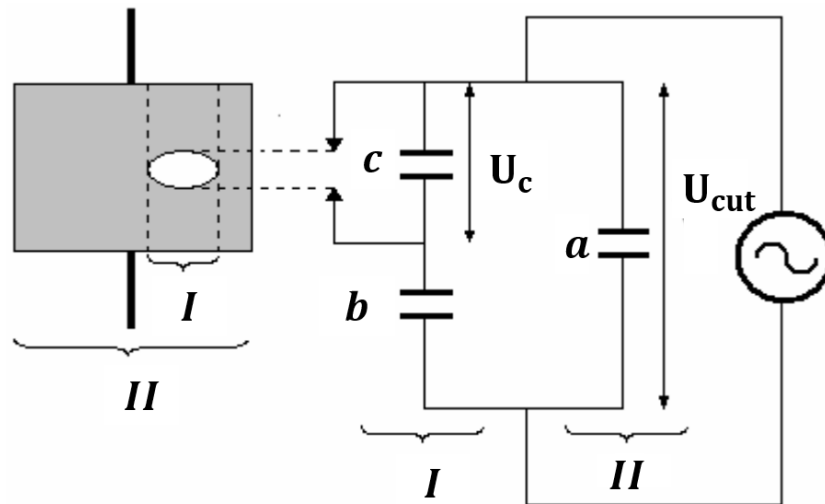


Figure II.35. Modèle équivalent d'un diélectrique avec une cavité interne [KÖN93]

- $a$  est la capacité parallèle liée à la partie gauche du diélectrique sans cavité.
- $b$  est la capacité série du diélectrique sous la cavité.
- $c$  est la capacité liée à la cavité.
- $U_{cut}$  est la tension appliquée aux bornes du diélectrique total.
- $U_c$  est la tension aux bornes de la cavité.

S'il n'y a pas de claquage dans le condensateur  $c$ ,  $U_{co}$  est la tension apparente à travers la cavité.

$$U_{co} = \frac{b}{c+b} U_{cut} \quad (\text{II.8})$$

Lorsque la tension ( $U_c$ ) dépasse une certaine valeur critique qui correspond à la tension d'amorçage  $U_{critique}$ , une décharge partielle apparaît. Quand  $U_c$  chute à la valeur d'extinction, la décharge disparaît. Cette chute de tension se produit sur une durée de temps très courte de quelques nanosecondes par rapport à la période de la tension sinusoïdale appliquée (50Hz). Ce

phénomène se répète jusqu'à ce que la tension appliquée  $U_{cut}$  ne puisse plus augmenter, en produisant des impulsions de courant rapides (typiquement de l'ordre de quelques dizaines à 100 ns) dans l'ensemble du circuit, (cf. Figure II.35).

Selon la courbe de Paschen [SEG00], il n'y a pas de décharges partielles parce que le palier des basses tensions ( $< 600$  V) est en dessous du seuil d'apparition de décharge, Figure II.36.

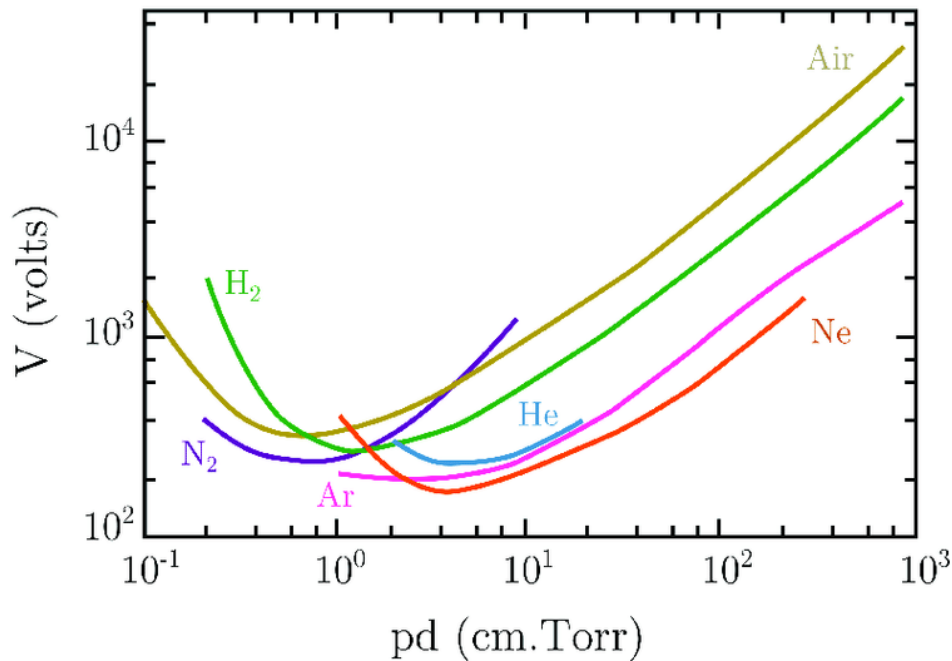


Figure II.36. Courbe de Paschen pour quelques gaz simples [SEG00] [DOU16]

Cette courbe permet de déterminer la tension d'apparition des décharges en fonction de la nature et la pression du gaz et les dimensions de la cavité [DOU16].

Afin de déterminer les seuils d'apparition et d'extinction des décharges partielles, plusieurs procédés peuvent être utilisés comme la détection par mesure électrique ou par méthode non électrique. Les méthodes non électriques reposent sur la détection de phénomènes physico-chimiques, électromagnétiques, acoustiques et optiques. Elles sont peu utilisées et trop limitées en raison de leur mauvaise sensibilité pour définir l'amplitude des décharges partielles. Les méthodes électriques sont donc utilisées pour tirer les conclusions détaillées sur la qualité du composant. Pour ce faire, une mesure de décharges partielles a été réalisée sur les trimmers du commerce par voie électrique, selon le principe présenté Figure II.37.



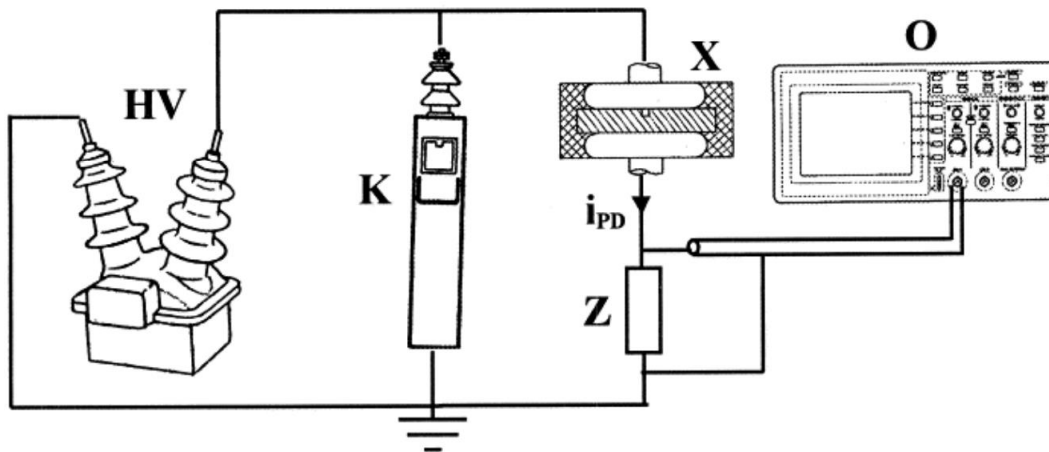


Figure II.37. Schéma de principe de la détection électrique directe de décharges partielles

Les éléments du montage sont :

- *HV* : une source haute tension sans décharge (jusqu'à 15 kV sous 50 Hz)
- *K* : un condensateur de couplage
- *X* : le condensateur à caractériser
- *Z* : l'impédance de mesure
- *O* : l'appareil de mesure (de type oscilloscope)

Le condensateur à caractériser *X* est connecté en série avec une impédance de mesure *Z*. Un condensateur *K* de couplage de haute tension dont la valeur de capacité est généralement comprise entre 1 nF et 80 pF est connecté en parallèle.

Lors d'une décharge partielle, la chute de tension induite aux bornes du condensateur sous test est compensée par le condensateur *K*. Cette baisse de tension est mesurée à l'aide de l'impédance *Z*.

Le banc utilisé permet une mesure de décharges partielles jusqu'à 0,5 pC (cf. Figure II.38). Le test se compose de trois phases : la phase de calibration, la mesure dans l'air et la mesure dans du Fluorinert (de la société 3M, il est utilisé en tant qu'un isolant électrique). Ce dernier est un liquide isolant électrique qui empêche les claquages durant le test.



Figure II.38. Dispositif de test électrique de décharges partielles

Pour ces tests, deux tensions sont appliquées à 2 kV et 4,5 kV pour évaluer les décharges causées par les cavités de l'air dans le composant. Une calibration est d'abord effectuée dans l'air (0,75 pC pour 4,5 kV) et dans le Fluorinert (3 pC pour 4,5 kV). La tenue en tension des composants est ensuite évaluée durant 10 minutes. Sur les Figures II.39 et II.40, la tension appliquée apparaît en bleu et la décharge en rouge.

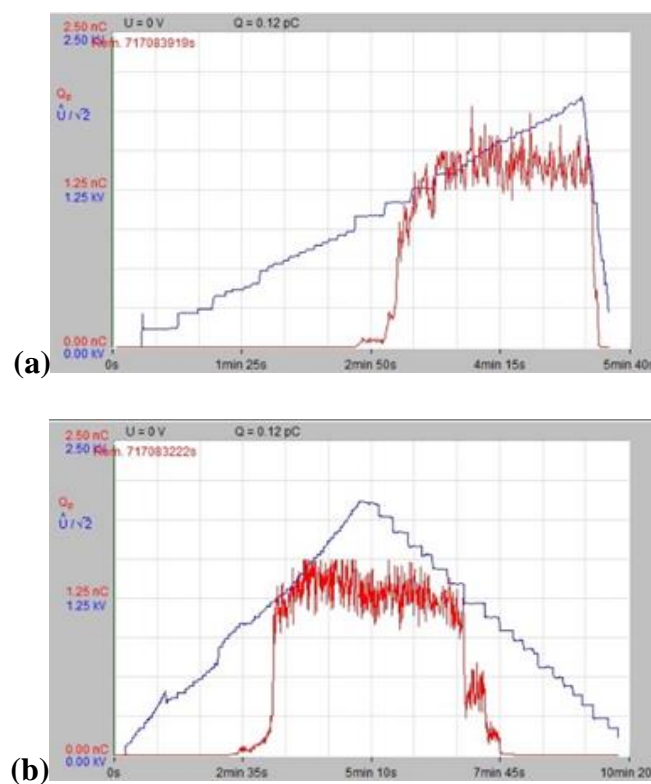


Figure II.39. Mesure de la décharge partielle à 2 kV.

(a) : sans Fluorinert, (b) : avec Fluorinert

Une décharge de l'ordre de 1,25nC apparaît autour de 1,25kV dans les deux cas (air et Fluorinert). A 2 kV, cette décharge partielle est de l'ordre de 1,87nC dans l'air (cf. Figures II.39 (a) et (b)).

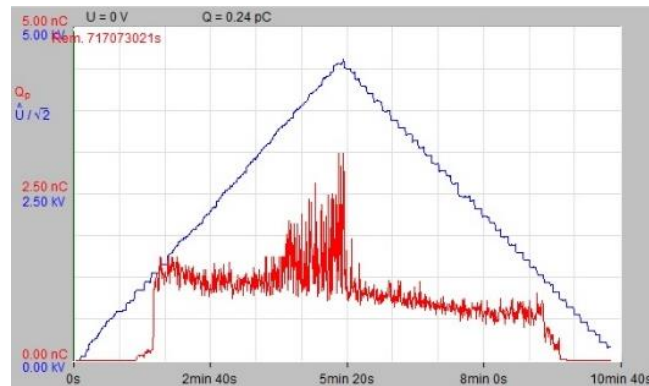


Figure II.40. Mesure à 4,5 kV dans du Fluorinert.

Sous l'effet d'une tension de 4,5 kV, la mesure s'est effectuée seulement dans du Fluorinert et un pic à 3,125 nC est enregistré. La masse volumique du diélectrique est de  $2,7 \text{ kg.m}^{-3}$  ( $< 3,85 \text{ kg.m}^{-3}$ , *valeur seuil usuelle*), ce qui semble indiquer que l'alumine du Fabricant A n'est pas assez dense pour dégager le gaz piégé dans les vides, d'où l'ionisation de l'air et l'existence de décharges partielles dans le diélectrique. Ces résultats confirment donc ceux obtenus précédemment par simulations.

- **Trimmer PTFE**

Ces trimmers sont les plus utilisés par les Fabricants d'IRM, mais beaucoup de problèmes sont rencontrés lors de leur fonctionnement. En effet, après la mise en marche du système, une réponse magnétique importante du trimmer est détectée. Cette réponse magnétique se manifeste par un point chaud détecté avec une caméra thermique comme on peut le voir sur la Figure II.41, ce qui correspond au fonctionnement du composant dans son régime inductif. La résonance passe à une fréquence de 70 MHz (cf. données par les concepteurs d'IRM) plus basse que celle de son régime de fonctionnement 128 MHz.

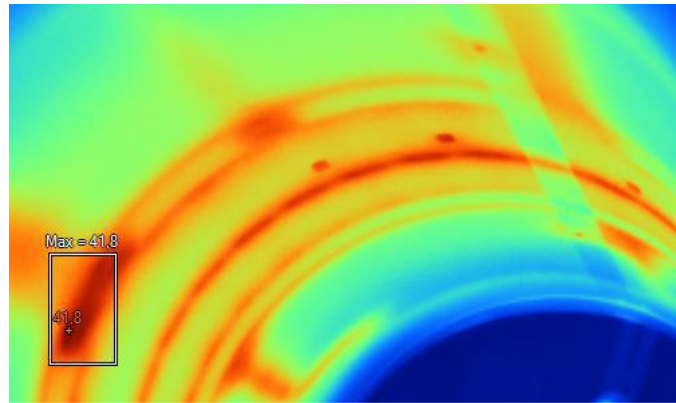


Figure II.41. Image thermique correspondant une réponse magnétique lors de la mise en fonctionnement d'une IRM (cf. données par les concepteurs d'IRM)

Les diélectriques organiques, particulièrement les polymères PTFE, sont connus pour leur sensibilité à la température ( $>150\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). A cause de la haute tension et des forts courants (impulsion RF de plus que 3 kV et courant de 20 A minimum), le composant chauffe et les propriétés électriques sont modifiées. Sous l'effet de la chaleur, le diélectrique se déforme : la matière se dilate et voit son épaisseur augmenter, d'où la diminution de la capacité au cours du temps. Cet échauffement accélère encore le vieillissement et favorise le claquage du composant (la matière qui migre pour épaissir des endroits réduit l'épaisseur dans d'autres endroits, ce qui fragilise ces derniers à la tension appliquée) [CPT80] et [EVA91].

De ce fait, les matériaux organiques ne sont pas recommandés pour ce type d'application. Aussi, cette diminution de capacité oblige l'utilisateur à régler les condensateurs pour l'adaptation des impédances et l'accord fréquentiel fréquemment. On constate que ces trimmers sont réglés plusieurs fois : une fois à l'usine puis plusieurs fois au cours de son utilisation par le client utilisateur d'IRM.

Lors de l'analyse des trimmers B1 et B2, on observe que le diélectrique en PTFE est constitué de différentes parties assemblées par pressage au fond d'une pièce en laiton, Figure II.42. La Figure II.42 (a) illustre une découpe du stator suivant 3 zones. Ces dernières sont présentées dans la Figure II.42 (b). Les clichés II.42 (a) 1 et 2 montrent qu'au niveau des bords, les blocs en PTFE ne sont pas bien enfoncés dans la partie cuivrée. De ce fait, cet assemblage laisse un gap d'air créant un chemin rectiligne court pour le déplacement des charges, appelé ligne de fuite. Comme expliqué auparavant, sous l'effet du champ électrique fort, l'air piégé dans le diélectrique favorise les décharges partielles et donc le claquage du composant.

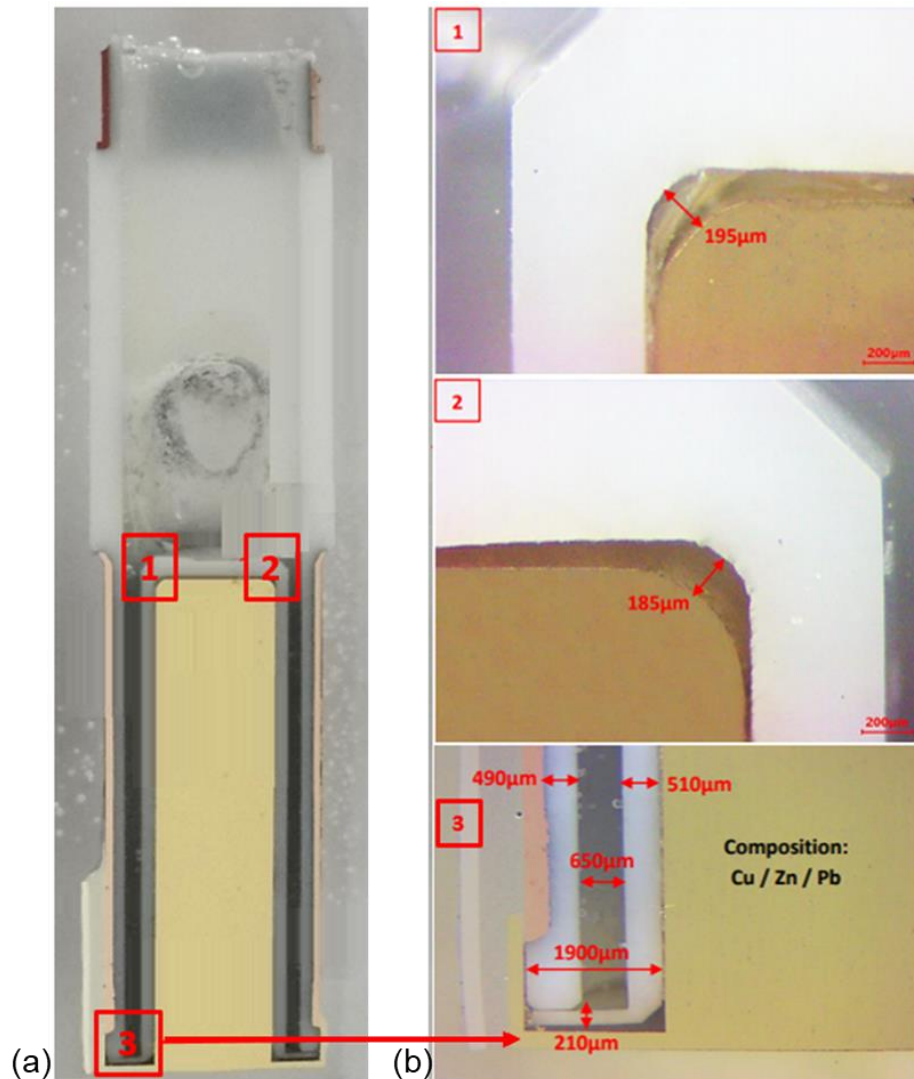


Figure II.42. Vues en coupe d'un trimmer du Fabricant B2

Le gap d'air, entre le PTFE et la partie conductrice, mesure 0,2 mm, soit la moitié de l'épaisseur du plastique (0,5 mm) et le tiers de l'épaisseur du diélectrique total (air, PTFE ; 0,7 mm). Par conséquent, la permittivité du diélectrique effectif chute considérablement parce que l'ensemble des matériaux utilisés forme deux condensateurs en série : un à base d'air et l'autre à base du PTFE. Le schéma électrique équivalent du trimmer en PTFE est représenté Figure II.43.

### • Conclusions partielles

Compte tenu de l'influence du gap d'air sur la valeur de capacité et la tenue en tension du composant, une représentation des capacités générées dans chaque composant est illustrée sur les Figures II.43 et II.44, respectivement pour le trimmer PTFE et le trimmer Alumine.

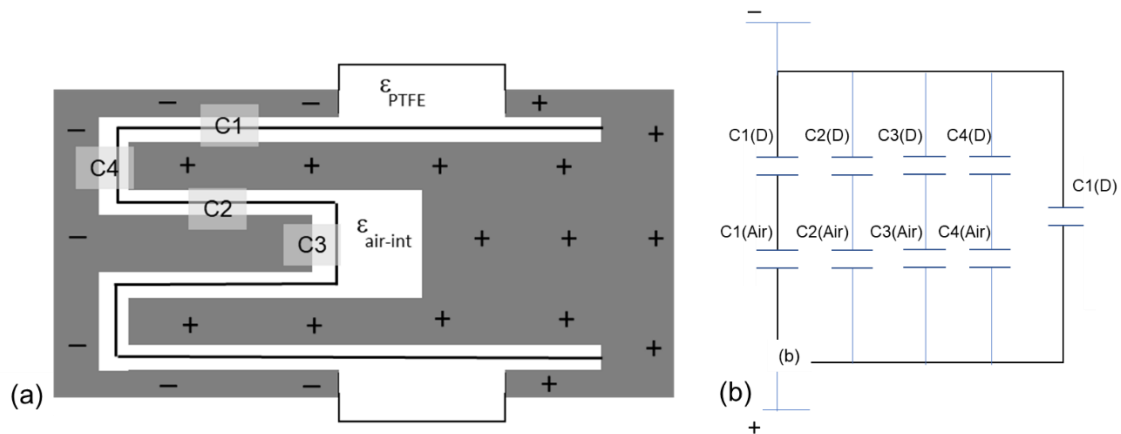


Figure II.43. Trimmer PTFE

(a) : Représentation schématique du trimmer PTFE

(b) : Circuit équivalent en capacités

Les Figures II.43 (a) et (b) illustrent respectivement, un schéma simplifié d'une coupe longitudinale du trimmer PTFE et de son circuit équivalent en capacités. Les capacités principales sont  $C1(D)$ ,  $C2(D)$  et  $C3(D)$  et les capacités parasites sont six : quatre à base d'air, une entre les électrodes et la  $C4(D)$ . Aussi, on remarque que le diélectrique dépasse le niveau d'épaisseur des deux électrodes, dans le but de limiter l'effet de bord.

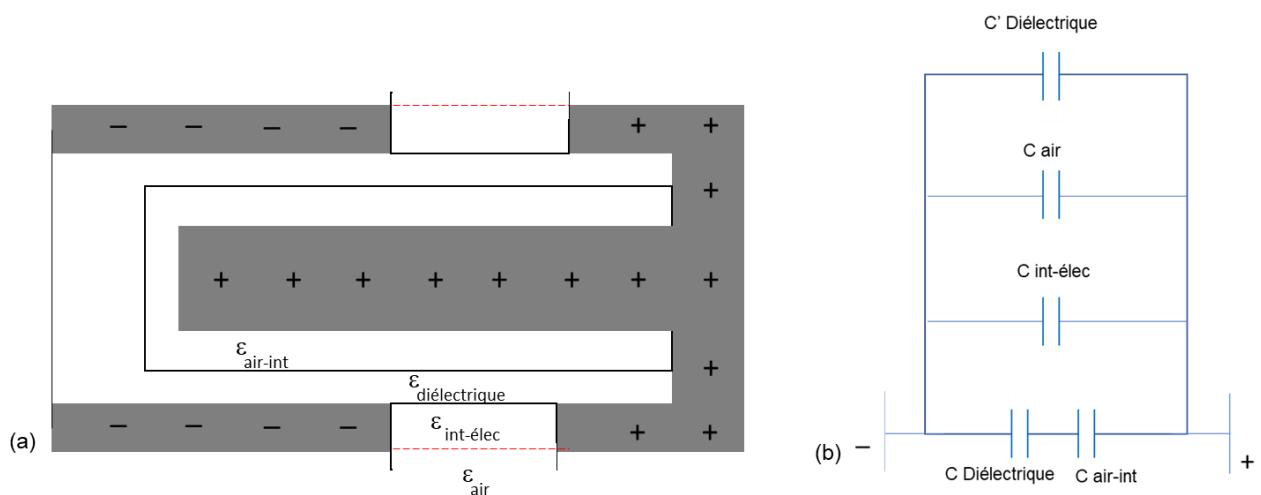


Figure II.44. Trimmer Alumine

(a) : Schéma d'une coupe du trimmer Alumine

(b) : Circuit équivalent en capacités

De la même façon, le condensateur Alumine est schématisé en fonction des capacités générées, Figure II.46 et II.47. Il y a une seule capacité générale qui est  $C_{\text{Diélectrique}}$  et quatre parasites :  $C_{\text{air-int}}$ ,  $C_{\text{air-élec}}$ ,  $C'_{\text{Diélectrique}}$  représentent les capacités générées entre les pointes électrodes externes et  $C_{\text{air}}$  celle qui est entre le stator et l'intérieur du stator.

### III.1. Affinement du cahier des charges

Dans le but de compléter le cahier des charges et de définir la stratégie de développement du nouveau trimmer, des condensateurs commercialisés dédiés aux IRMs ont été analysés. La structure des condensateurs a été identifiée en termes de géométrie et de matériaux. Les caractérisations électriques des composants ont permis de déterminer leurs performances, en particulier leur régime de fonctionnement et leur tenue en tension.

La présence d'air, à la fois entre les électrodes et le diélectrique (alumine ou PTFE) et dans le diélectrique lui-même, représente le point le plus critique de l'environnement RF. En effet, c'est à cet endroit que le claquage a eu lieu.

De ces différentes études, nous avons pu compléter le cahier des charges initial (cf. chapitre I). Pour apporter encore plus de précisions aux cahiers des charges, nous avons rencontré un concepteur et fabricant de systèmes IRMs, utilisateurs de trimmers amagnétiques, très intéressé par l'étude menée. Lors de cette visite sur leur site, différents points ont été évoqués :

- Un système IRM a besoin de  $2n$  trimmers par bobine, où  $n$  est le nombre d'antennes implantées sur la bobine RF (minimum 5 antennes). Sachant que les performances des trimmers commercialisés sont limitées, les Fabricants des IRMs utilisent aujourd'hui entre 3 et 6 pièces par système.
- Les trimmers en PTFE sont les plus utilisés. Cependant, ils se détachent du « body coil » (Bobine RF qui forme le corps de l'IRM) et se mettent à tourner avec le champ magnétique généré par le système IRM, traduisant la réponse magnétique importante du trimmer confirmant ainsi nos résultats
- Leurs caractéristiques électriques, essentiellement leurs capacités ne sont pas stables ni au cours du temps ni avec la fréquence. D'autre part la tenue en tension annoncée n'est pas vérifiée.
- Le volume occupé par les trimmers (65x20x20 mm) est très important.

Pour cela, un cahier des charges technique avec les paramètres à tenir en compte pour la caractérisation du prototype a été affiné comme l'indique le Tableau II.3 :

Gamme de capacité	3 pF et 25 pF sans atteindre 30 pF
Tension nominale	3 kV à 100 MHz, en régime impulsionnel
Tensions de claquage	3,5 kV en régime impulsionnel
Température de fonctionnement	-20 °C à 200 °C
Angle effectif de rotation	Accéder directement à la tête du rotor
Moments des forces appliquées sur le rotor	1~15 mNm
Poussée axiale maximale	2 N
Durée de vie du système mécanique	>10 cycles de tours

Tableau II.3. Cahier des charges exigé par les constructeurs des systèmes IRM

Des informations complémentaires utiles aux choix des matériaux ont ainsi pu être identifiées (Tableau II.4) :

Matériaux	Caractéristiques
Diélectrique = isolant	Permittivité stable avec la fréquence > 100 MHz
	Non-organique afin d'éviter sa dégradation sous haute tension (générant des températures élevées, provoquant des dommages thermiques, mécaniques et chimiques irréversibles)
	Solide, qui soit résistant mécaniquement et thermiquement
	Pas d'air dans et autour du diélectrique pour limiter les claquages électriques selon le matériau, les valeurs sont données
Métal = électrode	Amagnétique ou diamagnétique
	Dur (pas malléable), pour ne pas avoir de résidus métalliques Résistant aux chocs mécaniques
	Pas de soudures froides parce qu'elle cristallise rapidement ce qui fait des couches épaisses et augmente la résistance interne du composant.
	Facilement usinable

Tableau II.4. Cahier des charges établi pour la sélection des matériaux du prototype



Un cahier des charges technologique, relatif à la géométrie et au dimensionnement du composant, a été établi (cf. Tableau II.5) :

Dimensions	65x20x20 mm
Forme	Eviter les pointes, les angles, les arrêtes pour les électrodes, Eviter les gaps d'air
Faisabilité de la réalisation	Mettre en forme le diélectrique = céramique frittée selon les méthodes d'EXXELIA Sérigraphier les électrodes

Tableau II.5. Cahier des charges technologique du prototype

Après avoir établi le cahier des charges du nouveau trimmer, une stratégie de conception, en deux temps, a été mise en place comme l'illustre la Figure II.45 : une méthode structurée pour développer et caractériser ce prototype.

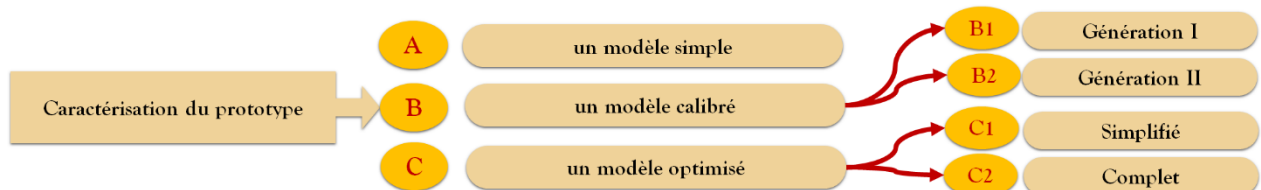


Figure II.45. Méthodologie de développement du nouveau trimmer

S'agissant de la première phase de la stratégie de conception qui faisait l'objet du présent chapitre, les différentes investigations menées ont permis de comprendre la construction des trimmers du commerce et d'établir une méthode de développement du nouveau composant, en respectant l'ordre suivant :

- Détermination de la géométrie et de la structure du composant.
- Identification des matériaux et des propriétés électriques (rigidité électrique, permittivité).
- Régime de fonctionnement du trimmer.

## **VI. Conclusion**

Dans ce chapitre une analyse complète de trois trimmers du commerce minutieusement sélectionnés a été réalisée. Tout d'abord, une analyse physique basée sur différents moyens a permis de réaliser des découpes mécaniques, des inspections aux rayons X et au MEB. Ces dernières ont permis de comprendre le principe de fonctionnement des composants variables et d'identifier les matériaux utilisés (compositions chimiques déterminées à l'EDX). Des caractérisations électriques ont permis de mettre en évidence les limites de ces composants en termes de performances. Cette première partie constitue une solide base de données expérimentales regroupant les informations indispensables nécessaires à la définition du nouveau composant dont la première étape repose sur les simulations numériques.

Le but de ces simulations est de valider la méthodologie de modélisation numérique sur les condensateurs du commerce afin de l'utiliser pour développer notre prototype. C'est l'objet du chapitre suivant.



### **.III.**

## **MATERIAUX & METHODES**

## **I. Introduction**

Le contexte technique de l'application IRM est particulièrement complexe par la combinaison des forts courants RF aux ultra-hauts champs magnétiques de 3 Tesla. Comme expliqué dans le chapitre II, les condensateurs ajustables utilisés ne remplissent pas les conditions et les performances exigées par les fabricants IRM, tant d'un point de vue électrique que de leur fiabilité. En effet, les évolutions technologiques de mise en forme des diélectriques qui ont conduit à la commercialisation de trimmers cylindriques monobloc, reste limités en termes de tension de claquage ( $<3,5\text{kV}$ ) et de fréquence de résonance (de l'ordre de  $50\text{MHz}$ ).

Les nouveaux composants doivent satisfaire cet environnement particulier sans générer du bruit magnétique ( $\sim 0\text{ mTesla}$ ), ce qui justifie l'intérêt croissant porté aux trimmers de puissance amagnétiques. Les caractéristiques d'un trimmer dépendent principalement des matériaux utilisés (métal, diélectrique) et de leurs géométries. Dans un premier temps, cette étude s'est concentrée sur le choix des matériaux et leur dimensionnement.

## **II. Méthodes & modèles**

Un condensateur est un système à deux conducteurs séparés par un isolant. Si de l'air est remplacé par un matériau diélectrique, sa valeur de capacité augmente. Il existe différentes géométries de condensateurs mais le condensateur plan est le plus simple.

Afin d'effectuer les approximations nécessaires pour passer de la forme cylindrique d'un trimmer du commerce au modèle simple du condensateur plan, le problème sera posé sous forme matricielle.

Dans ce qui suit, on considère un condensateur constitué de deux conducteurs cylindriques de potentiels  $V_1$  et  $V_2$ , portant une charge totale  $Q$ , séparés par du vide, comme le montre la Figure III.1.

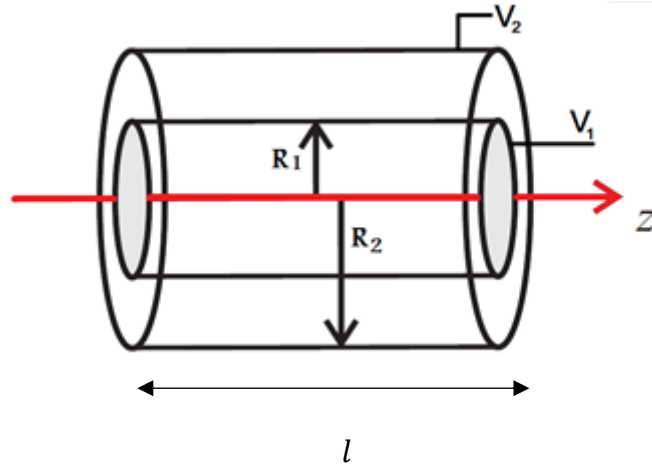


Figure III.1. Condensateur cylindrique de longueur  $l$

D'après le Théorème de Gauss, le flux du champ électrique dans le diélectrique s'écrit :

$$\Phi = \frac{Q}{\epsilon_0} = \iint_S E \cdot dS \quad (\text{III.1})$$

Avec  $\Phi$  le flux du champ électrique,  $E$  le champ électrique et  $S$  la section du cylindre de rayon  $R$ .

$$E = \frac{Q}{2\pi\epsilon_0 r l} \quad (\text{III.2})$$

La différence du potentiel entre les deux électrodes s'écrit alors :

$$V_{R_2} - V_{R_1} = - \int_{R_1}^{R_2} \vec{E} d\vec{r} \quad (\text{III.3})$$

$$V_{R_2} - V_{R_1} = \frac{-Q}{2\pi\epsilon_0 r l} \int_{R_1}^{R_2} \frac{1}{r} dr \quad (\text{III.4})$$

$$V_{R_2} - V_{R_1} = \frac{-Q}{2\pi\epsilon_0 r l} (\ln(R_2) - \ln(R_1)) \quad (\text{III.5})$$

$$V_{R_2} - V_{R_1} = \frac{-Q}{2\pi\epsilon_0 r l} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{III.6})$$

$$U = V_{R_1} - V_{R_2} = \frac{Q}{2\pi\epsilon_0 r l} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{III.7})$$

La capacité s'exprime donc :

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{2\pi\epsilon_0 \epsilon_r l}{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (\text{III.8})$$

En utilisant le développement limité sur l'épaisseur du diélectrique  $e = R_2 - R_1$ , la capacité devient :

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0 R_1 l}{e} \quad (\text{III.9})$$

Sachant que  $e < R_2 - R_1$

En présence d'un isolant de permittivité  $\epsilon_r$ , la capacité devient :

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r R_1 l}{e} \quad (\text{III.10})$$

Par conséquent, on retrouve une expression similaire à celle du condensateur plan avec :

- $2\pi R_1$  : le périmètre du conducteur cylindrique 1
- $l$  : la longueur du condensateur cylindrique
- $2\pi R_1 l = S$  : la surface des électrodes
- $R_2 - R_1 = e$  : l'épaisseur du diélectrique du condensateur cylindrique

Pour un condensateur plan, deux géométries sont possibles. Les électrodes peuvent avoir une forme circulaire ou une forme rectangulaire. Afin de limiter les effets de pointe et de bord, nous avons choisi des électrodes circulaires plutôt que celles rectangulaires ou triangulaires [JEB18]. Une étude a été réalisée par simulation a été mis en place pour observer la divergence des champs électriques au niveau des angles comme l'illustre la Figure III.2.

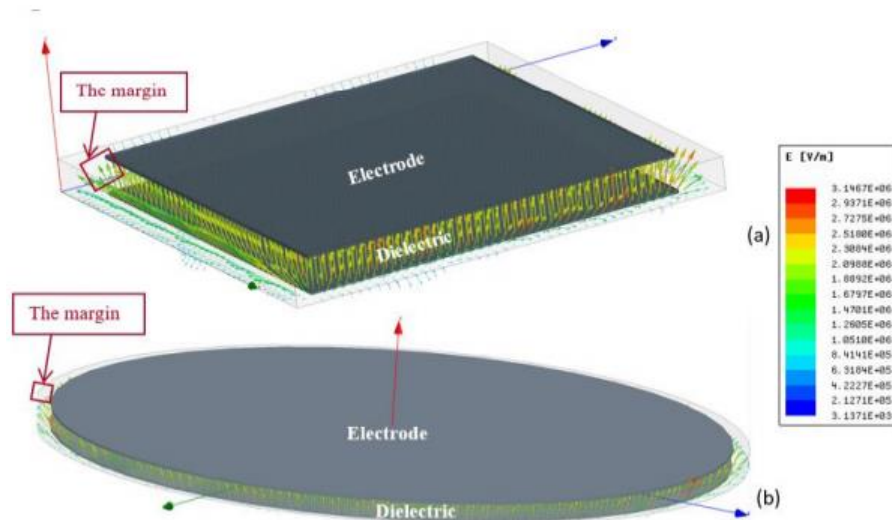


Figure III.2. Distribution du champ électrique dans un condensateur plan de forme (a) carrée et (b) de forme circulaire [JEB18]

### **III. Etude des matériaux**

#### **III.1. Critères de sélection**

Les propriétés des matériaux agissent directement sur l'encombrement du composant et ses performances. Deux types de matériaux ont fait l'objet de cette étude : les métaux amagnétiques constituant les armatures et le diélectrique inorganique qui les sépare.

Plusieurs paramètres peuvent influencer le comportement des matériaux séparément ou une fois assemblés :

##### **\* les propriétés physiques :**

Une densité élevée pour le diélectrique permet d'éviter les décharges partielles (faible porosité).

La nature des matériaux est déterminante : un diélectrique inorganique (comme les céramiques) permet de ralentir le vieillissement [RAI04].

##### **\* les propriétés chimiques :**

La pureté du matériau et son oxydation sont des paramètres clé pour la valeur de la capacité et la tenue en tension.

##### **\* les propriétés thermiques :**

Un coefficient d'expansion thermique (CTE) similaire entre le diélectrique et le métal permet une meilleure adhésion et une meilleure tenue en température du composant une fois assemblé.

##### **\* les propriétés électriques :**

La constante diélectrique est en lien direct avec la valeur de la capacité. De faibles pertes diélectriques garantissent un bon facteur de qualité. La rigidité diélectrique conditionne la tenue en tension.



## **III.2. Matériaux diélectriques**

L'air est un diélectrique à permittivité relative égale à 1. Si on interpose un matériau diélectrique autre que l'air entre les armatures, la capacité en est augmentée proportionnellement à sa permittivité relative.

Une sélection de céramique (diélectrique inorganique) développée par EXXELIA Temex a été testée. Conformément au cahier des charges l'objectif est :

- d'obtenir une capacité maximale entre 20 pF et 30 pF,
- d'avoir des propriétés diélectriques stables en fréquence et en température,
- d'obtenir la plus haute tension de claquage.
- de réduire la surface occupée (65x20mm : dimensions à respecter) par le composant, avec un compromis performance/encombrement. En raison de l'encombrement volumique des composants actuels, l'épaisseur du trimmer devra se situer autour des 5 mm et sans atteindre 20 mm.

### **III.2.1. Etude du comportement des diélectriques**

Avant de déterminer expérimentalement les propriétés diélectriques, il est utile de rappeler quelques notions sur les matériaux diélectriques.

- **Polarisation**

Dans l'exemple du condensateur plan, les électrodes métalliques, de surface  $S$ , distantes de  $e$ , sont sous influence totale. Par conséquent, les lignes de champ partant d'une électrode à l'autre sont perpendiculaires à l'intérieur du diélectrique, excepté aux extrémités des électrodes où il y a l'apparition de l'effet de bord. Ce dernier est un phénomène électrostatique qui apparaît dans les singularités géométriques, notamment les arrêtes et les angles vifs, où les charges se déplacent.

Si un milieu diélectrique, compris entre deux électrodes métalliques, est soumis à un champ électrique statique  $\vec{E}$ , la charge  $Q$  accumulée aux électrodes est donnée par :

$$Q = \iiint_V \rho \cdot dv \quad (\text{III.11})$$

Avec  $\rho$  la densité de charge dans le diélectrique de volume  $V$  au voisinage des armatures.

Selon l'équation de Poisson, la densité de charge peut être exprimée :

$$\Delta V + \frac{\rho}{\varepsilon_0 \varepsilon_s} = 0 \quad (\text{III.12})$$

Sachant que  $\Delta V$  est le Laplacien du potentiel  $V$  dont dérive le champ électrique  $\vec{E} = -\nabla V$ ,  $\varepsilon_0$  est la constante diélectrique du vide et  $\varepsilon_s$  la permittivité statique du milieu qui représente sa contribution au stockage de charges et traduit la polarisation du milieu.

On note l'induction électrique par :

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (\text{III.13})$$

La charge  $Q$  accumulée aux électrodes s'écrit, alors :

$$Q = \iint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} \quad (\text{III.14})$$

Avec  $\vec{S}$  est la surface en regard des électrodes.

Sachant que  $\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P}$

$$\vec{P} = \varepsilon_0 (\varepsilon_s - 1) \vec{E} \quad (\text{III.15})$$

Où  $\vec{P}$  représente la polarisation.

**Sous l'effet d'un champ électrique  $\vec{E}$  constant :**

Dans le vide, la charge accumulée  $q_0$  sur les armatures métalliques est donnée par :

$$q_0 = \vec{D}_0 \cdot \vec{S} \quad (\text{III.16})$$

Avec :  $\vec{D}_0 = \varepsilon_0 \vec{E}$

Etant donné que le vide est homogène :  $\vec{E} = -\vec{\nabla}V$

$$q_0 = \varepsilon_0 \vec{E} \cdot \vec{S} \quad (\text{III.17})$$

$$q_0 = \varepsilon_0 \frac{SV}{e} \quad (\text{III.18})$$

Et l'induction s'écrit :

$$D_0 = \frac{C_0 V}{S} \quad (\text{III.19})$$

**Sous l'effet d'un champ électrique  $\vec{E}$  alternatif :**

Pour un champ électrique alternatif  $E(t) = \frac{V(t)}{e} = \frac{V_0 \sin(2\pi f t)}{e}$  de fréquence  $f$ .

On note la pulsation  $\omega = 2\pi f$ .

Le courant circulant aux bornes du condensateur est en quadrature avance de phase :

$$i_0(t) = j\varepsilon_r C_0 \omega V(t) = j \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S \omega}{e} V(t) \quad (\text{III.20})$$

Par conséquent, la conductivité est définie par :

$$\sigma_0 = j\varepsilon_0 \omega \quad (\text{III.21})$$

Pour tout matériau, la permittivité relative  $\varepsilon_r(\omega)$  dépend de la fréquence du signal et de la nature des dipôles mis en cause.

$$\varepsilon_r(\omega) = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (\text{III.22})$$

Le courant électrique dans le circuit d'alimentation est :

$$i(t) = jC(\omega) V(t) \quad (\text{III.23})$$

$$i(t) = jC_0 \omega \varepsilon_r(\omega) V(t) \quad (\text{III.24})$$

Où  $Y(\omega) = jC_0 \omega \varepsilon_r(\omega)$  représente l'admittance du condensateur.

- **Permittivité**

Afin de quantifier la réponse du diélectrique dans le temps, on définit une fonction  $f(t)$  qui la caractérise pour une excitation électrique  $E(t)$  [JON83]. Comme la somme des réponses individuelles  $f(t_0)$  des dipôles est linéaire, la polarisation  $P(t)$  s'écrit :

$$P(t) = \varepsilon_0 \int_0^\infty f(t_0)E(t - t_0)dt_0 \quad (\text{III.25})$$

A l'aide de la transformée de Fourier, l'expression de la polarisation dans le domaine fréquentiel correspond à :

$$P^*(\omega) = \varepsilon_0 \chi(\omega)E^*(\omega) \quad (\text{III.26})$$

Avec :  $\chi^*(\omega) = \int_0^\infty f(t_0)e^{-i\omega t} dt$

La permittivité s'écrit alors :

$$\varepsilon^*(\omega) = 1 + \int_0^\infty f(t_0)e^{-i\omega t} dt \quad (\text{III.27})$$

Dans le cas d'un diélectrique parfait, l'orientation des dipôles serait sans contrainte et sans perte et  $\varepsilon_r$  serait purement réelle. Le courant serait alors en quadrature de phase avec la tension. En raison de la polarisation, une partie du courant se trouve en phase avec la tension. La création de dipôles et leur orientation dans le champ nécessitent une énergie. La permittivité est donc complexe :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) \quad (\text{III.28})$$

Le courant s'écrit comme suit :

$$i(t) = j\omega(\varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega))C_0V(t) \quad (\text{III.29})$$

$$i(t) = j\omega\varepsilon'(\omega)C_0V(t) + \varepsilon''(\omega)C_0V(t) \quad (\text{III.30})$$

On définit l'admittance complexe  $Y(\omega) = \frac{i(t)}{V(t)}$  par :

$$Y = Y_r(\omega) + jY_i(\omega) \quad (\text{III.31})$$

Avec :  $Y(\omega) = \sigma(\omega) \frac{S}{e}$

Par identification :

$Y_r(\omega) = \varepsilon''(\omega)C_0V(t)$ , cette partie réelle de l'admittance est en phase avec la tension  $V(t)$ .

$Y_i(\omega) = \varepsilon'(\omega)C_0V(t)$ , cette partie imaginaire de l'admittance est en quadrature de phase avec la tension  $V(t)$ . Ça reflète l'aspect purement capacitif du diélectrique.

Par conséquent la conductivité complexe  $\sigma(\omega)$  est définie par :

$$\sigma(\omega) = \frac{i(t)d}{V(t)S} \quad (\text{III.32})$$

$$\sigma(\omega) = \varepsilon_0\varepsilon''(\omega)\omega + j\varepsilon_0\varepsilon'(\omega)\omega \quad (\text{III.33})$$

Le vecteur de polarisation s'exprime alors :

$$\vec{P}(t) = \varepsilon_0(\varepsilon_r(\omega) - 1)\vec{E}(t) \quad (\text{III.34})$$

En régime continu, on estime que le diélectrique a une conductivité  $\sigma_{DC}$  et que les porteurs de charge sont assez mobiles pour suivre l'allure du champ électrique à la fréquence de service.

La conductivité sous sa forme complexe  $\sigma(\omega) = \sigma_r(\omega) + j\sigma_i(\omega)$  :

$\sigma_r(\omega) = \sigma_{DC}(\omega) + \varepsilon_0\varepsilon''(\omega)\omega$ , la partie réelle qui traduit les fuites et les pertes diélectriques (pour orienter les dipôles dans le champ)

$\sigma_i(\omega) = \varepsilon_0\varepsilon'(\omega)\omega$ , la partie imaginaire qui traduit les phénomènes capacitifs.

La permittivité s'écrit :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\left(\varepsilon''(\omega) + \frac{\sigma_{DC}}{\omega\varepsilon_0}\right) \quad (\text{III.35})$$

Comme l'illustre la Figure III.3, un diélectrique peut être présenté par le schéma d'une capacité  $C_p$  parallèle à une résistance  $R_p$ .

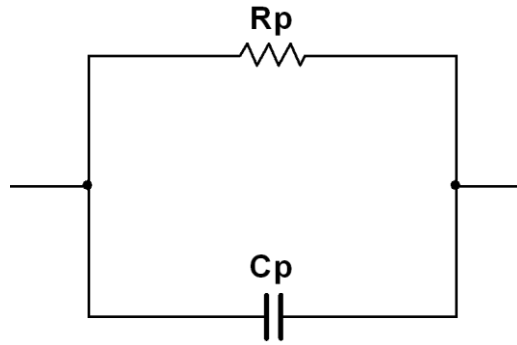


Figure III.3. Circuit équivalent d'un diélectrique

Avec cette configuration, deux régimes sont identifiés :

L'aspect résistif apparaît lorsque :

$$Y_r(\omega) = \varepsilon''(\omega) C_0 V(t) = \frac{1}{R_p} \quad (\text{III.36})$$

L'aspect capacitif apparaît lorsque :

$$Y_i(\omega) = \varepsilon'(\omega) C_0 V(t) = \omega \varepsilon'(\omega) \varepsilon_0 \frac{S}{e} \quad (\text{III.37})$$

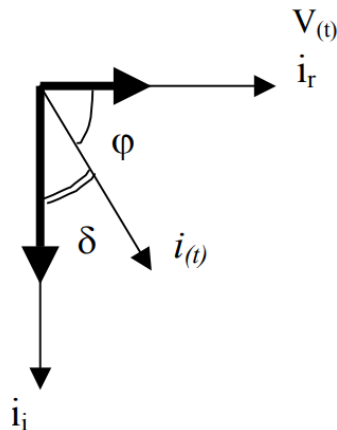


Figure III.4. Représentation de la relation courant tension

Selon la Figure III.4, on définit l'angle de perte  $\delta$  complément de l'angle de déphasage  $\varphi$  du courant par rapport à la tension.

$$\text{tg}(\delta) = \frac{\sigma_r(\omega)}{\sigma_i(\omega)} \quad (\text{III.38})$$

Pour les bons isolants,  $\sigma_{DC}$  est négligeable. D'où :

$$tg(\delta) = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)} = \frac{1}{R_p C_p \omega} \quad (\text{III.39})$$

L'inverse de la tangente de l'angle de perte représente le facteur de qualité du diélectrique

### III.2.2. Caractérisation des diélectriques

- **Préparation des échantillons**

EXXELIA Temex dispose de moyens de fabrication de céramiques que nous avons utilisés durant la thèse. EXXELIA propose une large gamme de diélectriques et de composants passifs à base de céramique pour les applications IRMs ; particulièrement les condensateurs multicouches (notamment HiQ) (cf. données EXXELIA) qui sont implantés sur les bobines RF fabriquées par Siemens médical, comme l'illustre la Figure III.5. Ces composants sont appréciés, également par d'autres fabricants d'IRM pour leur tenue en environnement extrême et les faibles pertes ohmiques et magnétiques.



Figure III.5. Bobine RF avec les condensateurs HiQ

Les condensateurs HiQ sont fabriqués par une méthode de coulage (matériau pâteux versé dans un moule). Dans notre étude, nous avons choisi le procédé de pressage-frittage disponible à EXXELIA pour la disponibilité de l'outillage nécessaire pour cette technique (matrice, poinçon cependant il manque les moules qu'il faut concevoir spécialement pour la forme du diélectrique choisie par la suite).

Ce procédé industriel classique de mise en forme de matériaux pulvérulents se compose des différentes étapes suivantes :

- Broyage des poudres / ajout du liant

Cette première étape permet d'obtenir un mélange intime des matières premières, à l'aide d'un procédé de broyage à billes. De plus, ce broyage permet une réduction de la taille des agglomérats, rendant la poudre plus réactive. Pour améliorer l'efficacité du broyage, ce dernier est effectué en milieu aqueux. Ceci permet en plus d'ajouter à la suspension un liant et un plastifiant, qui agiront lors de la mise en forme de la poudre par atomisation. Dans le cas de cette étude, 8 kg de poudre ont été broyés dans 1500 mL d'eau, avec 1,5 kg de billes. Sont ajoutés en fin de broyage, 80 g de liant et 20 g de plastifiant (usuellement utilisés par EXXELIA). Ces différents ratios sont directement déduits des protocoles développés et éprouvés par EXXELIA.

A la fin du broyage, on obtient une suspension homogène de particules contenant les liants et dispersants. Cette suspension est ensuite séchée par un procédé d'atomisation afin d'obtenir une poudre prête à l'emploi.

- Atomisation et tamisage de la poudre

L'objectif de l'atomisation est de former de fines gouttelettes de suspension dans un air chaud, afin d'en évaporer l'eau, formant un agrégat de particules de céramique, lié par les liants et plastifiants. En contrôlant les paramètres de l'atomisation (pression de projection des gouttelettes, température de travail, débit) on peut contrôler la granulométrie de la poudre. La poudre obtenue est ensuite tamisée, afin de séparer les populations « grosses » ( $>200\text{ }\mu\text{m}$ ) des « fines » ( $<40\text{ }\mu\text{m}$ ). Ces populations vont être mélangées dans des proportions choisies afin d'obtenir la meilleure coulabilité, ainsi que la meilleure compressibilité. La poudre ainsi obtenue est ensuite mise en forme par un procédé classique de pressage uniaxial.

- Pressage des pièces

Le pressage de la poudre consiste à mettre en forme des pièces (cylindriques ou parallélépipédiques) par simple action de la pression dans un seul axe. On parle de pressage uniaxial. L'idée est de remplir une matrice fixe par la poudre obtenue, et d'appliquer une pression déterminée à l'aide d'un poinçon mobile supérieur, comprimant la poudre contre un poinçon inférieur fixe. Les plastifiants et liants contenus dans la poudre vont permettre une densification de cette dernière jusqu'à obtention d'une pièce massive, dite crue. Celle-ci aura



la forme de la matrice et des poinçons, ainsi qu'une densité relative faible (i.e forte porosité) pour une pièce en céramique. En effet, la pièce formée n'est qu'une agglomération de particules « collées » les unes aux autres par la déformation plastique induite par la pression. En l'état, la pièce n'est pas fonctionnelle et doit passer par une étape de frittage pour se densifier (élimination de la porosité), ainsi que pour éliminer les différents éléments liants et plastifiants (phase de déliantage).

- Déliantage / frittage des pièces

Cette étape sert à passer d'un état de poudre comprimée à un état dense de céramique fonctionnelle. Il s'agit de faire subir à la pièce comprimée un traitement thermique définie (propre à chaque matériau), afin d'éliminer dans un premier temps la phase organique de liant et plastifiant (déliantage ou brulage) et dans un second temps, de former une phase dense céramique en faisant « souder » les différentes particules entre elles (frittage). Ce phénomène, non réversible, entraîne une augmentation de la densité relative (densité réelle/densité théorique, en %) pour atteindre des valeurs supérieures à 95%, ce qui indique une porosité résiduelle inférieure à 5%. Cette densification s'accompagne aussi d'un phénomène de retrait. En se densifiant, la poudre va éliminer la porosité et donc les dimensions finales de la pièce seront inférieures à celle de la poudre comprimée. Ici, le retrait est de l'ordre de 15 à 20%. Les températures de brulage sont de l'ordre de 400°C, quand celles de frittage sont de l'ordre de 1200°C, avec des paliers de plusieurs heures. Une fois frittée, les pièces céramiques sont denses et peuvent être utilisées en l'état. Cependant, afin de contrôler précisément les dimensions et les états de surfaces, une étape de mise en forme par usinage est souvent nécessaire.

- Usinage des pièces

L'usinage consiste en un retrait de matière, fait de manière très progressive par abrasion mécanique (rectification ou tournage), afin d'obtenir les dimensions et tolérances souhaitées (planéité, parallélisme, etc). Cette opération permet d'obtenir une pièce finie aux dimensions contrôlées, augmentant ainsi la reproductibilité.

La Figures III.6 (a) et (b) présentent les équipements utilisés pour la mise en forme de la céramique respectivement, l'atomiseur et la presse uniaxiale.

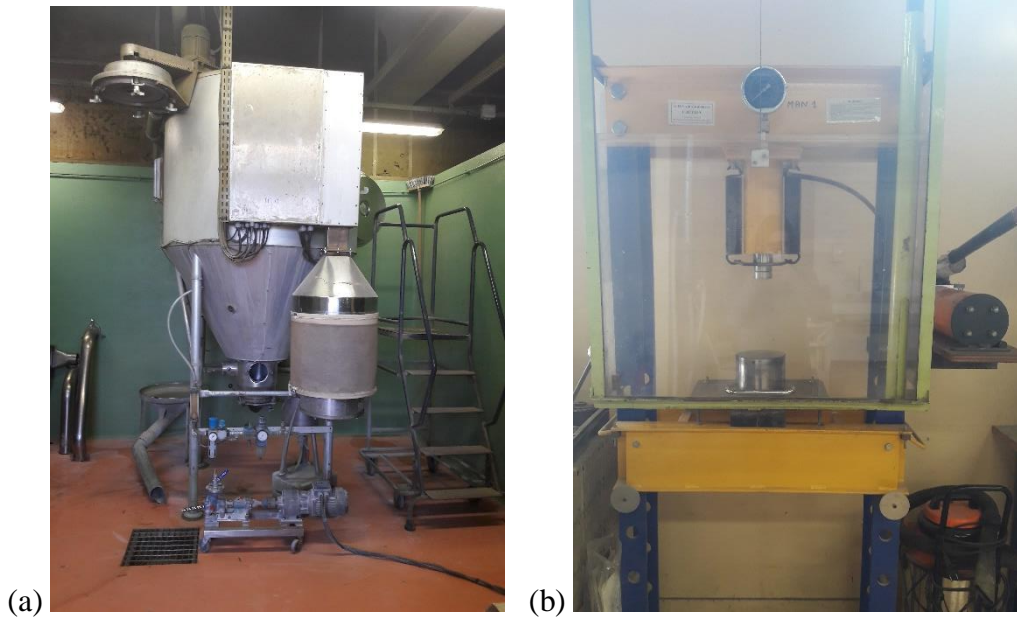


Figure III.6. Equipements disponibles chez EXXELIA (Pessac)

(a) : Atomiseur, (b) : Presse uni-axiale

Afin d'identifier le diélectrique le plus approprié pour l'application, plusieurs types de poudre ont été sélectionnés. Afin de tenir une impulsion RF d'amplitude 3,5 kV, des disques sont confectionnés selon le procédé de pressage-frittage expliqué précédemment. Pour faciliter les calculs de capacité et de rigidité diélectrique, toutes les céramiques font  $e = 1 \text{ mm}$  d'épaisseur. Par conséquent, le rayon  $R$  est d'autant plus faible que la permittivité est importante. Il est déduit de la relation suivante :

$$R = \frac{6,57 \cdot 10^{-2}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.40})$$

En effet, pour une capacité de  $30 \text{ pF}$  et une permittivité du vide  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$ , on

obtient :  $6,57 \cdot 10^{-2} = \sqrt{\frac{4 \cdot C \cdot e}{\pi \cdot \epsilon_0}}$

Matériau diélectrique	$\epsilon_r$ 1 MHz	Rayon (mm)	Pression appliquée (bar)	Masse volumique avant frittage ( $g \cdot m^{-3}$ )	Masse volumique après frittage ( $g \cdot m^{-3}$ )
A	9,8	20,9	Non déterminée	Non déterminée	3,85
B	18	15,5	15	2,25	3,25
C	24	13	20	4,4	7,5
D	30	12	20	4,4	7,6
E	32	11,61	20	4,4	7,6
F	34	11,26	30	3,3	5,3
G	45	9,79	35	2,85	4,9
H	78	7,43	25	3,2	5,6

Tableau III.1. Propriétés des matériaux sélectionnés pour la mise en forme

Les permittivités à 1MHz sont des données EXXELIA. En revanche, les masses volumiques avant et après frittage ont été mesurées et confrontées aux données EXXELIA.

- **Caractérisation électrique**

La caractérisation a commencé par des tests non-destructifs, puis par des tests de rigidité diélectrique avec le banc HF décrit dans le chapitre II. Pour ces mesures, il est nécessaire de métalliser les deux faces des disques de céramique. Une encre à base d'argent, (PROVAC AG, RHC 140 20) composée de 25% de solvant et 75% d'argent, qui polymérise à température ambiante en 30 minutes, a été appliquée avec un pinceau. Il s'agit d'une méthode peu reproductible, mais au coût de mise en œuvre très faible, qui trouve son sens dans la production de prototype.

La mesure de la capacité a d'abord été réalisée à l'aide d'un impédancemètre Agilent 4192A LF et d'un test Fixture adapté, illustrés dans la Figure III.7. Aussi la résistance d'isolement a été mesurée à l'aide d'un mégohmmètre. Toutes les grandeurs mesurées sont reportées dans le tableau III.2.



Figure III.7. Dispositif de mesure de la permittivité entre 100Hz et 13MHz

	<i>Masse volumique</i>	$R_i(\Omega)$	$C(pF)$	$\epsilon_r$ à 10MHz	$tg(\delta)$	$Q ; f(MHz)$	$U_{claquage}$
A	3,9	$10^{12}$	29	9,8	1%	420 ; 50	1,4k
B	3,5	$2,6 \cdot 10^{12}$	29,4	18	0.1%	349; 50	1,4kV
C	7,48	$9 \cdot 10^{12}$	28,3	24	0.9%	209; 30	1,1kV
D ; E	7,6	$4 \cdot 10^8$	28,9	30	4%	185; 35	1kV
F	5,4	$10^{11}$	28,2	35	2%	350; 50	1,3kV
G	4,9	$9 \cdot 10^{12}$	27,9	45	1.1%	345; 30	1,4kV
H	5,6	$10^{13}$	29,1	70	1%	350 ; 40	0,9kV

Tableau III.2. Caractéristiques mesurées des matériaux en étude

La mesure de la capacité permet d'extraire la valeur de la permittivité et d'en étudier la stabilité en fonction de la fréquence, de quelques Hertz à 13 MHz.

La variation de la permittivité  $\epsilon$  des matériaux sélectionnés en fonction de la fréquence, déduite de la mesure de la capacité, est présentée Figure III.8, à une température ambiante.

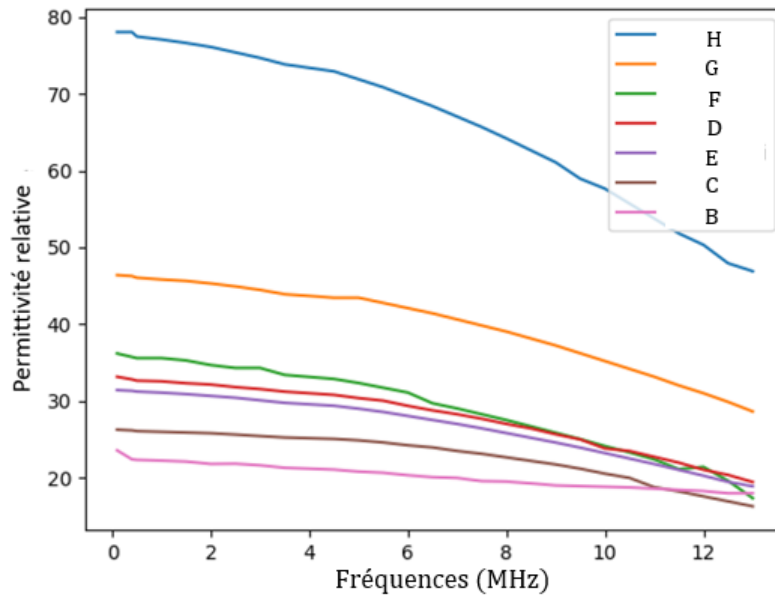


Figure III.8. Évolution de la permittivité des céramiques entre 100 Hz et 13 MHz

Les permittivités diminuent significativement avec la fréquence, avec des pentes différentes. La permittivité de F et G chute respectivement de 25% et 20% entre 1 MHz et 13 MHz. Les permittivités des matériaux C, D, E et H présentent un comportement similaire. Par contre, la permittivité de B est la plus stable entre 1MHz et 10MHz, avec une légère diminution de 18% entre 1 MHz et 13 MHz.

Des rubans en argent ont été soudés sur les deux faces métallisées de chaque échantillon de céramique (condensateur fixe) pour réaliser les mesures de tenue en tension (en DC et effectuées en chapitre II). Le meilleur facteur de qualité a été pris en compte avec sa fréquence qui lui correspond pour les tests de rigidité électrique. Une tension en régime impulsionnel est appliquée à la fréquence du facteur de qualité maximal avec un duty cycle de 5%.

Le B semble être la céramique la plus stable avec le plus faible angle de perte, le plus haut facteur de qualité et la tension de claquage (l'impulsion de 1,4 kV portée par 50 MHz) la plus importante.

### III.3. Matériaux conducteurs à faible réponse magnétique

En raison de l'application IRM, les métaux ferromagnétiques n'ont pas été considérés, afin d'éviter toute aimantation du système. Par conséquent, ni les pertes par hystérésis ni par courants de Foucault n'ont été étudiées. Pour la suite de cette étude, les métaux diamagnétiques tels que l'argent et le cuivre sont utilisés parce qu'ils sont les plus utilisés chez EXELIA.

#### III.3.1. Etudes préliminaires des phénomènes physiques HF

Deux types d'électrodes sont nécessaires pour le développement du condensateur : une électrode fixe de faible épaisseur qui sera déposée sur la céramique et une électrode mobile rigide mécaniquement permettant d'ajuster la valeur de la capacité. Un conducteur électrique présente une réponse magnétique ( $<20$  mTesla) et des pertes par effet Joule. Ces dernières sont essentiellement dues aux phénomènes physiques résultants de la circulation du courant principal et des courants induits dans les conducteurs. En hautes fréquences, le métal est le siège de l'effet de peau et de proximité.

- **L'effet de peau**

L'effet de peau est un phénomène d'origine électromagnétique qui concerne les conducteurs soumis à une tension alternative, où les courants ont tendance à circuler à la surface du matériau. En régime continu et en courant alternatif de basse fréquence, l'épaisseur de la plupart des conducteurs est pleinement impliquée dans le transfert de courant. Cette implication totale provoque une densité uniforme de la distribution du courant sur toute la section du conducteur. Cette densité de courant est liée à la profondeur du courant de radiofréquence primaire sous la surface, d'où le terme de profondeur de peau. Ces courants provoquent une décroissance de la densité de courant en s'éloignant de la périphérie du conducteur. De ce fait, seulement la surface du conducteur devient utile et le reste présente une résistance importante, d'où les pertes par effet Joule. Cette profondeur  $\delta$  est définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{4\pi f}} \cdot 10^7 \quad (\text{III.41})$$

Du fait de l'effet de peau, la résistivité électrique  $\rho$  et l'inductance du conducteur dépendent de la fréquence  $f$ . Dans cette étude, on utilise des métaux diamagnétiques de perméabilité magnétique  $\mu_r$  proche 1 ; soit  $\mu \sim \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ .

D'après l'équation (III.41), l'épaisseur de peau est inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation : plus la fréquence est élevée, plus l'épaisseur est faible. La densité de courant  $J$  en fonction de la distance inter-surface s'écrit alors [SCH77] :

$$J = J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (\text{III.42})$$

Avec  $J_0$  la densité maximale de courant localisé sur le périphérique du conducteur.

On note  $n$  le nombre d'épaisseur de peau, tel que  $n = \frac{x}{\delta}$ , avec  $x$  l'épaisseur de l'électrode.

La figure III.9 montre l'évolution de la densité du courant qui atteint sa valeur maximale en périphérique, et qui diminue jusqu'à s'annuler sur l'axe central, pris comme l'origine, [ALD14].

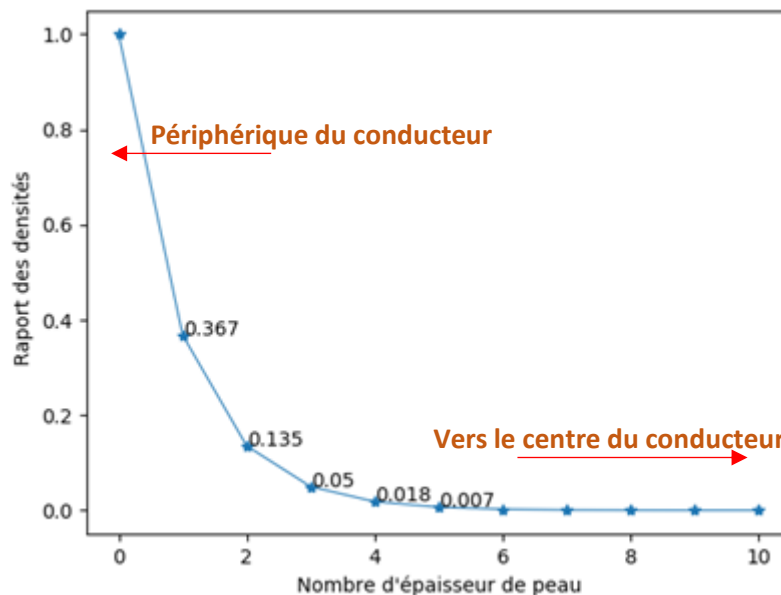


Figure III.9. Densité du courant en fonction du nombre des épaisseurs de peau

Cette épaisseur de peau permet, entre autres, de déterminer la zone utile où se focalise le courant pour éviter d'augmenter les pertes résistives du composant. D'après la Figure ci-dessus, une épaisseur équivalente à cinq fois celle de peau est nécessaire pour pouvoir capturer jusqu'à 99% de la densité du courant, comme le montre la Figure III.9.

- **La résistance**

Comme son nom l'indique,  $R_{DC}$  représente la résistance apparente qui exerce l'effet dominant en continu et dans la plage des basses fréquences. En HF, le courant migre vers la périphérie du conducteur, ce qui augmente sa résistance. Comme pour l'épaisseur de peau, la valeur de la

résistance dépend de la fréquence. En identifiant trois gammes de fréquence, trois régions sont définies.

La première région correspond au régime continu et aux très basses fréquences : la profondeur de peau est supérieure à l'épaisseur de l'électrode et les charges pénètrent totalement dans le conducteur. Dans cette région, pour un conducteur plat, l'impédance de surface s'écrit comme suit :

$$Z_s = \frac{1}{\sigma.t} \quad (\text{III.43})$$

Où  $t$  désigne l'épaisseur de l'électrode et  $\sigma$  la conductivité électrique du métal.

Pour les hyperfréquences, une deuxième région est définie où l'épaisseur et la densité de courant se localise près de la surface du conducteur. L'impédance de surface devient :

$$Z_s = 2\pi(1 + j) \frac{10^{-4}}{\sqrt{10.\sigma}} \sqrt{f} \coth\left(\frac{\gamma t}{2}\right) \quad (\text{III.44})$$

Avec  $\gamma = \frac{1+j}{\delta} = \sqrt{S\mu_0\sigma}$  la constante de propagation,  $S$  la variable complexe de Laplace [POZ05] et  $2\pi \frac{10^{-4}}{\sqrt{10.\sigma}} \sqrt{f}$  désigne la résistance surfacique.

La troisième région désigne la zone de transition entre la première et la deuxième région. Les équations HF sont également adoptées.

Comme chaque métal est caractérisé par sa conductivité intrinsèque, donc par sa propre valeur de résistivité, les pertes du conducteur sont attribuées à la résistance en courant continu et à l'effet de peau en régime fréquentiel. Le Tableau III.3 donne la correspondance entre la conductivité, l'effet de peau et la résistance surfacique en fonction de la fréquence de conducteurs à faible réponse magnétique (une perméabilité relative proche à 1).



Matériau	Conductivité (S/m)	Épaisseur de peau (m)	Résistance de surface ( $\Omega$ )
Arcap (CuNiZn)	$2.10^6$	$0,631/\sqrt{f}$	$1,404.10^{-7}\sqrt{f}$
Brasure (SnPb)	$7,0.10^6$	$0,190/\sqrt{f}$	$7,52.10^{-8}\sqrt{f}$
Laiton ()	$9,174.10^6$	$0,166/\sqrt{f}$	$6,55.10^{-8}\sqrt{f}$
Or	$4,098.10^7$	$0,079/\sqrt{f}$	$3,1.10^{-8}\sqrt{f}$
Cuivre	$5,831.10^7$	$0,061/\sqrt{f}$	$2,6.10^{-8}\sqrt{f}$
Argent	$6,173.10^7$	$0,064/\sqrt{f}$	$2,53.10^{-8}\sqrt{f}$

Tableau III.3. Conductivité, épaisseur de peau et résistance des différents métaux potentiels à être utilisés pour leurs faibles réponses magnétiques

Pour tout métal, l'épaisseur de peau et la résistance de surface dépendent inversement et directement de la fréquence, respectivement. Ce calcul permet de dimensionner les électrodes tout en prenant en compte l'influence des propriétés électriques (conductivité électrique, perméabilité magnétique) sur les performances du condensateur développé (l'inductance, l'ESR (Résistance série équivalente), la fréquence de résonance et le facteur de qualité).

- **Effet de proximité**

En hyperfréquence, un effet de proximité peut se produire entre deux conducteurs proches (de moins de 200 mm de distance), où le courant a tendance à circuler seulement sur les surfaces en vis-à-vis. Cet effet s'ajoute à l'effet de peau et dépend de la géométrie et les dimensions des deux électrodes. D'où, le champ magnétique apparu dans chaque électrode perturbe la répartition du courant dans l'autre par « effet de proximité ».

- **L'inductance de deux plaques parallèles**

Considérant qu'un condensateur (de capacité C) est une ligne de transmission [POZ05], l'inductance s'écrit alors, sous la forme suivante :

$$L = \frac{\mu_r \varepsilon_r \mu_0 \varepsilon_0}{C} \quad (\text{III.45})$$

Avec :  $\mu_r$  est la perméabilité magnétique relative du métal utilisé dans les électrodes (de surface en regard S) et  $\varepsilon_r$  la permittivité relative du diélectrique (d'épaisseur e) qui les sépare.

$$L = \frac{\mu_r \mu_0 e}{S} \quad (\text{III.46})$$

Avec : S la surface de l'électrode et e l'épaisseur qui les sépare. Aussi, cette valeur peut être réévaluée par le coefficient directeur du tracé de la réactance inductive (post résonance), illustré dans la Figure III.10.

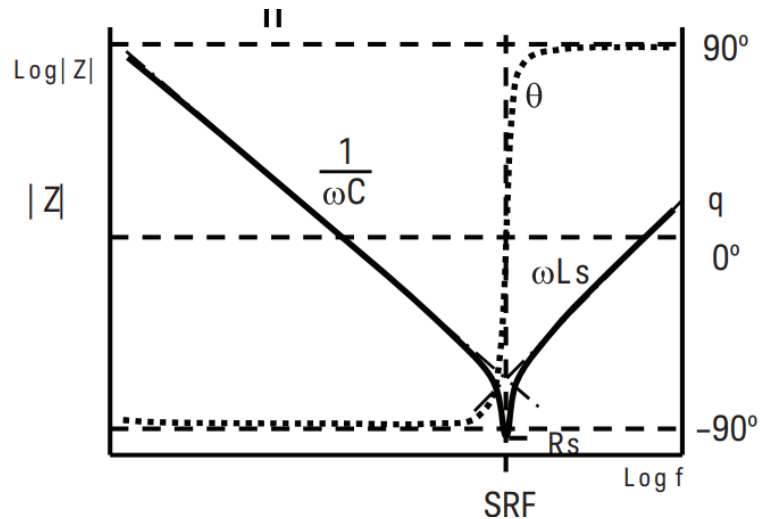


Figure III.10. Réponse du condensateur en fonction de la fréquence [Key06]

Cette inductance dépend directement de la surface des plaques (la longueur et la largeur) et de la distance qui les séparent (l'épaisseur du diélectrique). Les propriétés du diélectrique et des métaux utilisés influencent également la valeur de cette inductance.

### III.3.2. Spécifications des électrodes

Pour le développement du prototype, deux types d'électrode sont nécessaires : une première électrode fixe solidaire du stator et une seconde électrode mobile. Une épaisseur relativement élevée est nécessaire pour cette seconde électrode pour assurer une bonne rigidité mécanique, ce paramètre est directement lié au module de Young (plus le module de Young est élevé, plus le matériau est rigide à une épaisseur donnée), ce qui augmente la fiabilité du dispositif. Le bronze, le laiton et l'Arcap (CuNiZn) sont les matériaux choisis pour cette partie [ARCAP].

L'autre armature est obtenue par métallisation d'une des surfaces du diélectrique (avec la même encre d'argent qu'utilisée précédemment). Ce type d'armatures apporte deux avantages.

D'abord, la couche métallique, peu épaisse, occupe un volume réduit et participe à la diminution de l'encombrement du condensateur et du nombre de pièce du stator [AGL77]. Cette technique permet également de réduire le temps et donc le coût de fabrication générés par l'assemblage des pièces. L'encre à base d'argent est, de plus, adaptée pour les applications non-magnétiques et haute tension.

### III.3.3. Paramètres influençant les propriétés des métaux

La nature et la disposition des connexions liées aux armatures sont loin d'être sans importance pour le fonctionnement du condensateur. En effet, cette jonction dépend de la nature de l'assemblage et des matériaux à assembler comme le récapitule le Tableau III.4.

Les matériaux	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Diélectrique fragile au choc thermique induit par le brasage.</li> <li>• Traitement de surface pour obtenir une céramique non rugueuse et la préparer pour adhérer la brasure.</li> </ul>
La jonction	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Jonction de faible épaisseur, ce qui la rend mécaniquement fragile.</li> <li>• Les efforts électrodynamiques et électrostatiques exercés sur les armatures peuvent entraîner des ruptures de la jonction [CAN91].</li> <li>• Les brasures refroidissent rapidement et elles cristallisent en laissant des bulles d'air, provoquant une dégradation du contact.</li> </ul>

Tableau III.4. Problèmes liés à la jonction

## IV. Définition du prototype

Maintenant que les matériaux sont définis, nous nous intéressons au design du condensateur (forme et dimensionnement).

### IV.1. Effets de bord

Dans le cas général d'un condensateur plan à électrodes parallèles, le potentiel électrique est illustré dans la figure III.11. L'électrode 1 et l'électrode 2 sont respectivement liées à la masse et au potentiel positif (de 5V).

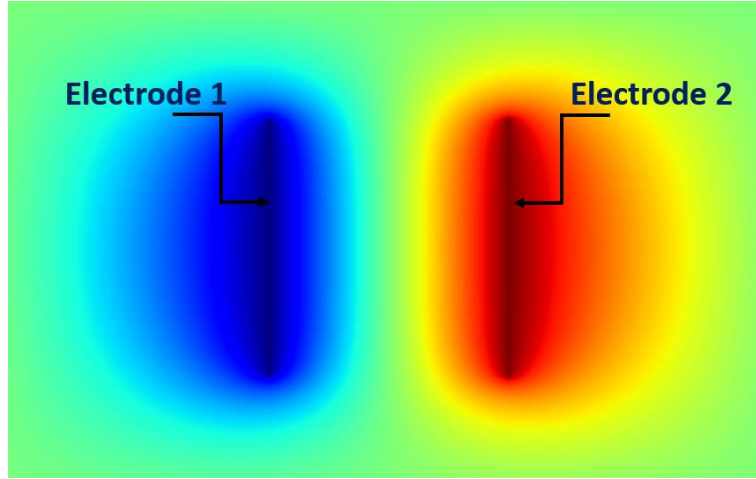


Figure III.11. Visualisation du potentiel électrique au niveau des électrodes dans un condensateur plan en 2D

Pour une surface d'électrode  $S$  qui enferme une charge  $Q_{in}$  (contenue dans un volume  $V$ ) et est orientée vers l'extérieur, on utilise le théorème de flux divergence (Green Ostrogradsky) pour retrouver les équations de Maxwell-Gauss dans l'air :

$$\iint_S \vec{E}(M) \cdot d\vec{S} = \iiint_V \text{div}(\vec{E}) dv = \iiint_V \frac{\rho}{\epsilon} dv \quad (\text{III.47})$$

$$\iint_S \vec{E}(M) \cdot d\vec{S} = \frac{Q_{in}}{\epsilon} \quad (\text{III.48})$$

où  $\rho$  représente la densité volumique de charge électrique.

En raison de l'effet de pointe, il existe des champs électriques divergents (à l'extérieur des électrodes), produisant l'effet de bord, comme illustré dans la figure III.12.

$$\oint_S \vec{E}(M) \cdot d\vec{S} \neq 0 \quad (\text{III.49})$$

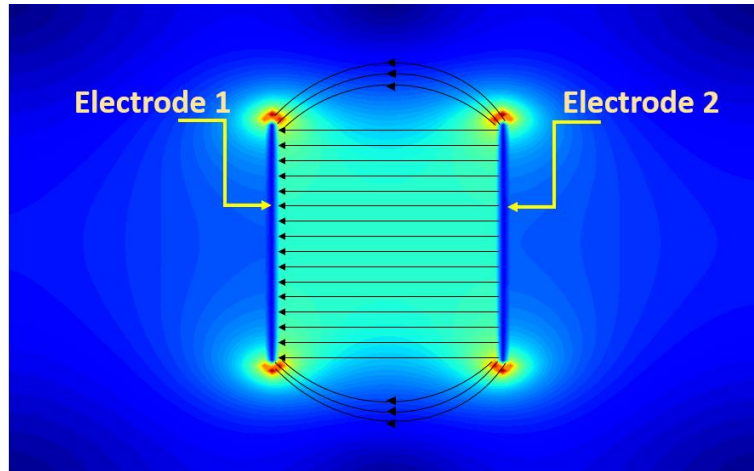


Figure III.12. Distribution du champ électrique entre et à l'extérieur des électrodes dans un condensateur plan en 2D

Sur la Figure III.12, les flèches indiquent les lignes du champ électrique qui sont perpendiculaires aux électrodes et qui divergent au niveau des extrémités des électrodes où une forte concentration de charges est localisée.

Pour évaluer le champ ainsi que le potentiel à l'extérieur des électrodes, on considère la distribution de charge symétrique dans un condensateur plan, comme l'illustre la Figure III.13. Pour calculer le potentiel à l'extérieur des électrodes, on utilise  $M(r, \theta)$  dans le repère  $(O, \vec{u}_r, \vec{u}_\theta)$ , telles que  $r \gg NP$

$N$  : Barycentre des charges négatives,  $P$  celui des charges positives et  $O$  le centre de  $NP = d$ .

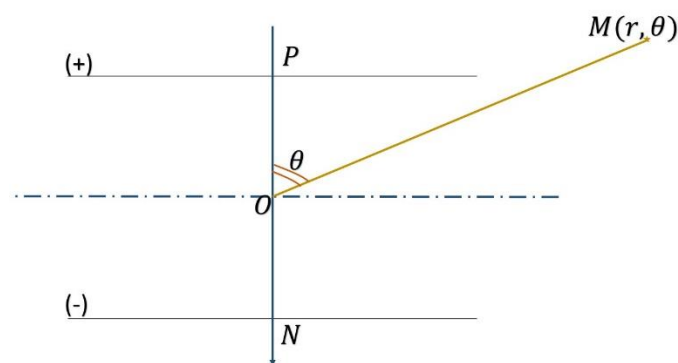


Figure III.13. Schéma équivalent de l'approximation en 2D

Le potentiel du dipôle  $NP$  s'écrit :

$$V(M) = -\frac{q}{4\pi\epsilon_0.NM} + \frac{q}{4\pi\epsilon_0.PM} \quad (\text{III.50})$$

$$V(M) = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \left( \frac{-1}{\sqrt{\frac{d^2}{4} + r^2 + \cos(\theta).d.r}} + \frac{1}{\sqrt{\frac{d^2}{4} + r^2 - \cos(\theta).d.r}} \right) \quad (\text{III.51})$$

En utilisant l'équation ci-dessus, pour tout point de l'espace à proximité du contour des électrodes, le potentiel est calculé et illustré dans la figure III.14 en fonction de l'angle  $\theta$  et de la distance  $r$  au point considéré.

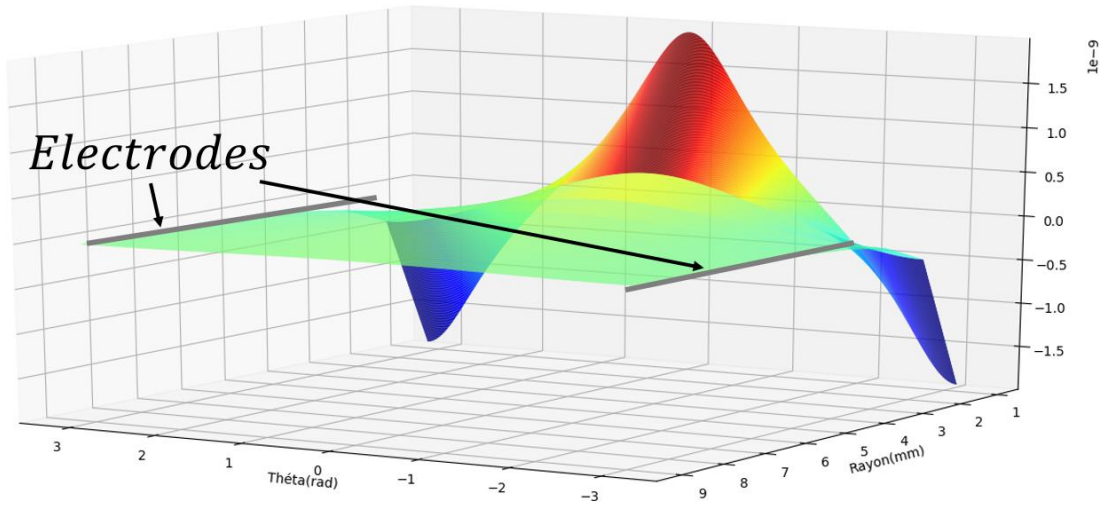


Figure III.14. Tracé du potentiel électrique aux bords du composant

## IV.2. Prototype génération I

Pour la suite de ce travail, le développement du prototype va suivre les étapes annoncées en chapitre 1. En effet, dans cette partie, un modèle simple de condensateur fixe est développé. Au moyen des mesures HF et des simulations numériques, les dimensions seront ajustées pour répondre au cahier des charges.

#### IV.2.1. Modèle proposé

Tout d'abord, le but de cette étape est d'optimiser au mieux les performances du diélectrique et d'éviter l'ionisation de l'air aux alentours de la pièce, autrement dit, les effets de bord ainsi que le claquage précoce de la pièce. La Figure III.15 illustre le tracé du potentiel électrique en fonction des coordonnées polaire du point M dans l'espace (pour tout angle et toute valeur du rayon)

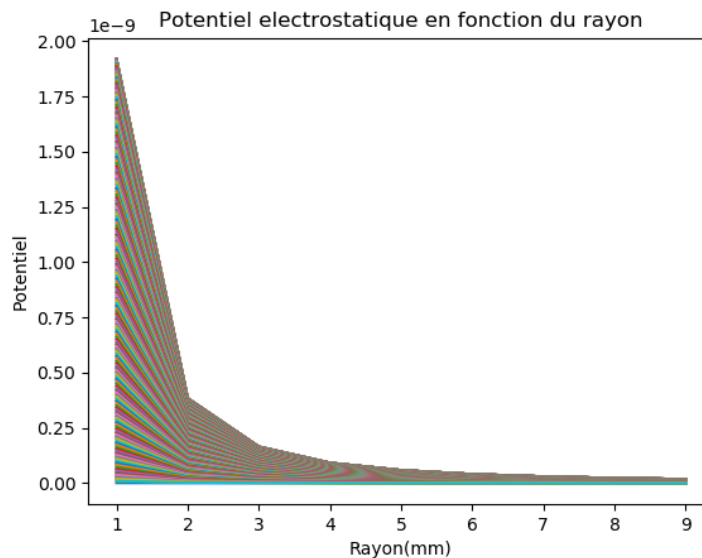


Figure III.15. Tracé du potentiel aux bords du composant

Comme le montrent la Figure III.15, le potentiel diminue considérablement à 2 mm et s'annule à partir de 6 mm.

#### IV.2.2. Dimensionnement par simulation numérique

Des simulations numériques utilisant maxwell 3D ont été réalisées afin d'évaluer la distribution des champs électriques dans le modèle proposé. Les électrodes ont toujours les mêmes dimensions (i.e. 13mm pour 15  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) pour conserver la même gamme de capacité. La céramique fait toujours 1 mm d'épaisseur. Deux rayons de céramique sont étudiés : 13 mm (cf. Figure III.16) pour un condensateur à surfaces métallisées et 15 mm (cf. Figure III.17) pour la même configuration mais avec une marge de 2 mm (valeur déterminée de la Figure III.14).

Cette simulation donne une résolution électrostatique des équations de Maxwell, ce qui permet d'évaluer la capacité et de visualiser la distribution des champs électriques dans les 2 cas.

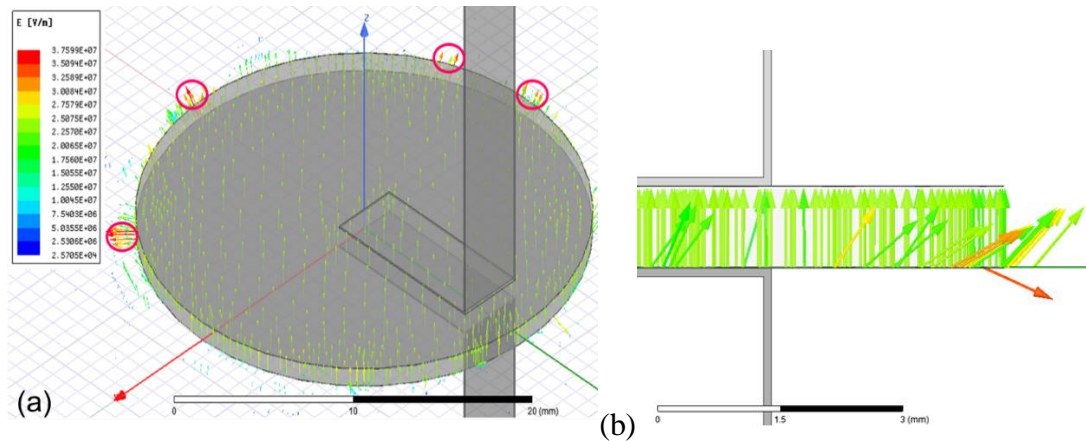


Figure III.16. Modélisation 3D du condensateur

(a) sans marge en statique,

(b) visualisation de l'effet de bord en 2D

La capacité pour la configuration sans marge (diélectrique de diamètre 13 mm) est de 76,5 pF. Les champs électriques sont intenses au niveau des électrodes et aux alentours pour une tension de claquage de 35 kV, les zones sujettes aux claquages sont entourées en rouge.

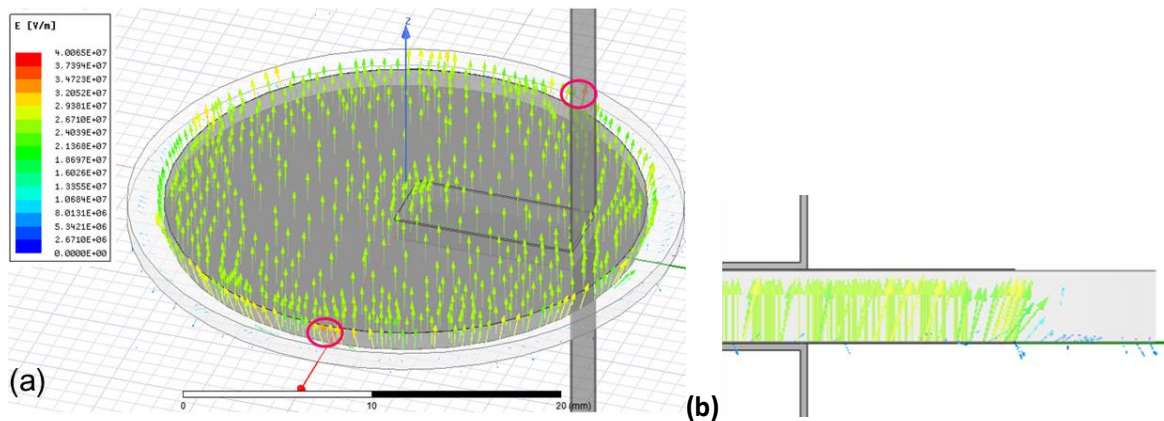


Figure III.17. Modélisation 3D du condensateur

(a) : Avec marge en statique

(b) : Visualisation de l'effet de bord en 2D

Comme dans le premier modèle, le champ électrique est homogène dans le diélectrique mais il est moins intense sur les bords en raison de la présence du diélectrique. D'après l'échelle, la tension de claquage a été évaluée à 38 kV et la capacité à 80,9 pF. Ceci peut être expliqué par les équations du champ électrique dans l'air (cf. équation (III.52)) ou dans l'air (cf. équation (III.53)).



$$E_{air} = \frac{\sigma}{\epsilon_0} \quad (\text{III.52})$$

$$E_{diélectrique} = \frac{\sigma}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} \quad (\text{III.53})$$

Rappelons que  $\sigma$  est la densité surfacique de charge et  $\epsilon_0$  est la permittivité de l'air et  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du diélectrique. Par conséquent, ce champ qui est maximal dans l'air est minimisé dans la céramique grâce à sa permittivité  $\epsilon_r$ .

Des simulations ont été réalisées avec HFSS pour évaluer la variation de la capacité en fonction de la fréquence et déterminer la fréquence de résonance du composant. Les conditions aux limites sont définies avec un conducteur électrique parfait pour forcer un champ électrique perpendiculaire au niveau des électrodes et une excitation de type « Wave Port » est définie au niveau des ports pour indiquer les zones où l'énergie entre et sort du système conducteur (Figure III.18).

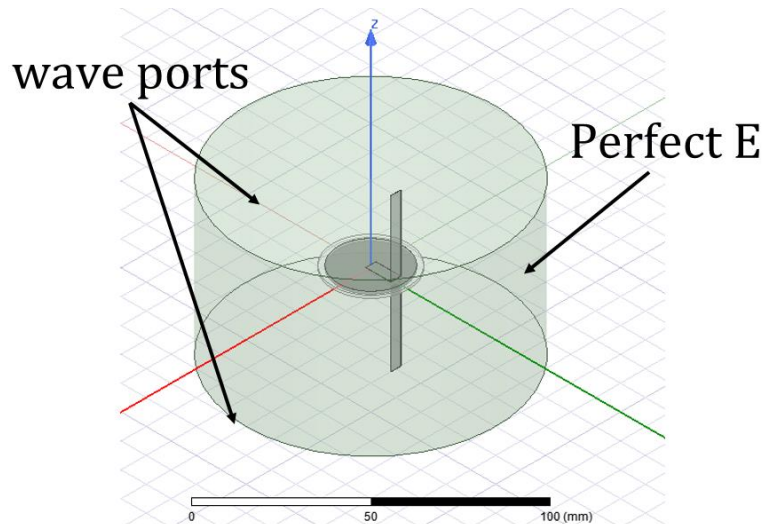


Figure III.18. Modélisation 3D du prototype avec marge

La figure III.19 présente la variation de la capacité en fonction de la fréquence dans la gamme [1 MHz, 100 MHz] avec les deux modèles sans et avec la marge.

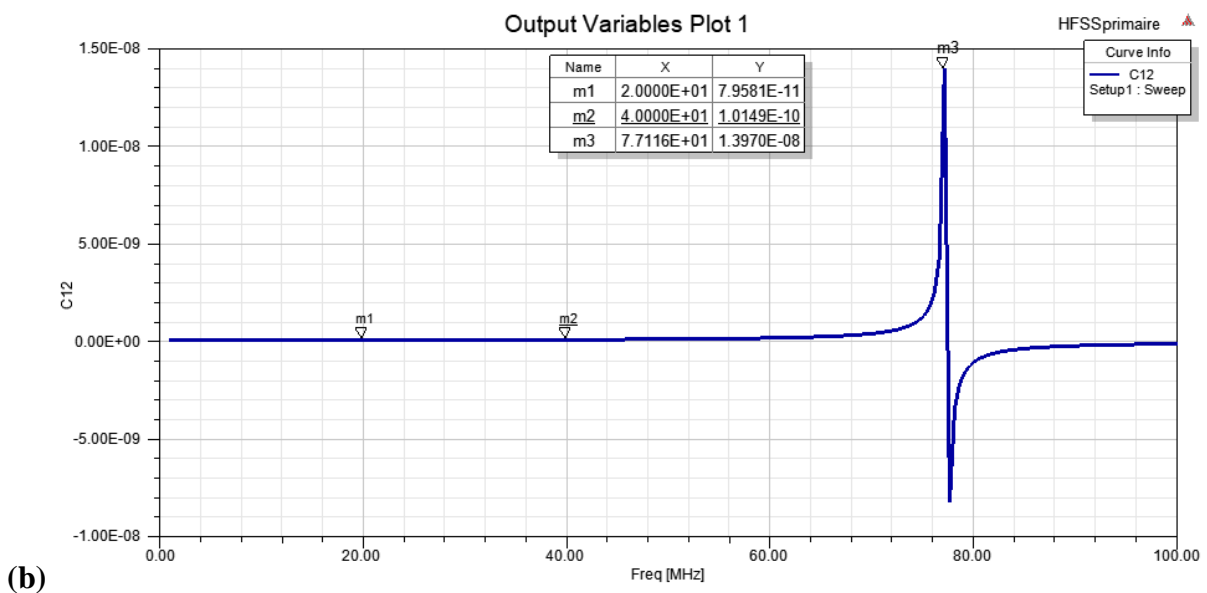
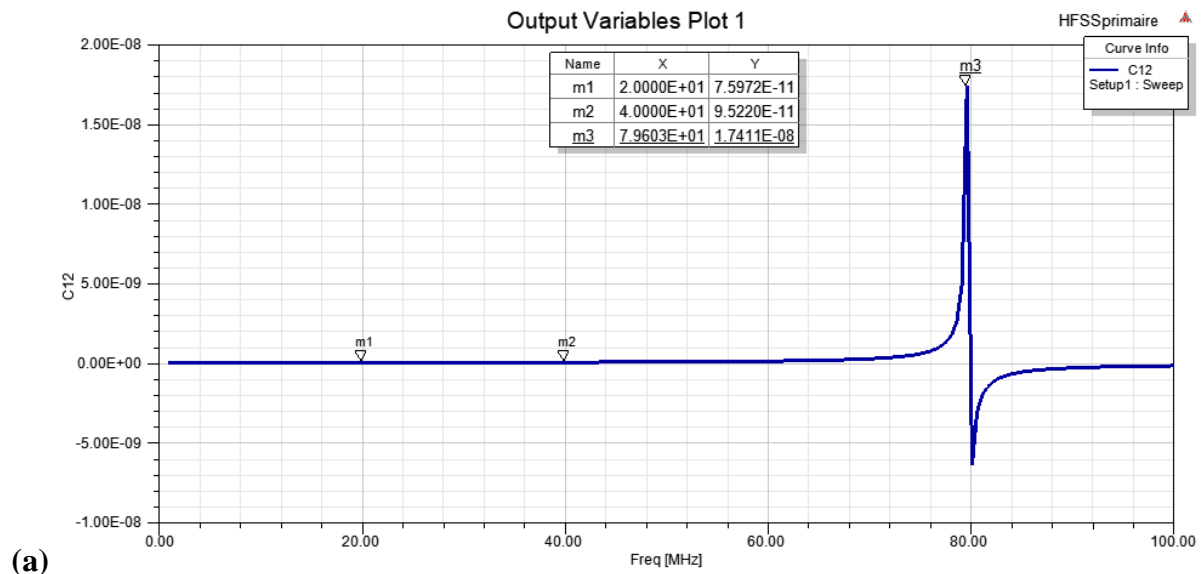


Figure III.19. Variation de la capacité en fonction de la fréquence dans la gamme [1 MHz, 100 MHz] (simulations HFSS) : (a) modèle sans la marge, (b) modèle avec la marge

Pour le modèle sans la marge, la capacité est égale à 75,9pF à 20 MHz et 95,2 pF à 40 MHz et la fréquence de résonance est estimée à 79 MHz.

Quant au modèle avec la marge, la capacité est égale à 79,5 pF à 20 MHz et 101,4 pF à 40 MHz et la fréquence de résonance est estimée à 77,1 MHz.

### IV.2.3. Performances expérimentales

Le premier modèle proposé pour le prototype consiste en une pastille en B de 1 mm d'épaisseur avec deux électrodes et des connexions en argent des deux côtés. Les armatures circulaires ont été réalisées par doctor blade (une technique de sérigraphie manuelle) avec une marge de 2 mm, comme illustré dans la Figure III.20. Pour assurer le contact, les rubans argent ont été soudés à l'étain.

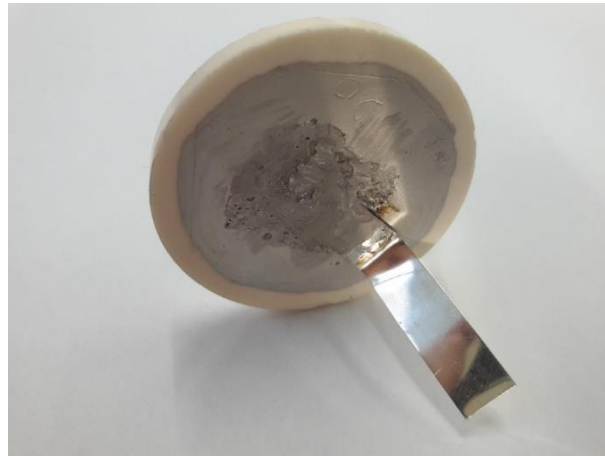


Figure III.20. Prototype génération I

Deux mesures ont été réalisées : une en continu avec le générateur de tension BN761-Q47 et l'autre en impulsionnel avec le dispositif décrit en chapitre II. Avec des disques en B d'épaisseur de 1 mm et à deux rayons différents : 13 mm et 15 mm, une métallisation est appliquée sur les deux facettes pour les électrodes. Ces dernières sont en argent et ont un rayon de 13 mm. Deux modèles de condensateurs sont alors réalisés : des disques de céramique de 13 mm de rayon entièrement recouvert avec les deux électrodes en argent et l'autre de 15 mm de rayon de rayon de céramique avec la marge de 2 mm.

A 1 MHz, les capacités mesurées sont de 76 pF pour le modèle sans marge et 79 pF pour le modèle avec marge. Cette augmentation en capacité est expliquée par la présence de la céramique qui a une permittivité relative plus élevée que celle de l'air ( $\epsilon_r = 18$ ), ce qui confirme les résultats obtenus numériquement. Les pertes sont de 0,01% pour les deux modèles. En continu, la tenue en tension a été aussi réévaluée expérimentalement. Les Figures III.21 (a) et (b) présentent le banc de test pour mesurer la tension de claquage en régime continu. Une tension a été appliquée sur les deux modèles jusqu'au claquage dans l'air, puis dans le Galden (liquide isolant qui empêche toute sorte de claquage externe ou surfacique).

Des tests ont été effectués sur le modèle primaire sans la marge (cf. Figures III.21) en les trempant dans du Galden (liquide isolant qui empêche toute sorte de claquage externe ou surfacique) 18 kV est sa tension de service. A 19,3 kV, on a entendu le bruit du claquage mais la pièce sort intacte, ce qui traduit un claquage superficiel au niveau du liquide, caractérisée par une tension de claquage de 20kV. Ensuite, le modèle avec la marge a été testé et le claquage a eu lieu à partir d'une tension de 40 kV, mais la pièce reste intacte, ce qui favorise l'hypothèse du claquage du liquide. En effet, cette marge de 2 mm a fait une barrière au bord des électrodes pour empêcher l'ionisation du Galden. Selon la Figure III.15, une marge de 6 mm pourrait être une solution pour augmenter la tension de claquage.

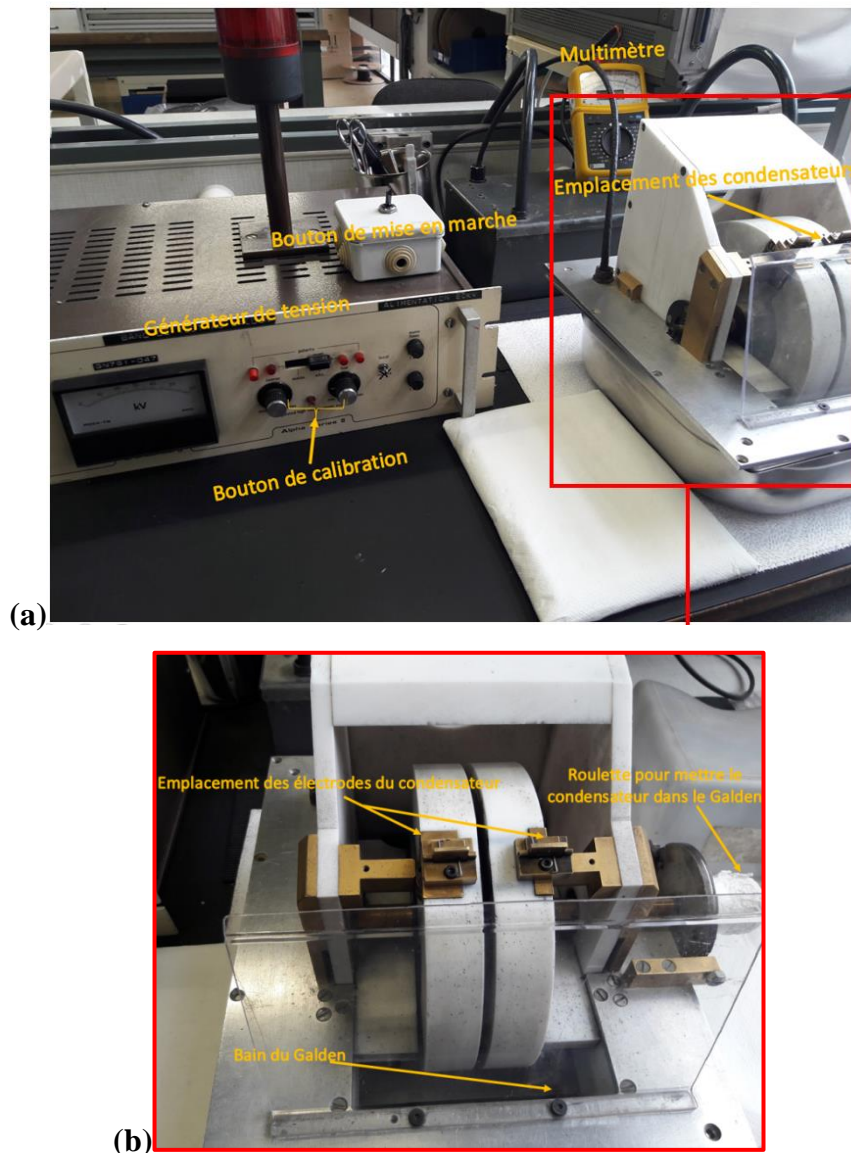


Figure III.21. (a) Banc de test en DC et (b) Photo du dispositif de test

Ensuite, le condensateur avec marge est placé dans le Jig pour des mesures fréquentielles : le facteur de qualité est de 350 à 50 MHz et  $U_{cut}$  est égale à 1,6 kV. Une augmentation de la valeur de la tension de claquage de 0,2 kV est remarquée (la tension de claquage est égale à 1,4 kV pour le condensateur sans marge), ce qui confirme la diminution des effets de Bord avec la marge, ainsi que l'amélioration de la tension de service. Mais le claquage, qui est externe, traduit l'ionisation de l'air, ce qui confirme le besoin d'augmenter la marge au-delà de 2 mm en rayon.

Il apparaît que la marge est nécessaire et permet d'améliorer significativement la tenue en tension du condensateur. La génération II du prototype propose une solution qui va encore plus loin.

## **IV.1. Prototype génération II**

### **IV.3.1. Couronne de protection**

Pour encore améliorer la tenue en tension, un système de protection en relief a été pensé. Il s'agit d'une couronne, correspondant à une marge en 3D, représentée Figure III.22. Cette couronne offre une ligne de contournement qui permet d'augmenter la ligne de fuite selon une trajectoire (qui n'est pas rectiligne).

Afin d'éviter tout problème d'interface, il est tout à fait envisageable d'imaginer cette couronne diélectrique, de même nature et solidaire du disque céramique (fabrication lors du pressage), de part et d'autre du diélectrique. En protégeant ainsi le contact électrique inter-électrode, les anneaux de garde permettent de limiter l'ionisation de l'air (rigidité diélectrique de la céramique  $> 3,6$  kV/m dans l'air) à l'extérieur des électrodes et donc d'améliorer la tenue en tension du composant. Mais une telle forme de diélectrique est difficilement réalisable avec les moyens de pressage et de frittage disponibles à EXXELIA.

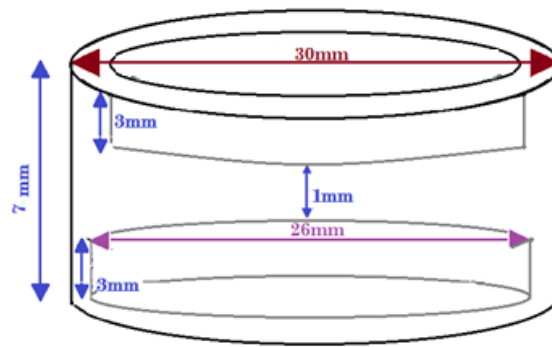


Figure III.22. Représentation schématique du diélectrique cylindrique avec une couronne sur chacune des faces

#### IV.3.2. Définition du prototype

Le dimensionnement de la partie diélectrique dépend de la permittivité de la céramique. On maintient alors la marge de 2 mm comme largeur de la couronne et on prend 3 mm pour chacune des hauteurs, comme représenté dans Figure III.23.

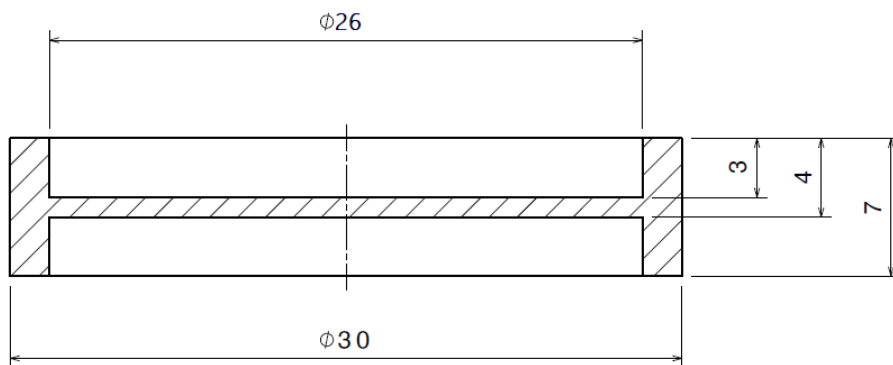


Figure III.23. Vue en coupe de nouvelle configuration de la céramique

A EXXELIA et au laboratoire, il deux facettes car nous ne disposons pas des moyens de pressage appropriés. Aussi, l'usinage d'un cylindre plein de 34 mm de diamètre et de 7 mm d'épaisseur n'est pas envisageable ni avant ni après frittage. En effet, juste après le pressage, éviter la pièce de l'intérieur la fragilise énormément et cause des fissures et des déformations, (cf. Figure III.24 (a)). Après le frittage, la céramique devient trop dure pour qu'elle soit usinée et se fragilise au niveau de la couronne. Le résultat de ce dernier essai est présenté sur la Figure III.24 (b) sous la forme de la trace de l'usinage de la céramique frittée pendant trois heures.

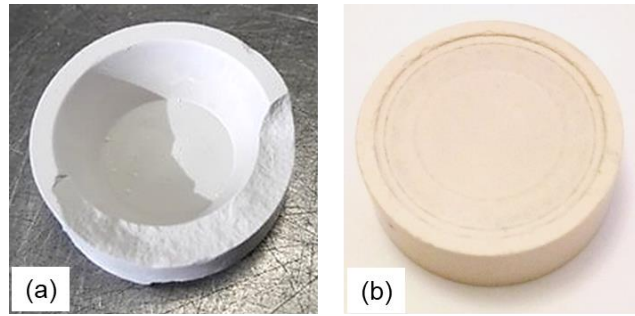


Figure III.24. Effet de l'usinage sur les céramiques.

(a) : Pièce crue, (b) : Pièce frittée

Afin de réduire les problèmes de fabrication liés aux deux couronnes, nous avons considéré une configuration plus simple, composée uniquement d'une seule couronne, présentée sur la figure III.25.

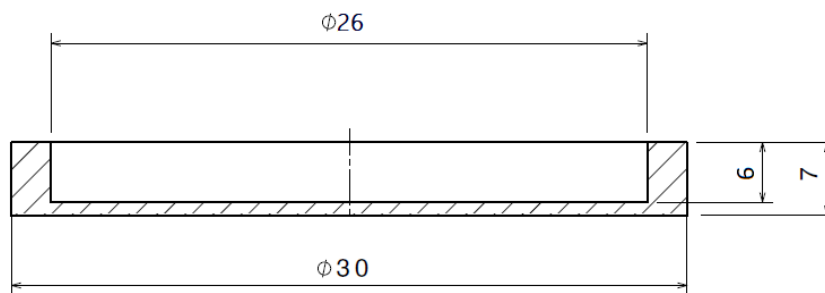


Figure III.25. La vue en coupe de la nouvelle configuration calibrée génération II

Le nouveau design comporte une unique couronne d'un seul côté de la céramique de hauteur de 6 mm (ce choix est effectué à l'aide de la Figure III.15) et de diamètre intérieur de 26 mm et de rayon extérieur 30 mm et de base de 1 mm d'épaisseur.

#### IV.3.3. Etude par simulation numérique

Afin de réduire le champ des investigations expérimentales sur ce deuxième prototype, une étude par simulation numérique s'est révélée nécessaire. Les deux configurations sont illustrées dans la figure III.26 et III.27.



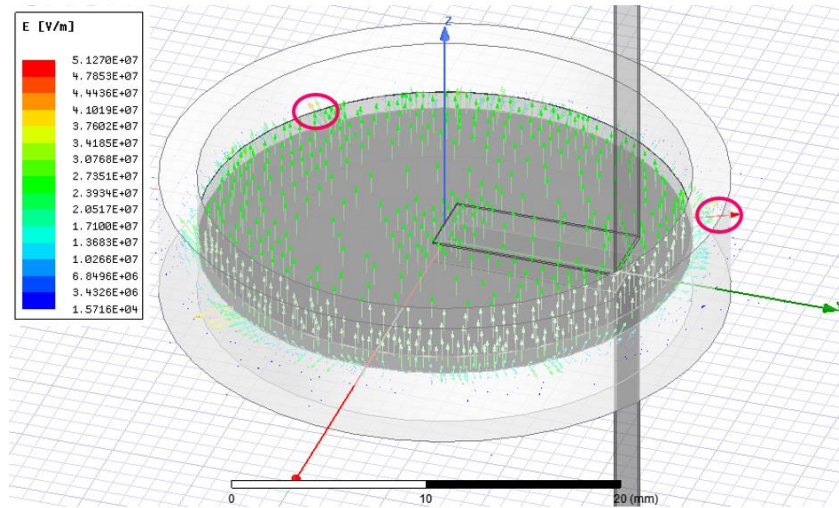


Figure III.26. Modélisation 3D de la configuration à deux couronnes en modèle statique

En présence des deux couronnes de part et d'autre du diélectrique, la valeur de la capacité est de 84 pF (contre 80,9 pF avec la marge) et la tension de claquage de 42,4 kV (contre 38kV).

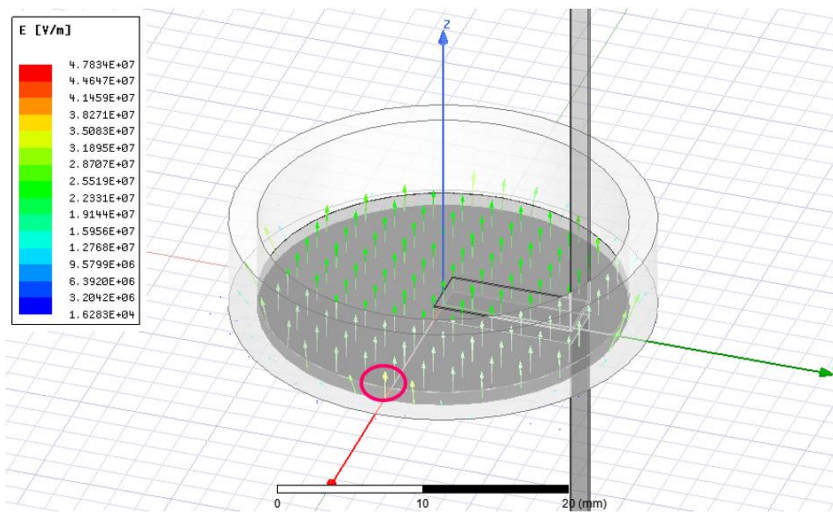


Figure III.27. Modélisation 3D de la configuration génération II en modèle statique

Avec une seule couronne, la valeur de la capacité diminue de 2 pF pour atteindre 82 pF, à cause de l'absence de la seconde couronne en céramique remplacée par l'air de permittivité plus faible. L'anneau d'un seul côté permet également de limiter les effets de bord ce qui conduit à une valeur de tension de claquage similaire, de 42,4 kV. La fréquence de résonance est de 75,12 MHz et 76,61 MHz, respectivement, pour le modèle génération avec deux couronnes et avec une seule couronne, comme l'illustre la Figure III.28.



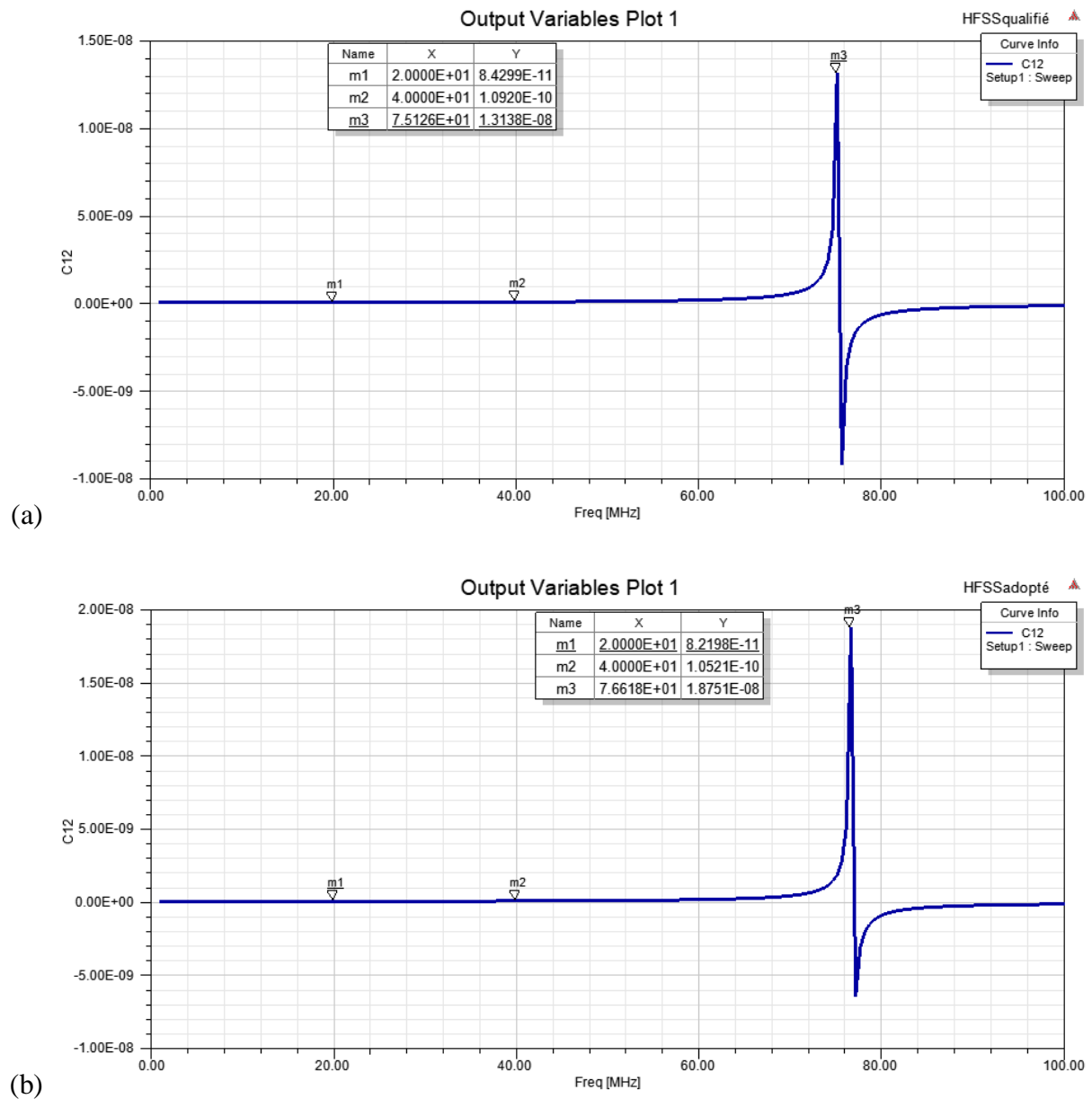


Figure III.28. Variation de la capacité en fonction de la fréquence des configurations

(a) : avec deux couronnes, (b) : avec une seule couronne

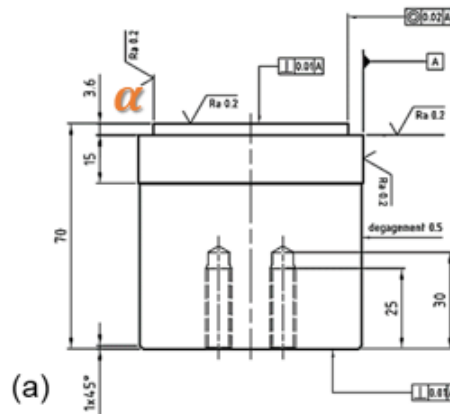
D'après les simulations, les modèles à une et deux couronnes présentent des performances similaires en termes de claquage et de fréquence de résonance. En raison de la difficulté que représente la fabrication de la céramique à deux couronnes, le modèle à couronne unique a été retenu.

#### IV.3.4. Fabrication du prototype

- Etude expérimentale de la mise en forme du disque

Pour fabriquer la céramique à la forme et aux dimensions requises, des poinçons sont nécessaires. Deux diamètres de céramique (34 mm et 70 mm) et deux angles  $\alpha$  pour la couronne ( $0^\circ$  et  $30^\circ$ ) ont été considérés. Le choix des deux diamètres et des deux angles est lié à l'optimisation des paramètres de fabrication.

Pour des raisons de coût et de temps, les dimensions des matrices et des poinçons choisis ont été basés sur celles disponibles dans les ateliers d'EXXELIA. Il a cependant été nécessaire de concevoir et commander les poinçons permettant de former la couronne. Ces derniers ont été dimensionnés en adéquation avec les dimensions des matrices et poinçons de taille inférieure disponibles, en tenant en compte du retrait après frittage de l'ordre de 20% (cf. données EXXELIA). Les dessins d'ensemble de chacune des trois poinçons sont présentés dans la figure III.29.



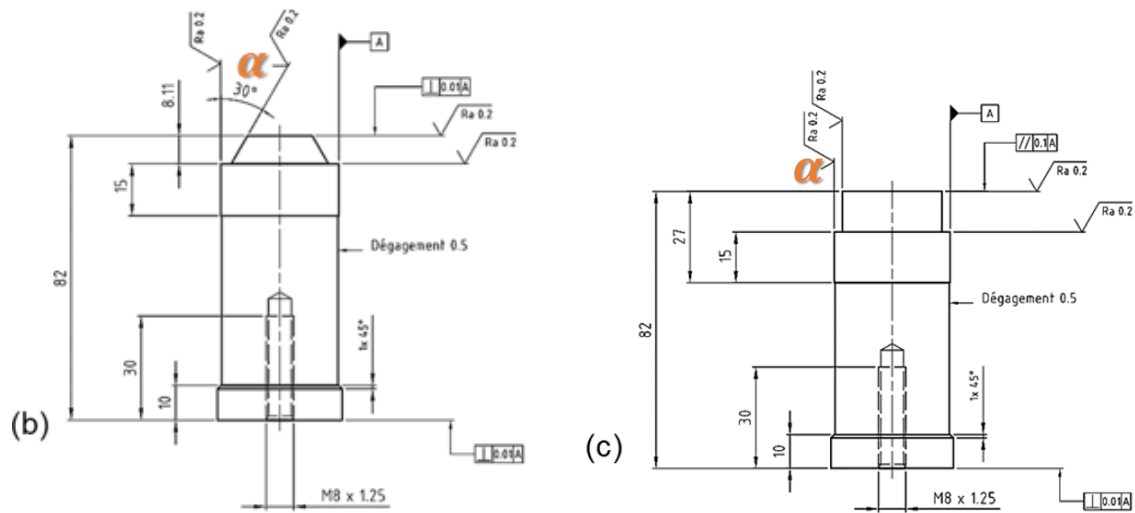


Figure III.29. Les dessins d'ensemble des poinçons commandés

(a) 70 mm 0°, (b) : 34 mm 30°, (c) : 34 mm 0°

Le poinçon illustré dans la figure III.29(a) a un diamètre externe de 70 mm et un diamètre interne de 60,5 mm. D'abord, des disques simples ont été pressés aux dimensions de 70 mm de diamètre pour 2 mm d'épaisseur de couronne, pour étudier la compacité de la pièce. La granulométrie de la poudre, sa morphologie et sa distribution en volume influencent directement le potentiel de compaction de la poudre [CHA86] et [ISH 83]. Un mélange avec 43% de grains fins (de 40 $\mu$ m de diamètre) et 57% de gros grains (de 200  $\mu$ m) est réalisé pour le premier pressage des disques de plus grand diamètre, cf. Figure III.30.



Figure III.30. Pièce pressée avec 43% de grains fins et 57% de gros grains

Le résultat est peu prometteur car à la fin du remplissage de la matrice, les particules ne peuvent pas glisser les unes par rapport aux autres et on observe une résistance de la poudre à la

compression. En effet, les formes des gros grains permettent une agglomération de la poudre pour la fabrication d'une pièce rigide. Par conséquent, les proportions des gros grains par rapport aux grains fins ont été modifiées pour atteindre respectivement 70% et 30%, [DSO 10]. Ces proportions sont retenues pour la suite de ce travail.

Pour obtenir un disque de 2 mm d'épaisseur (2 mm pour tenir en compte le retrait après frittage et l'usinage en épaisseur), différentes valeurs de pression ont été appliquées pour une masse de 18,1 g (avec la formule de la masse volumique  $\rho = \frac{m}{V}$ , m : masse et V : volume) leur obtenue et les résultats obtenus sont regroupés dans le Tableau III.5. La masse volumique référence est de  $2.25 \text{ g.cm}^{-3}$  (cf. donnée EXXELIA).

Pressions (bars)	5	10	15	20	25
Masses volumiques avant frittage ( $\text{g.cm}^{-3}$ )	1,85	1,92	2,27	2,33	2,33
Diamètre ; épaisseur (mm)	Cassé ; 2,5	70 ; 2,4	70 ; 2,07	70 ; 2	70 ; 2

Tableau III.5. Caractéristiques des disques céramiques avant frittage

Pour le frittage, on a adopté un cycle équivalent à celui utilisé pour les condensateurs HiQ fabriqué par EXXELIA, illustré dans la figure III.31.

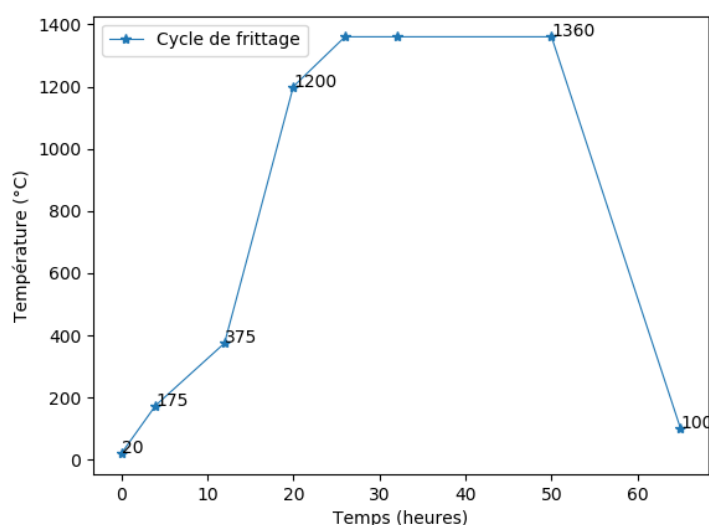


Figure III.31. Cycle de température utilisé lors du frittage

Afin de déterminer précisément la pression à exercer, les pièces sont frittées (cf. Figure III.32). Leurs caractéristiques après frittage sont données dans le Tableau III.6.

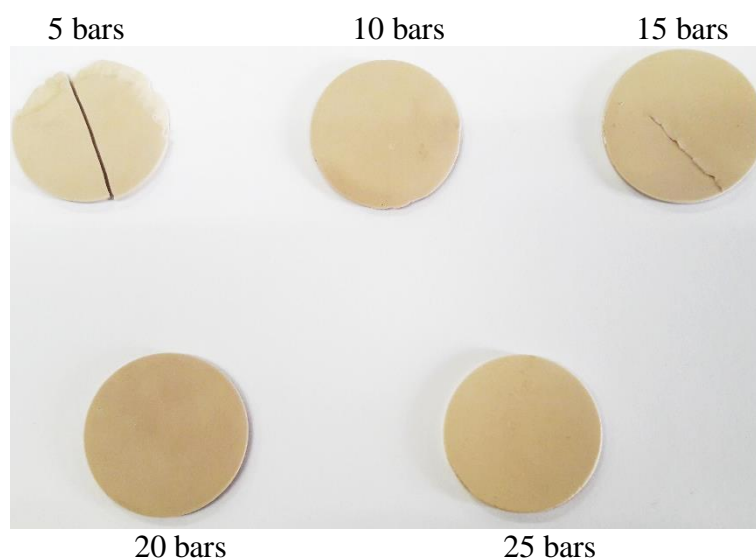


Figure III.32. Pièces frittées avec différentes valeurs de pressage

Pressions ( <i>bars</i> )	10	15	20	25
Masses ( <i>g</i> )	17,95	17,9	18	18
Diamètre ; épaisseur ( <i>mm</i> )	59,5 ; 2,3	58 ; 2,2	57,5 ; 2	57 ; 2
Masses volumiques après frittage ( <i>g.cm<sup>-3</sup></i> )	2,8	3,08	3,46	3,5

Tableau III.6. Caractéristiques des disques céramiques après frittage

Une pression minimale d'environ 20 bars est nécessaire pour éviter la fissuration de la céramique après frittage.

- **Optimisation du pressage**

Le but de cette étape est d'adapter le mode du pressage uniaxial aux formes souhaitées et de maîtriser les fissures survenues après frittage.

Un premier essai a été réalisé avec le gros poinçon (70 mm, cf. Figure III.33) pour obtenir un « creuset » droit (angle  $0^\circ$ ).



Figure III.33. Le poinçon de 70mm

De 15 bars à 35 bars, toutes les pièces crues ont une bonne tenue mécanique. Mais après frittage, des fissures apparaissent dans les pièces qui ont subi une pression supérieure à 20 bars. La figure III.34 montre les céramiques obtenues avant et après frittage.

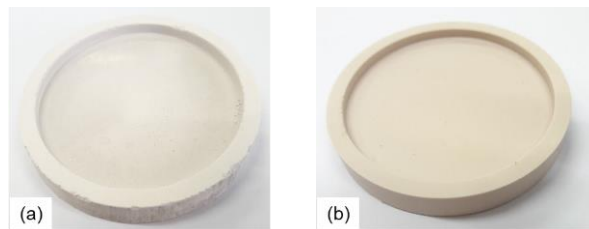




Figure III.34. Pièces en céramique obtenues

(a) : crue, (b) : frittée et (c) : présence de défauts après frittage (fissures)

Des essais sont réalisés avec les deux autres poinçons de diamètre plus petit mais d'angle différent (34 mm, 30° et 0°, cf. Figure III.31).



Figure III.35. La matrice et les poinçons utilisés pour le pressage de 34 mm de diamètre

Lors du démoulage manuel, la couronne se fragilise rapidement. Par conséquent, afin de contrôler les étapes de moulage et de démoulage, le reste du pressage a été réalisé avec une presse automatique, représentée sur la Figure III.36. La presse automatique, contrairement à un pressage manuel, garantit un meilleur alignement des poinçons et de la matrice.



Figure III.36. Presse automatique chez Exxelia.

Avec une presse automatique, plusieurs paramètres sont efficacement gérés, tels que : la pression appliquée et l'accompagnement de la pièce lors du démoulage automatique qui garantit le maintien de l'alignement tout au long de l'extraction de la pièce.

Le pressage des pièces utilisant l'embout « conique » (angle de  $30^\circ$ ) présente une difficulté. En effet, la différence de pression cause une différence de densité entre la base de la pièce et la couronne, ce qui induit une fragilité entre les deux, provoquant un effet de désolidarisation, comme illustré en Figure III.37. Pour solutionner ce problème, plusieurs essais ont été réalisés (sous forme de plan d'expériences) afin d'optimiser les paramètres, listés dans le tableau III.7.



Figure III.37. Fissuration des pièces pressées avec l'embout conique (34 mm,  $30^\circ$ )



Pression (bar)	19
Temps de compression (s)	2
Temps de décompression (s)	0,2
Vitesse de remontée du vérin supérieur (mm/s)	2,2
Vitesse de descente du vérin supérieur (mm/s)	0,2
Vitesse de remontée du vérin inférieur (mm/s)	2,5
Vitesse de descente du vérin inférieur (mm/s)	10

Tableau III.7. Conditions optimisées de pressage

En plus de ses paramètres, un sabot de remplissage passe plusieurs fois pour bien remplir la matrice. Au moment du démoulage, un accompagnement est assuré par deux vérins avec une éjection lente et efficace de la pièce. Afin d'avoir une meilleure résistance mécanique de couronne sans fissuration, la hauteur de l'embout du poinçon droit a été réduite de 12 *mm* à 7 *mm* (valeur maximale admise expérimentalement pour avoir une couronne solidaire à sa base).

Le tableau III.8 rassemble les caractéristiques des pièces obtenues par pressage.

	Droit (0°)	Conique (30°)
Masses ( <i>g</i> )	24	23,9
Diamètre intérieur ( <i>mm</i> )	27,93	19,08
Diamètre extérieur ( <i>mm</i> )	33,9	32,9
Epaisseur de la couronne ( <i>mm</i> )	6,93	9,55
Epaisseur de la base ( <i>mm</i> )	2,4	2,28
Masses volumiques ( <i>g.cm<sup>-3</sup></i> )	2,29	2,31

Tableau III.8. Caractéristiques des pièces obtenues après pressage

Tous ses éléments ont permis d'obtenir une pièce dense utilisable comme diélectrique dans notre prototype. Ensuite, les pièces ont subi un traitement thermique, frittage. Le tableau III.9 présente les dimensions des céramiques après frittage : un retrait important au niveau de la couronne est remarqué pour les pièces pressées avec le poinçon droit.

	Droit (0°)	Conique (30°)
Masses ( <i>g</i> )	24	23,9
Diamètre intérieur ( <i>mm</i> )	23,3	15,9
Diamètre extérieur ( <i>mm</i> )	28,26	27,45
Epaisseur de la couronne ( <i>mm</i> )	5,78	7,96
Epaisseur de la base ( <i>mm</i> )	2	1,9
Masses volumiques ( <i>g.cm<sup>-3</sup></i> )	3,52	3,5

Tableau III.9. Les caractéristiques des pièces du petit format après frittage

La figure III.38 montre les céramiques obtenues avec les poinçons de 34 mm de diamètre. Une déformation d'angle de 20° est remarquée sur la Figure III.38 (b) pour le modèle droit.

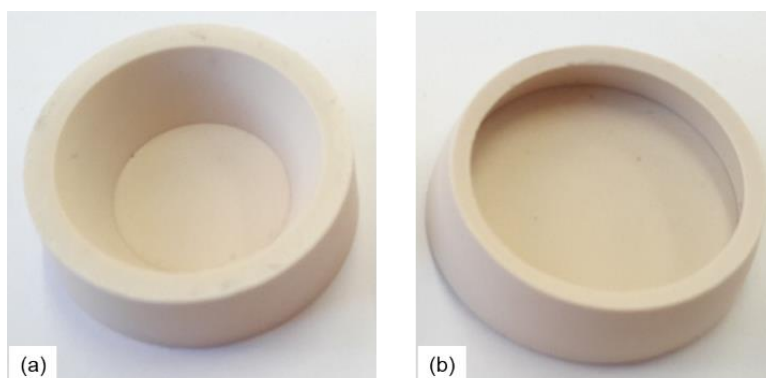


Figure III.38. Céramiques après frittage (diamètre poinçon : 34 mm)

(a) : conique (30°), (b) : droit (0°)

Ces résultats confirment que les pratiques de fabrication sont les bonnes pour fabriquer des pièces utilisables et prêtes pour les tests électriques.

Afin de maîtriser les différentes dimensions de la pièce, en particulier l'épaisseur de la base (1 mm) et pour garantir des surfaces planes, une opération d'usinage est nécessaire. Les dimensions obtenues après usinage sont listées dans le tableau III.10.

	Poinçon 70 mm, Droit (0°)	Poinçon 34 mm, Droit (0°)	Poinçon 34 mm, Conique (30°)
Diamètre intérieur (mm)	50	23,3	15,9
Diamètre extérieur (mm)	56,5	28,26	27,45
Epaisseur totale* (mm)	4,9	5,78	7,96
Epaisseur de la base (mm)	1	1	1

\* épaisseur totale = hauteur de la couronne + épaisseur de la base

Tableau III.10. Dimensions des pièces diélectriques après usinage

#### IV.3.1. Analyses électriques

Les performances électriques mesurées dans cette partie sont mesurées en fonction de la fréquence : la capacité, le facteur de qualité et la tension de claquage. Pour cela, les deux modèles de céramiques sont utilisés comme un diélectrique pour mettre en place les électrodes par doctor blade et les souder avec de la brasure (SnPb), pour les tests RF.

	Poinçon 70 mm, Droit (0°)	Poinçon 34 mm, Conique (30°)	Poinçon 34 mm, Droit (0°)
Capacité (pF)	273	41	72
Facteur de qualité (50 MHz)	349	352	348
Tension de claquage (DC)	20 kV		
Tension de claquage (pulse)	2 kV	2,4 kV	2,3 kV

Tableau III.11. Performances électriques des céramiques du prototype génération II

Pour les mêmes dimensions testées expérimentalement, les résultats sont proches de ceux issus de la simulation et confirment l'importance de la couronne pour augmenter la tension de claquage. Pour la suite de ce travail, le modèle génération II a été optimisé. C'est l'objet du dernier chapitre de cette thèse.

## V. Conclusions

Une couronne solidaire de la base du diélectrique en céramique a été conçue afin d'améliorer la tenue en tension du futur condensateur (limitation de l'ionisation de l'air aux périphéries des électrodes). Le dimensionnement de cette couronne et du diélectrique global a été réalisé à l'aide d'un raisonnement analytique et affiné par simulations numériques. L'intérêt de cette couronne a clairement été démontré numériquement et validé expérimentalement sur des céramiques fabriquées à EXXELIA.

Pour sa réalisation, une sélection de diélectriques a été testée et celui ayant la permittivité la plus stable dans la gamme de fréquence [1Hz, 13 MHz] a été retenu. En outre, les tests de tenue en tension en régime impulsionnel ont été des critères de sélection. Ceci a permis de valider le choix de la céramique pour son intégration à l'environnement des systèmes IRM compte tenu du cahier des charges établi au chapitre précédent. La mise en forme du matériau exige la maîtrise des bonnes pratiques de fabrication d'EXXELIA. Cette étude de fabrication a été basée sur l'observation de la tenue ainsi que la densité via des tests de préparation de poudre et de pressage.

Il nous faut maintenant utiliser cette céramique, partie principale du condensateur, au fonctionnement d'un trimmer. Une étude par simulation numérique permettra dans un premier temps de vérifier l'influence du gap d'air entre le diélectrique et l'électrode mobile (en fonction de son épaisseur) sur la variation de la capacité. Des mesures seront ensuite effectuées sur les prototypes simplifiés puis sur le modèle complet. Les résultats permettront de statuer sur la validité et les limites de ses performances.



**.IV.**

**PROTOTYPAGE**

## I. Introduction

Dans le chapitre précédent, le design de la céramique a été validé numériquement et expérimentalement. Pour la suite de ce travail, le comportement du trimmer à électrode mobile sera évalué dans son environnement RF HT. Comme nous l'avons vu, le condensateur doit satisfaire obligatoirement les deux critères principaux suivants :

- Une fréquence de résonance supérieure à 128 MHz
- Une tenue de tension supérieure à 3 kV en mode impulsionnel

Les deux formes de couronne autour de la céramique, conique et droite, sont retenues. Le comportement du condensateur est d'abord évalué par simulation numérique. Des mesures de capacités sont ensuite effectuées sur la gamme de fréquence [1 kHz, 13 MHz], avec des électrodes déposées avec la technique du doctor blade, puis la mise en place de la structure mécanique adaptée (en fixant le rotor à l'aide d'un axe).

A la fin de cette étude, les performances et les limites de tenue en tension du trimmer développé seront déterminées selon le choix des électrodes, le gap d'air autorisé et le mécanisme de variation de la valeur de capacité.

## II. Optimisation du modèle

On déterminera dans un premier lieu, la relation entre la valeur de la capacité et la rotation du rotor pour fixer une précision dans la variation de celle-ci. Ensuite, on évaluera l'influence de l'épaisseur du gap d'air qui existe entre l'électrode mobile et la céramique sur la capacité totale et la fréquence de résonance. Finalement, cette étude se terminera par le choix du métal des électrodes et leur dimensionnement, ainsi que la conception du reste des pièces pour l'assemblage. Ces dernières seront optimisées pour garantir de meilleures performances, notamment une ESR (résistance équivalente série) faible associée à une fréquence de résonance supérieure à 100 MHz.

En effet, l'évolution de la capacité en fonction du nombre de tours de l'électrode mobile est étudiée afin de fixer la précision du trimmer. Ensuite, l'influence du gap d'air qui est piégé entre l'électrode mobile et la céramique, sur la capacité totale et sur la fréquence de résonance est évaluée. Enfin, les électrodes sont définies, en déterminant la nature du métal et son épaisseur, conduisant aux performances escomptées en termes d'ESR et de fréquence de résonance).



Dans cette partie, plusieurs paramètres seront optimisés en agissant sur les dimensions et les procédures d'assemblage.

## II.1. Variation de la capacité

Afin d'ajuster la valeur de la capacité, une des deux électrodes est mobile et donc indépendante de la céramique, qui est solidaire de la deuxième électrode.

La Figure IV.1 illustre le principe de variation de la capacité d'une valeur maximale (électrodes en regard, cf. Figure IV.1 (a)) à une valeur minimale (électrodes décalées, cf. Figure IV.1(c)), en passant par une valeur intermédiaire (cf. Figure IV.1 (b)).

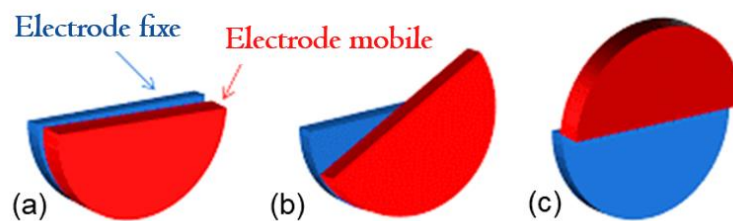


Figure IV.1 Positions des électrodes pour la variation de la capacité  
(a) : Valeur maximale, (b) : Valeur intermédiaire, (c) : Valeur minimale

Dans un premier temps, les électrodes ont été réalisées par dépôt de 40  $\mu\text{m}$  d'encre d'argent (PROVAC AG, RHC 140 20) sur l'une des surfaces de la céramique. Cette épaisseur correspond à plus de cinq fois l'épaisseur de peau pour ce métal à 128 MHz.

### II.1.1. Modèle simplifié : Capacité minimale et capacité maximale

Le modèle simplifié consiste à présenter le condensateur dans sa configuration minimale (cf. Figure IV.1. (c)) et maximale (cf. Figure IV.1. (a)) pour déterminer sa plage de capacité. Le Tableau IV.1 rassemble les valeurs des capacités minimales et maximales estimées par simulation et mesurées pour les deux formes de couronne autour de la céramique à 1MHz. Une bonne adéquation est remarquée entre les valeurs déterminées par mesure expérimentale et par simulation.

	Capacités minimales (pF)		Capacités maximales (pF)	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
Droit	4	4,1	36	35
Conique	3,2	3	24	21

Tableau IV.1 Valeurs des capacités des deux configurations déterminées par simulation et par mesure à 1 MHz

### II.1.2. Principe de variation de la capacité

La valeur de la capacité  $C_i$  doit respecter un pas  $C_p$ , exigé par les concepteurs des IRMs, de l'ordre de  $2pF$  (cf. les exigences de l'environnement IRM).

$$C_i = n. C_p + C_{min} \quad (IV.1)$$

D'après l'équation (VI.1),  $n$  est le nombre de pas, un pas étant la variation élémentaire (donc la plus petite) de la capacité. Sachant que la capacité  $C_i$  dépend de la surface du déplacement,  $n$  est fixé à 18, ce qui correspond à une rotation d'un angle de  $10^\circ$ . En effet, la gamme de capacité (de la valeur minimale à la valeur maximale) est balayée par rotation de l'électrode mobile de  $180^\circ$ . Une étude par simulation numérique permettra dans un premier temps de valider ce pas d'avancement sur les capacités pour les deux modèles de couronne avant la phase de test HF. La Figure IV.2 illustre l'évolution de ces valeurs, obtenues par simulation et expérimentalement.

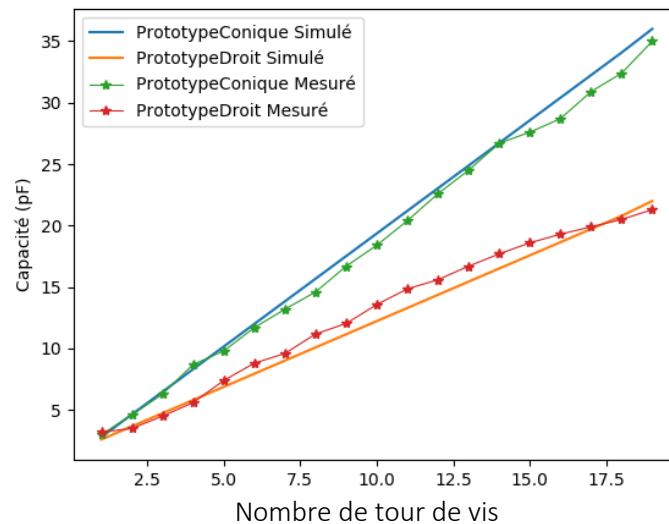


Figure IV.2 Evolution de la capacité pour un déplacement de  $10^\circ$  de l'électrode mobile pour les deux formes de couronne

On considère  $C_{min} = 3 \text{ pF}$  (cf. chapitre III), ce qui implique, d'après l'équation IV.1 que  $C_p = 1,8 \text{ pF}$  et  $1,1 \text{ p}$  respectivement pour les deux modèles de couronne, droit et conique, ( $C_p$  correspond à la pente de cette courbe).

Une vis est envisagée pour permettre la rotation de l'électrode mobile avec un tour de vis correspondant à  $10^\circ$ .

Afin de comparer les résultats expérimentaux avec ceux des trimmers du commerce, la Figure IV.3 représente l'évolution de la capacité entre ses valeurs minimale et maximale à 1 MHz.

Rappelons que le trimmer du fabricant A est en alumine et ceux du fabricant B en PTFE (B1 et B2).

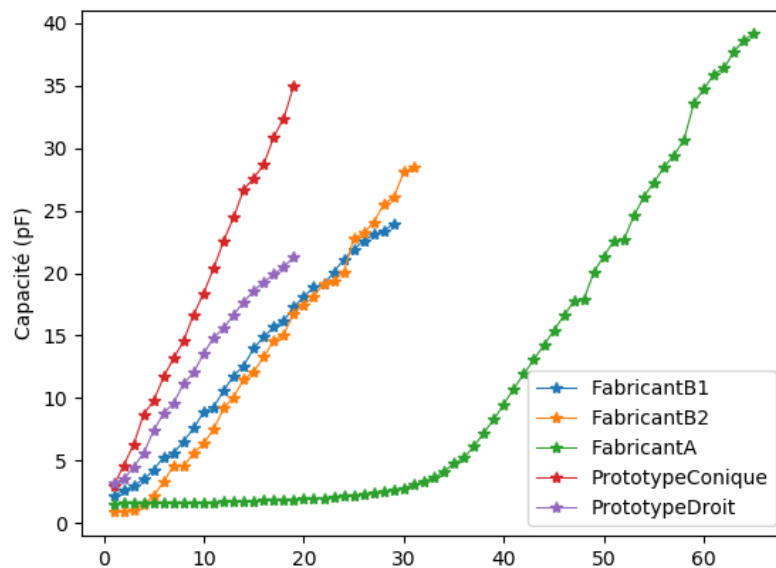


Figure IV.3 Evolution de la capacité pour chaque tour de vis.

Pour le trimmer du Fabricant A, la gamme de capacité disponible est obtenue entre le 40<sup>ème</sup> et le 60<sup>ème</sup> tour de vis. Les quatre autres courbes (Fabricants B et prototypes développés) ont la même allure et une pente similaire. Le cahier des charges en termes de pas est donc respecté. Cette valeur de pas a été en outre, validé par des concepteurs d'IRM tels que Siemens Médical.

### II.1.3. Influence du gap d'air

Le niveau de performance des éléments passifs réactifs, qu'ils soient en régime capacitif, inductif ou en résonance, est habituellement évalué par la fréquence de résonance. Ce critère définit l'évolution des courbes caractéristiques du condensateur. Par exemple, comme nous

l'avons vu dans les chapitres précédents, à partir de la mesure de la capacité par l'intermédiaire de son impédance ( $Z$ ), ou de son admittance ( $Y$ ), cette fréquence se présente sous la forme d'un pic.

- **Emplacement des électrodes**

L'électrode fixe est déposée dans le creuset sous la forme d'un demi-disque, à base d'argent de  $40\text{ }\mu\text{m}$  d'épaisseur, comme l'illustre la Figure IV.4 (a). Cette couche s'accroche facilement à la surface interne de la céramique et épouse sa forme (avec les défauts générés après frittage). La Figure IV.4 (b) présente la céramique avec l'électrode mobile (le rotor).

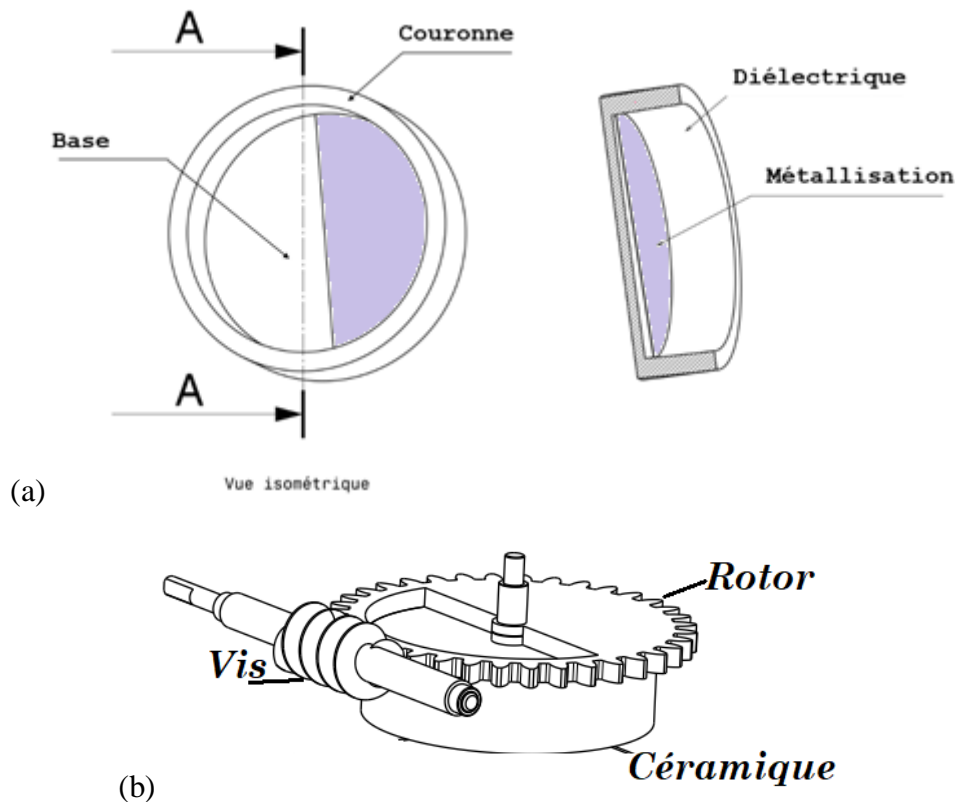


Figure IV.4 Vue de(a) : l'électrode fixe côté métallisation, (b) : l'électrode mobile

Pour des raisons de faisabilité, l'électrode mobile est placée du côté de la base de la céramique (côté plat) pour assurer une stabilité mécanique et électrique lors de sa manipulation. L'objectif est de garantir une bonne planéité et un parallélisme correct nécessaire à la maîtrise de l'épaisseur du gap d'air entre la céramique et l'électrode mobile dont dépend la capacité totale du trimmer.

- **Circuit électrique équivalent**

Dans notre cas, nous utilisons les paramètres admittances ( $Y_{ij}$ ) pour calculer les valeurs de l'inductance  $L$ , de la résistance série  $R$  et de la capacité  $C$ . Pour ce faire, le quadripôle est illustré dans la Figure IV.5 :

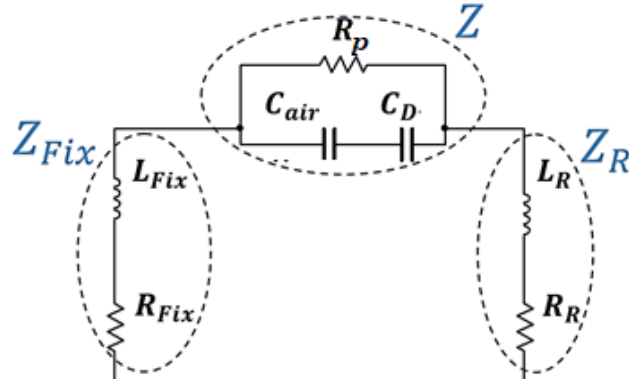


Figure IV.5 Schéma électrique équivalent d'un condensateur ajustable

Sur la branche série de ce modèle,  $C_{air}$ ,  $C_D$  et  $R_p$  représentent respectivement la capacité liée au gap d'air, la capacité de la céramique et sa résistance. Les pertes ohmiques (pertes par effet Joule) dans les conducteurs sont modélisées par les résistances  $R_{Fix}$  et  $R_R$ . En outre, les inductances générées par les électrodes sont représentées par les inductances  $L_{Fix}$  et  $L_R$ .

Pour l'obtention de ce modèle, les valeurs des éléments sont extraites par ajustement de courbes. Cet ajustement se fait entre les valeurs mesurées des admittances  $Y$ ,  $Y_{Fix}$  et  $Y_R$  et les valeurs calculées à l'aide des équations suivantes :

$$Y = \frac{1}{Z} = j\omega \frac{C_{Air} \cdot C_D}{C_{Air} + C_D} + \frac{1}{R_p} \quad (IV.2)$$

$$Y_{Fix} = \frac{1}{Z_{Fix}} = \frac{1}{j\omega L_{Fix} + R_{Fix}} \quad (IV.3)$$

$$Y_R = \frac{1}{Z_R} = \frac{1}{j\omega L_R + R_R} \quad (IV.4)$$

Pour faciliter les calculs, on prend en compte une seule capacité équivalente  $C_{eq}$ , comme le montre la Figure IV.6 :

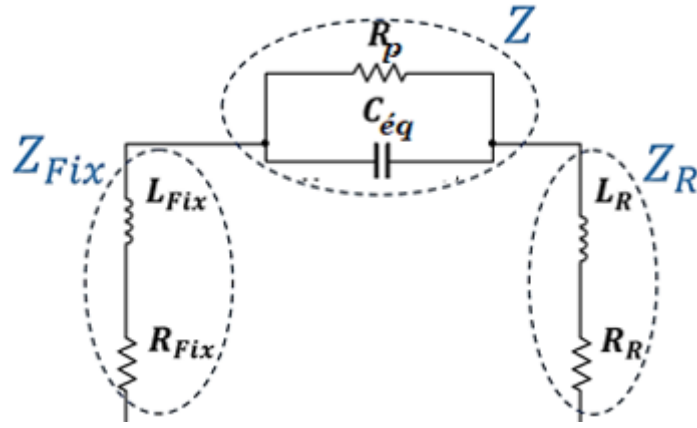


Figure IV.6 Schéma électrique équivalent simplifié du condensateur ajustable

$$C_{eq} = \frac{C_{Air} \cdot C_D}{C_{Air} + C_D} \quad (IV.5)$$

Pour ce modèle, il est alors possible de calculer directement les valeurs des éléments à partir de la matrice d'admittance [Y] déduite de la mesure des paramètres [S] et en utilisant les équations suivantes :

$$C_{eq} = \frac{Im(-Y_{21})}{\omega} \quad (IV.6)$$

$$R_p = \frac{1}{Re(-Y_{21})} \quad (IV.7)$$

$$C_{eq} = \frac{Im(-Y_{21})}{\omega} \quad (IV.8)$$

$$L_{Fix} = \frac{Im\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{11}}\right)}{\omega} \quad (IV.9)$$

$$R_{Fix} = Re\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{11}}\right) \quad (IV.10)$$

$$L_R = \frac{Im\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}\right)}{\omega} \quad (IV.11)$$

$$R_R = Re\left(\frac{1}{Y_{12} + Y_{22}}\right) \quad (IV.12)$$

- **Le gap d'air**

Pour cette étude, l'électrode mobile a été réalisée avec un demi-disque d'Arcap de 2 mm d'épaisseur (pour que l'électrode ne se déforme pas lors du découpage) et l'électrode fixe est une couche de 40  $\mu\text{m}$  de laque d'argent. La connaissance de l'influence de la capacité à base d'air sur la capacité équivalente totale est indispensable. La Figure IV.7 présente la variation de la capacité à base d'air seule (sans considérer la capacité générée dans la céramique B) pour différentes épaisseurs d'air. La Figure IV.8 illustre l'évolution de la capacité équivalente totale  $C_{eq}$  du trimmer en céramique en fonction de l'épaisseur du gap d'air.  $C_{eq}$  est calculée pour la configuration maximale du rotor.

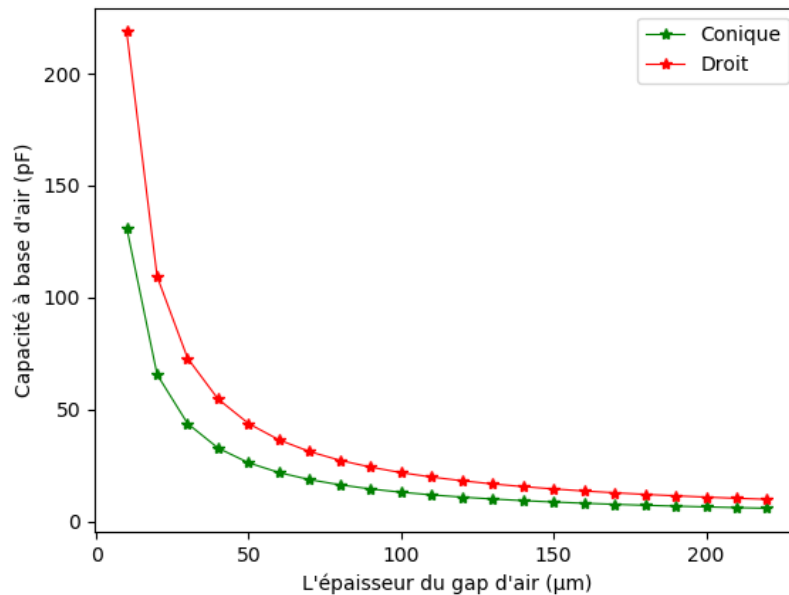


Figure IV.7 Evolution de la capacité à base d'air selon l'épaisseur du gap d'air

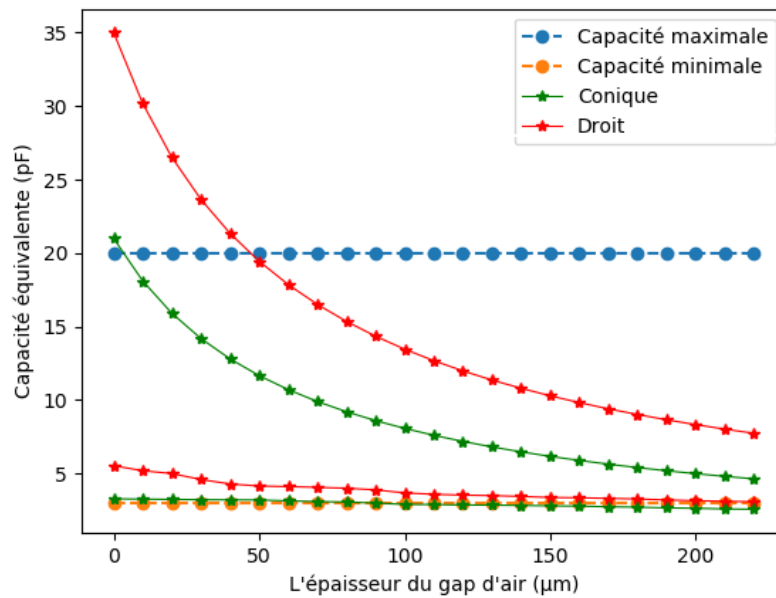


Figure IV.8 Evolution de la capacité équivalente totale du trimmer en céramique en fonction de l'épaisseur du gap d'air

D'après les Figure IV.7 et IV.8, un gap d'air de 40  $\mu\text{m}$  est toléré pour la céramique de forme droite pour que cette configuration réponde au cahier des charges. Quant à la forme conique, elle peut offrir une plage de capacité de 3pF à 15pF et d'une fréquence de résonance de 200 MHz.

De nouvelles simulations ont été réalisées en modifiant la valeur de l'épaisseur du gap d'air entre la céramique et l'électrode à 1 MHz, en conservant les valeurs des paramètres dimensionnels déterminés à l'issue de la fabrication et l'usinage. Cette étude porte sur la dépendance de la fréquence de résonance au gap d'air. Les résultats sont présentés dans la Figure IV.9 pour les deux motifs de couronne en céramique.



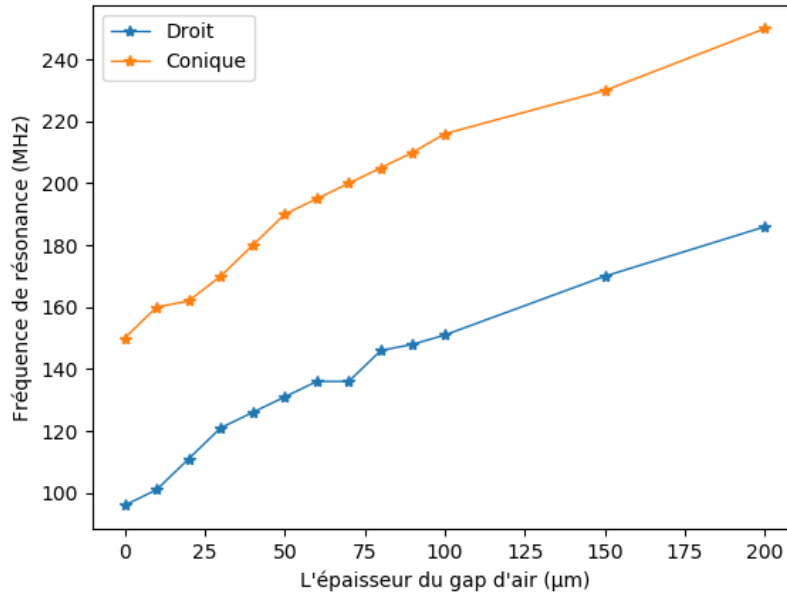


Figure IV.9 Evolution de la fréquence de résonance en fonction du gap d'air

La fréquence de résonance est fortement influencée par le gap d'air entre la céramique et l'électrode mobile. En effet, plus l'épaisseur du gap d'air est importante plus la capacité équivalente  $C_{eq}$  qui est significativement influencée par la capacité  $C_{Air}$  (comme le montre la Figure IV.8) est faible. Par conséquent, la fréquence de résonance  $f_0$  augmente avec l'épaisseur d'air.

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad (IV.13)$$

$L$  : l'inductance équivalente totale générée par le condensateur.

$$f_0 = \sqrt{\frac{C_{Air} + C_D}{L \cdot C_{Air} \cdot C_D}} \quad (IV.14)$$

$$f_0 = \sqrt{\frac{e_{Air}}{L \cdot \epsilon_0 \cdot S} + \frac{1}{L \cdot C_D}} \quad (IV.15)$$

Où  $e_{Air}$  désigne l'épaisseur du gap d'air et  $S$  la surface commune des électrodes en regard.

Les Tableaux IV.2 et IV.3 résument la variation de la fréquence de résonance en fonction du gap d'air. Ces résultats ont été obtenus par simulation HFSS.

	Modèle droit			
Epaisseur du gap d'air ( $\mu\text{m}$ )	0	10	40	100
Fréquence de résonance (MHz)	96	100	131	151

Tableau IV.2 Influence du gap d'air sur la capacité du modèle droit

	Modèle conique			
Epaisseur du gap d'air ( $\mu\text{m}$ )	0	10	40	100
Fréquence de résonance (MHz)	150	160	190	216

Tableau IV.3 Influence du gap d'air sur la capacité du modèle conique

En conclusion, l'épaisseur du gap d'air entre la céramique et l'électrode mobile est déterminante puisqu'elle influe de façon significative sur la valeur de la capacité et la fréquence de résonance. Pour le prototype avec la couronne à bords droits, il est possible de laisser un gap d'air de 40  $\mu\text{m}$  tout en restant dans le cahier des charges. Une capacité maximale de 23 pF (inférieure à 25 pF) et une fréquence de résonance de 131 MHz (supérieure à 128 MHz) sont obtenues. Pour le modèle conique, un gap d'air de 10  $\mu\text{m}$  correspond à une capacité de 18,1 pF et une fréquence de résonance de 160 MHz, ce qui ne permet pas de répondre au cahier des charges.

## II.2. Influence des électrodes

Différents métaux sont d'abord évalués par simulation numérique afin d'identifier les paramètres sensibles influant sur le fonctionnement du condensateur afin de déterminer le matériau et l'épaisseur optimale des électrodes. Une sélection de Laiton, Cuivre et d'Arcap est testée pour les électrodes.

### II.2.1. Influence du métal utilisé

Pour cette étude, nous avons choisi un gap d'air de 40  $\mu\text{m}$  et les mêmes épaisseurs d'électrodes : 2 mm pour l'électrode mobile et 40  $\mu\text{m}$  pour la couche mince. La fréquence de résonance et la capacité maximale sont invariantes quel que soit le métal utilisé (de faible réponse magnétique), d'après les résultats de simulation listés dans le Tableau IV.4.

	Capacité maximale (pF)	Fréquence de résonance (MHz)
Couronne conique	14,7	190
Couronne droite	23	131

Tableau IV.4 Capacité et la fréquence de résonance pour les deux modèles retenus obtenus par simulation

Le changement de métal pour les électrodes n'a pas d'influence sur la fréquence de résonance ni sur l'inductance. En effet, la valeur de cette dernière est déduite de la relation suivante (décrite dans le premier chapitre) :

$$L = \frac{1}{C \cdot f_0^2} \quad (\text{IV.16})$$

Nous obtenons :

- Pour le modèle conique,  $L = 2,02 \mu H$ .
- Pour le modèle droit,  $L = 2,19 \mu H$ .

En revanche, l'ESR varie d'un métal à l'autre en raison des résistivités différentes (cf. Tableau IV.5).

Rotor	Arcap		Cuivre		Laiton	
Résistivité [ $\Omega \cdot m$ ]	$3 \cdot 10^{-7}$		$17 \cdot 10^{-9}$		$71 \cdot 10^{-9}$	
Electrode fixe	Argent*	Cuivre	Argent*	Cuivre	Argent*	Cuivre
ESR (Droit)	6,48	6,54	0,82	0,94	2,62	2,94
ESR (Conique)	6,27	6,32	0,63	0,74	2,34	2,42

\* la résistivité de l'argent est égale à  $16 \cdot 10^{-9}$

Tableau IV.5 ESR selon les métaux utilisés pour les électrodes (exprimée en Ohms) à 130 MHz

Pour le prototype conique, l'ESR a été observée, par simulation, près de sa fréquence de résonance à 200 MHz, présentées dans le Tableau IV.6.

Rotor	Arcap	Arcap	Cuivre	Cuivre	Laiton	Laiton
Electrode fixe	Argent	Cuivre	Argent	Cuivre	Argent	Cuivre
ESR (Conique)	6,07	6,12	0,54	0,63	2,14	2,22

Tableau IV.6 ESR selon les métaux utilisés pour les électrodes générées pour la céramique conique (exprimée en Ohms) à 200 MHz

La valeur de l'ESR diminue sensiblement entre 130 et 200 MHz. Maintenant, que nous avons déterminé l'influence de la nature des électrodes sur les performances du condensateur, l'étape suivante consiste à encore les optimiser en agissant sur les dimensions des électrodes, en particulier l'épaisseur. Puisque les pertes ohmiques des différentes couches de métallisation (argent ou cuivre) sont comparables, nous avons choisi de poursuivre l'étude avec le cuivre. Une épaisseur de 40  $\mu\text{m}$  sera considérée.

### II.2.2. Influence de l'épaisseur des électrodes

Afin de comprendre l'influence des électrodes sur les valeurs de fréquence de résonance et d'ESR, de nouvelles simulations sont effectuées. Dans ces simulations, les dimensions de la céramique et de l'électrode fixe sont conservées, seule l'épaisseur de l'électrode mobile (en Laiton, en Cuivre et en Arcap) est modifiée dans un intervalle de [0,5  $\mu\text{m}$  ; 1 mm ; 1,5 mm et 2 mm].

Les résultats de ces simulations sont présentés dans les figures IV.10 (variation de l'ESR à la résonance en fonction de l'épaisseur de l'électrode mobile) et IV.11 (variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de l'électrode mobile).

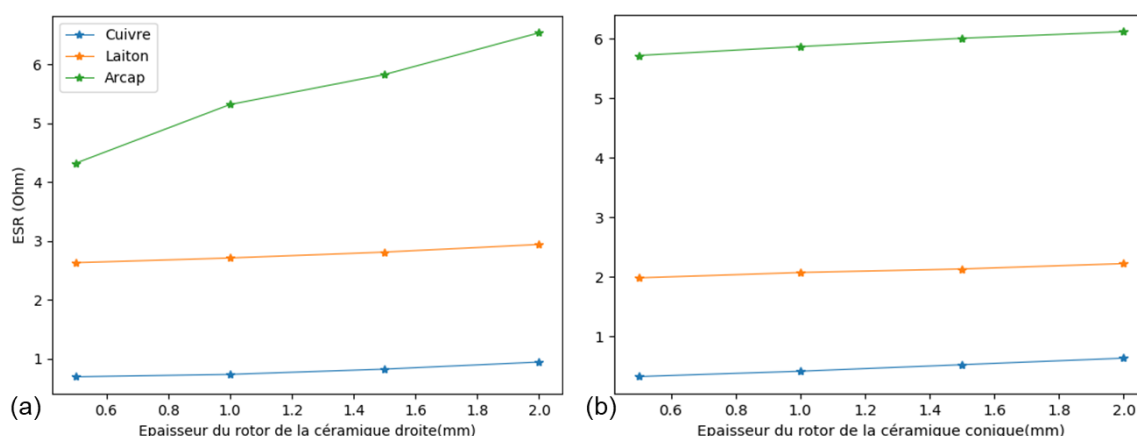


Figure IV.10 Variation de l'ESR à la résonance en fonction de l'épaisseur de l'électrode mobile (a) : couronne droite, 130 MHz, (b) : couronne conique, 190 MHz

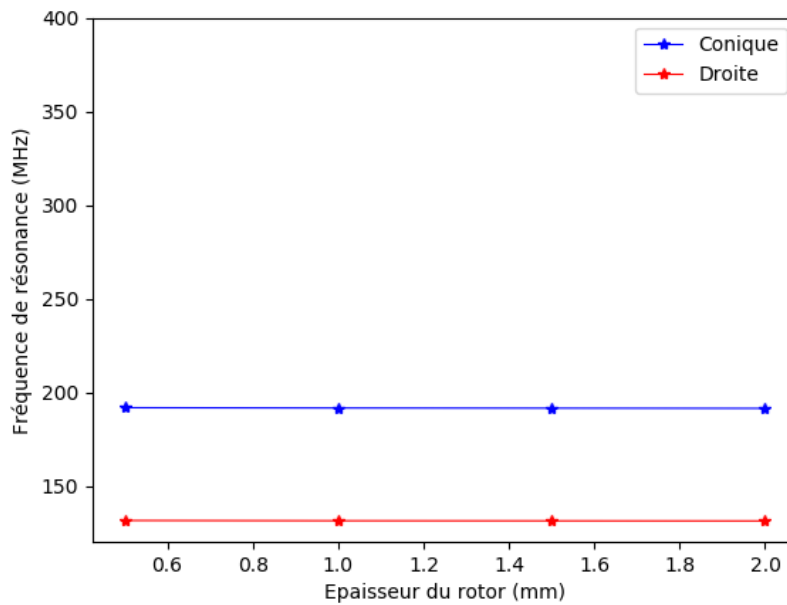


Figure IV.11 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de l'électrode mobile

L'ESR augmente de la même façon avec l'épaisseur de l'électrode pour les deux modèles de couronne. Ces pertes peuvent être en partie expliquées par la manifestation de l'effet de peau. En effet, ce phénomène provoque la décroissance de la densité de courant en s'éloignant de la périphérie du conducteur, ce qui conduit à une augmentation de la résistance du conducteur.

En revanche, la fréquence de résonance et l'inductance restent invariantes quelles que soient l'épaisseur et la nature du métal utilisé (Arcap, Cuivre et Laiton).

### II.3. Simulations HT RF

De nouvelles simulations sont réalisées sur le prototype optimisé pour visualiser les gradients électriques et déterminer la tension de claquage. L'ensemble des valeurs de dimensions utilisées dans les programmes de simulation sont rappelées dans le Tableau IV.7.

		Couronne droite	Couronne conique
Dimensions de la céramique	Diamètre intérieur	23,3	15,9
	Diamètre extérieur	28,26	27,45
	Epaisseur totale	5,78	7,96

	Epaisseur de la base	1	
Dimensions des électrodes (mm)	Electrode mobile		
	Diamètre du demi-disque	30	
	Epaisseur	2	
	Electrode fixe		
	Diamètre du demi-disque	23,3	15,9
	Epaisseur	0,05	
Gap d'air		0,05	

Tableau IV.7 Données utilisées dans les simulations

Les Figures IV.12 et IV.13 présentent la distribution des champs électriques dans les deux modèles de céramiques (couronnes droite et conique) et pour les deux configurations de capacité (minimale et maximale).

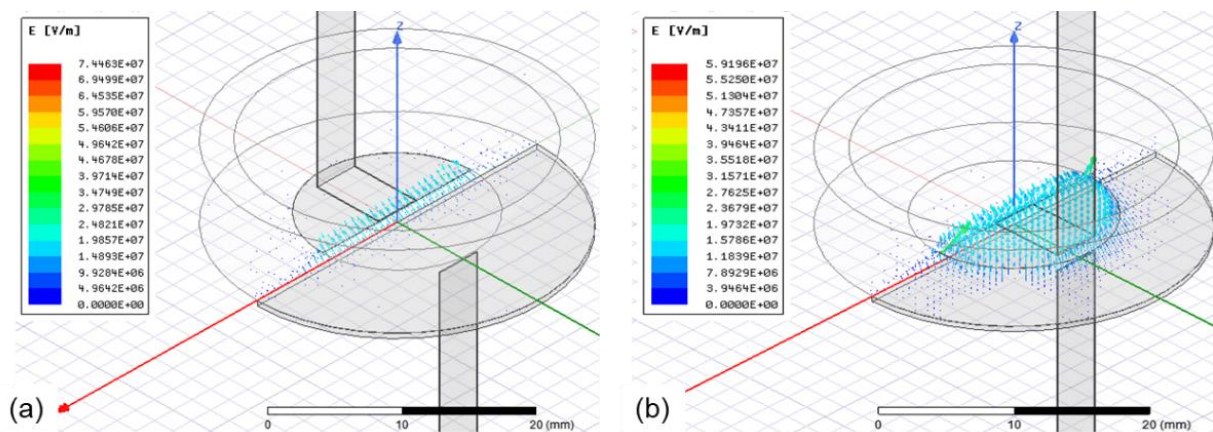


Figure IV.12 Modélisation 3D de la céramique : couronne conique

a) : position minimale, (b) : position maximale

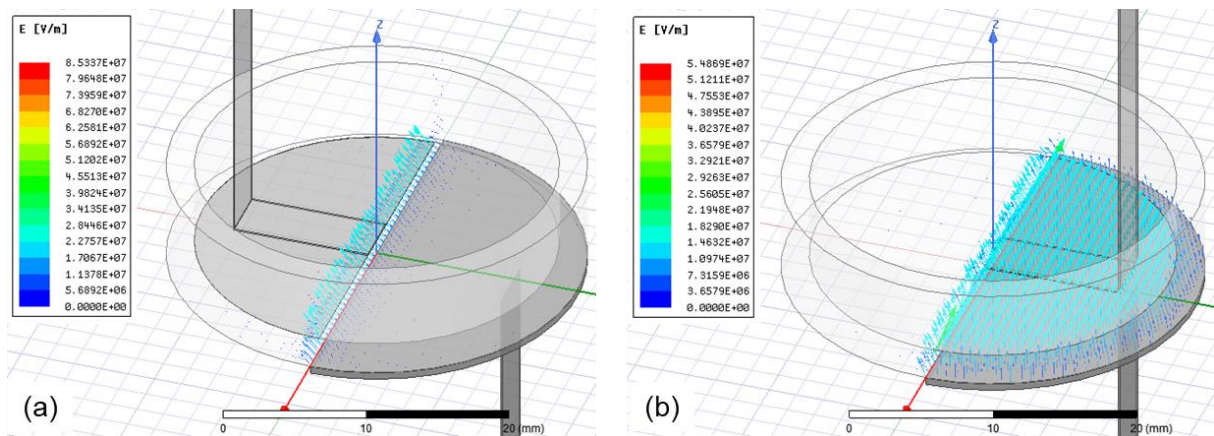


Figure IV.13 Modélisation 3D de la céramique : couronne droite

(a) : position minimale, (b) : position maximale

D'après les simulations, la distribution des champs électriques est homogène entre les armatures dans la céramique. En configuration de capacité maximale, l'intensité des champs électriques est plus faible que dans la configuration de capacité minimale. La tension de claquage est la même quelle que soit la forme de la couronne et est égale à 47 kV. En configuration minimale, des champs électriques plus intenses sont créés dans l'air à l'interface des électrodes selon le diamètre de la céramique comme nous pouvons le voir sur la Figure IV.14.

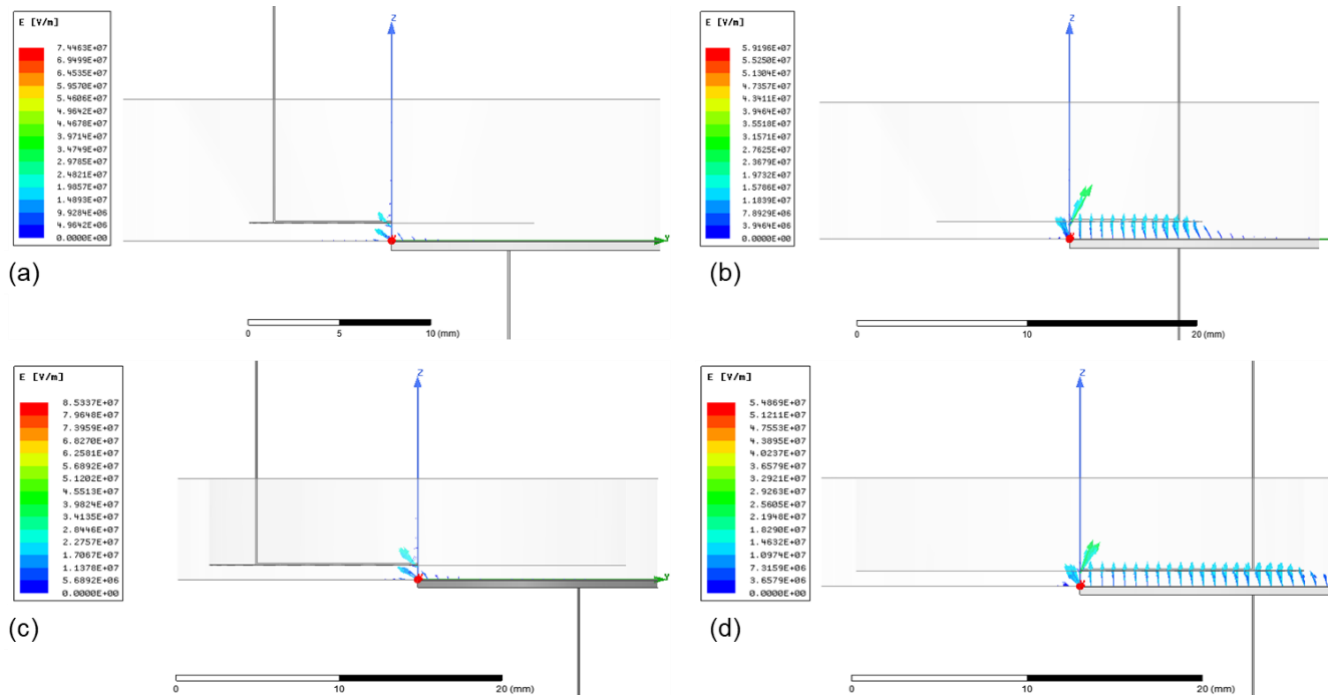


Figure IV.14 Modélisation 2D de la céramique  
 couronne conique : (a) : position minimale, (b) : position maximale  
 couronne droite : (c) : position minimale, (d) : position maximale

En configuration maximale, les modélisations en 2D illustrent l'amortissement des champs électriques au niveau de la couronne. Cependant, au niveau du diamètre du demi-disque, la valeur des champs électriques dans l'air peuvent évoquer un claquage précoce. Nous cherchons dans un premier temps à vérifier expérimentalement les résultats obtenus par simulation numérique.

## II.4. Validation expérimentale

### II.4.1. Fabrication des prototypes

Après avoir usiné le diélectrique pour obtenir l'épaisseur souhaitée, l'électrode fixe est réalisée à l'aide d'un emporte-pièce et d'un ruban de cuivre (on a choisi les rubans en cuivre pour les tests parce qu'il est moins cher que l'argent, plus facile et rapide à l'application), présentés Figure IV.15 (a).



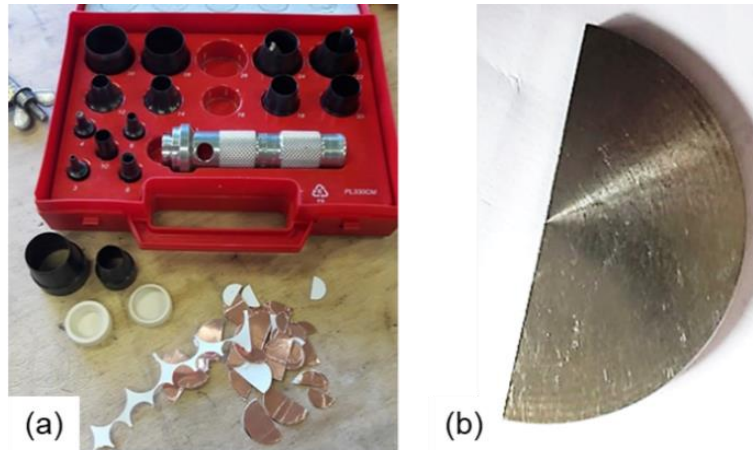


Figure IV.15 Réalisation des électrodes

(a) : fixes, (b) : mobiles

Comme l'indique la Figure IV.15 (b), l'électrode mobile est en demi-disque en Arcap de 2 mm d'épaisseur. Cette épaisseur empêche toute déformation mécanique pendant l'usinage et la mise en forme de la pièce.

Des rubans en argent de 7 mm de largeur et de 100  $\mu\text{m}$  d'épaisseur ont été utilisés pour les connexions. Ensuite, les différentes pièces ont été assemblées avec une colle époxy conductrice (H20e) contenant des charges inorganiques et métalliques à base d'argent (Figure IV.16).



Figure IV.16 Préparation avant assemblage

L'utilisation du collage pour assembler les électrodes au diélectrique offre ainsi quelques avantages par rapport aux procédés de soudage conventionnels. La colle utilisée, de texture pâteuse, est facile à déposer offrant une précision dans l'application avec une seringue, ce qui garantit un dépôt homogène (sans bulles d'air). En effet, le collage offre la possibilité de créer

un contact sur les céramiques sensibles aux chocs thermiques et ne nécessitant pas une préparation à l'avance (un traitement de surface ou l'échauffement de la pièce). En outre, le collage permet d'éviter les problèmes du soudage (montée brusque en température jusqu'à 190° C générant des microfissurations) et de diminuer ainsi les étapes de fabrication. Elle permet également une bonne conduction électrique bien répartie. Enfin, après une polymérisation à 100° C pendant 90 minutes, ce type de contact a une bonne résistance mécanique aux vibrations (elle supporte une charge supérieure à 5 kg) et à très haute température (jusqu'à 200° C) [H20e].

#### II.4.2. Mesures électriques

Les mesures de capacité et de tension de claquage sont effectuées à l'aide du montage présenté au chapitre II (paragraphe II.5). A 1 MHz, les capacités mesurées sont égales à 26,9 pF et 15,4pF et les facteurs de dissipation sont de 0,01%, respectivement, pour les modèles droit et conique. Pour un gap d'air de 40  $\mu\text{m}$ , le facteur de qualité est égal à 500 à 60 MHz. Le modèle de couronne conique est plus rigide (2,6 kV de tension de claquage) que le modèle de couronne droite (2,45 kV) lors des tests de claquage HT et RF. La Figure IV.17 illustre la marque de claquage sur la céramique.

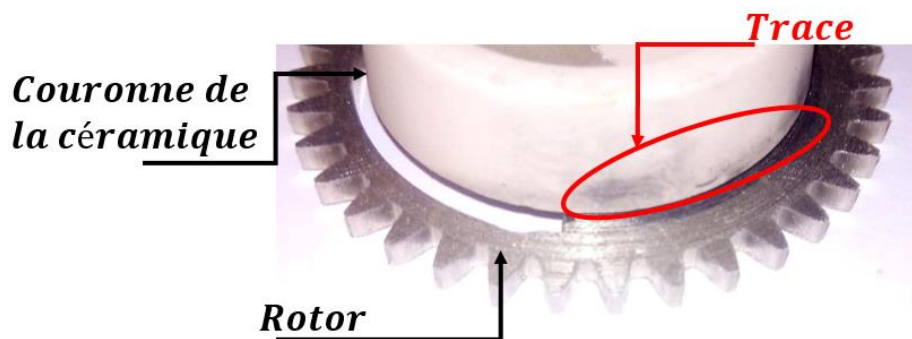


Figure IV.17 Marque de claquage au niveau de la céramique

Le claquage se produit toujours à l'extérieur de la pièce (dans l'air), ce qui traduit que la céramique peut supporter encore des tensions de claquage plus importantes. Il faut trouver les bonnes techniques pour limiter ce phénomène précoce et améliorer cette tension.

## II.5. Développement du boîtier associé

Trois parties distinctes sont nécessaires : la partie fixe constituée du diélectrique en céramique sur lequel l'électrode fixe est déposée, la partie mobile qui comprend l'électrode mobile solidaire du système mécanique qui assure sa mobilité et enfin un boîtier qui protège le tout. Certaines de ces parties ont été optimisées dans les chapitres précédents, afin de garantir une capacité principale générée dans une céramique élue pour ses propriétés stables en fréquence et une faible capacité parasite due à l'air.

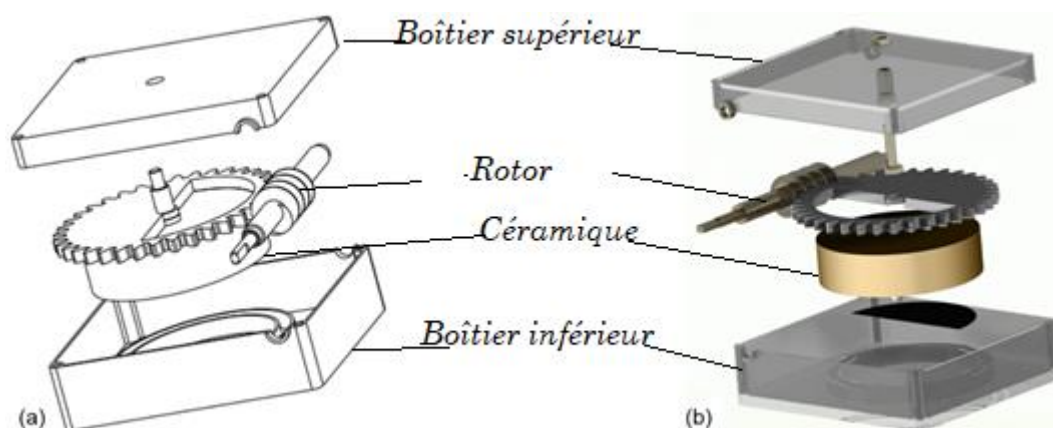


Figure IV.18 Vue éclatée du prototype proposé

(a) dessin en sketch, (b) : 3D plein

Afin de déplacer l'électrode mobile pour ajuster la valeur de la capacité, les bords de l'électrode mobile sont dentés et en contact avec une vis sans fin comme le représente la Figure IV.18.

### II.5.1. Roue dentée et vis sans fin : système de variation de la capacité

Comme le montrent les Figures IV.19 (a) et (b), l'électrode mobile a un design spécifique qui respecte la configuration de l'électrode optimisée précédemment. Différentes positions d'électrodes sont représentées Figure IV.20.

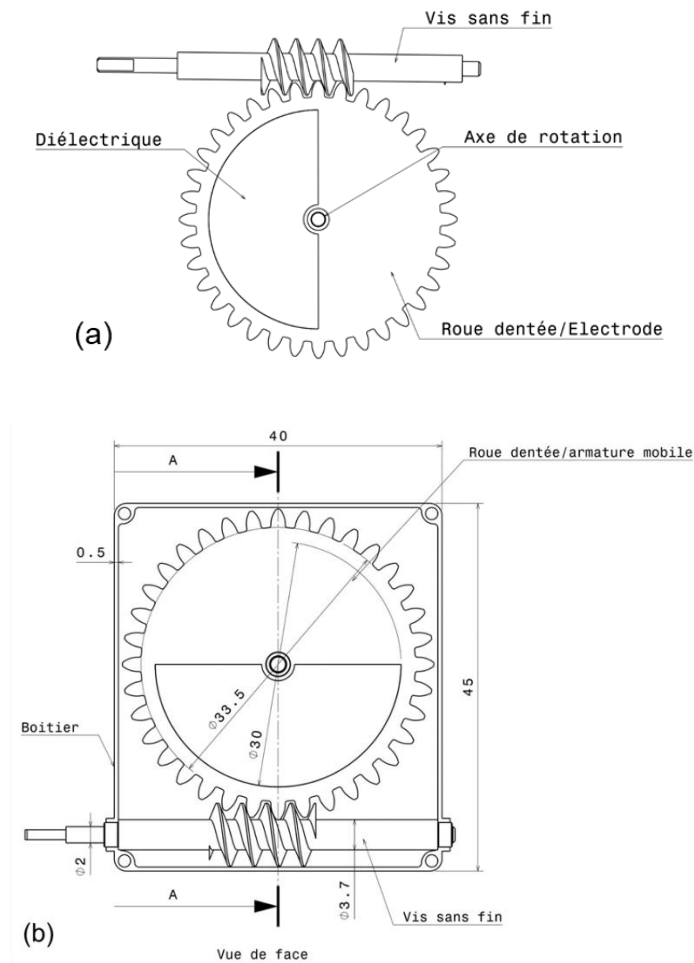


Figure IV.19 Vue de l'électrode mobile dentée permettant la variation de la capacité

(a): Système d'ajustement seul, (b) : dans son boitier

En respectant un angle d'hélice minimal qui ne doit pas dépasser  $10^\circ$ , comme établi précédemment, la roue ne peut pas entraîner la vis, ce qui permet d'éviter l'intégration d'un système de freinage en plus. Par conséquent, ce système est composé seulement de deux pièces, ce qui le rend moins encombrant et complexe, réduisant ainsi son coût de revient.

Le nombre de tour de vis doit mener au pas établi précédemment soit 1 tour de vis pour une rotation de l'électrode mobile de  $10^\circ$ . Autrement dit, pour faire varier la capacité de sa valeur minimale à sa valeur maximale, il faut 18 tours de vis, comme le montre la Figure IV.20. Comptes tenus des dimensions de l'électrode mobile, 36 dents sont donc nécessaires sur son périmètre.

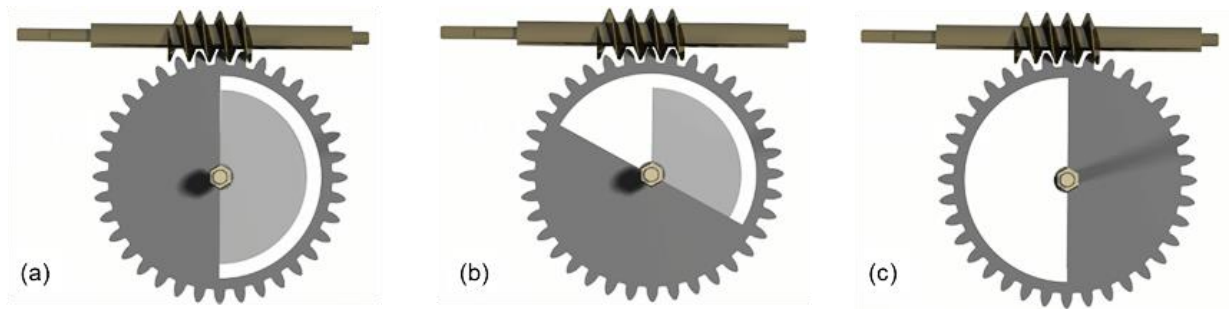


Figure IV.20 Positions des électrodes pour la variation de la capacité du prototype  
 (a) : position de capacité minimale, (b) : position de capacité intermédiaire, (c) : position de capacité maximale

Le système d'ajustement de la capacité à base d'une roue dentée offre une durée de vie supérieure à 10 cycles de rotation exigée par le cahier des charges (cf. données des bureau d'étude mécanique).

### II.5.2. Boîtier de protection

Afin de protéger le condensateur, un boîtier parallélépipédique (45 x 40 x 15) a été dimensionné. Il est composé de deux parties, illustrées Figure IV.21 (a) et (b). La partie inférieure contient deux anneaux (cf. Figure IV.21 (a)) permettant de fixer la couronne de la partie fixe du condensateur. L'électrode mobile sera alors positionnée au-dessus et tenue par un axe. Sur les côtés du boîtier, des trous sont prévus pour recevoir la vis et assurer la rotation de la roue.



valeur de la capacité minimale augmente de 3 pF à 4,5 pF (en raison de l'augmentation de la surface de l'électrode).

Les propriétés diélectriques du boîtier en époxy FR4 interviennent maintenant. Leurs influences sur la tension de claquage et sur la fréquence de résonance, sont prises en compte, dans les programmes de simulation, et illustrées sur les Figures IV.23 et IV.24.

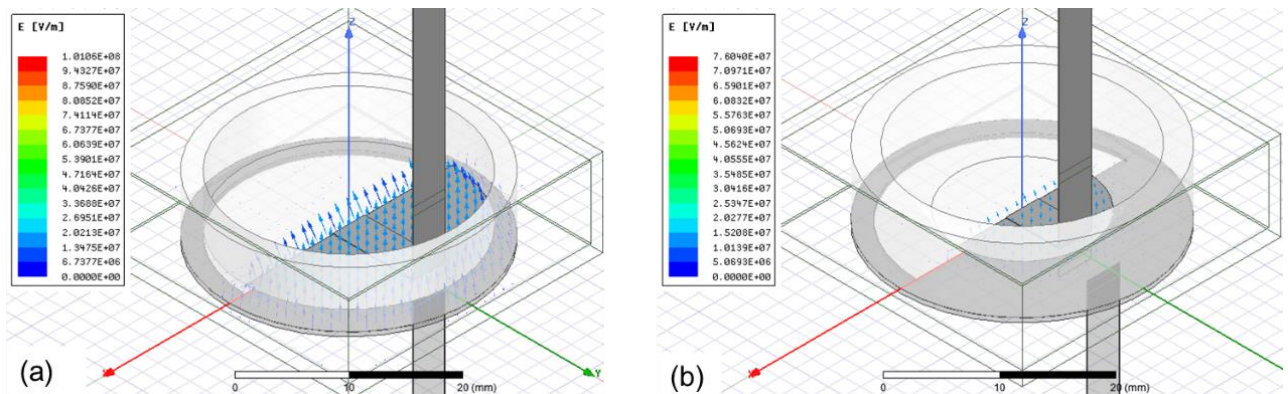
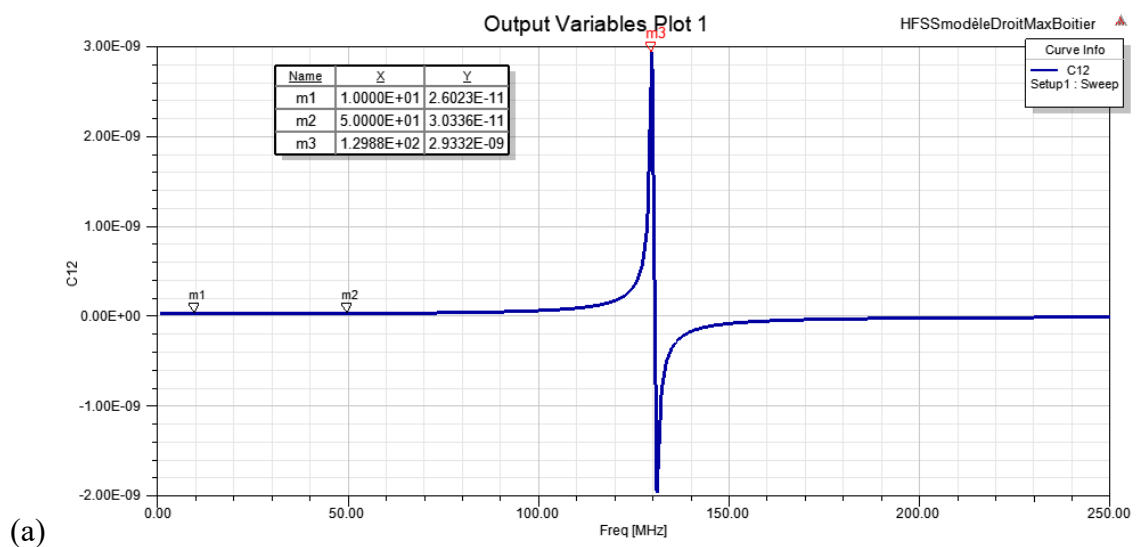


Figure IV.23 Distribution du champ électrique dans le prototype final en configuration de capacité maximale

(a) : couronne droite, (b) : couronne conique





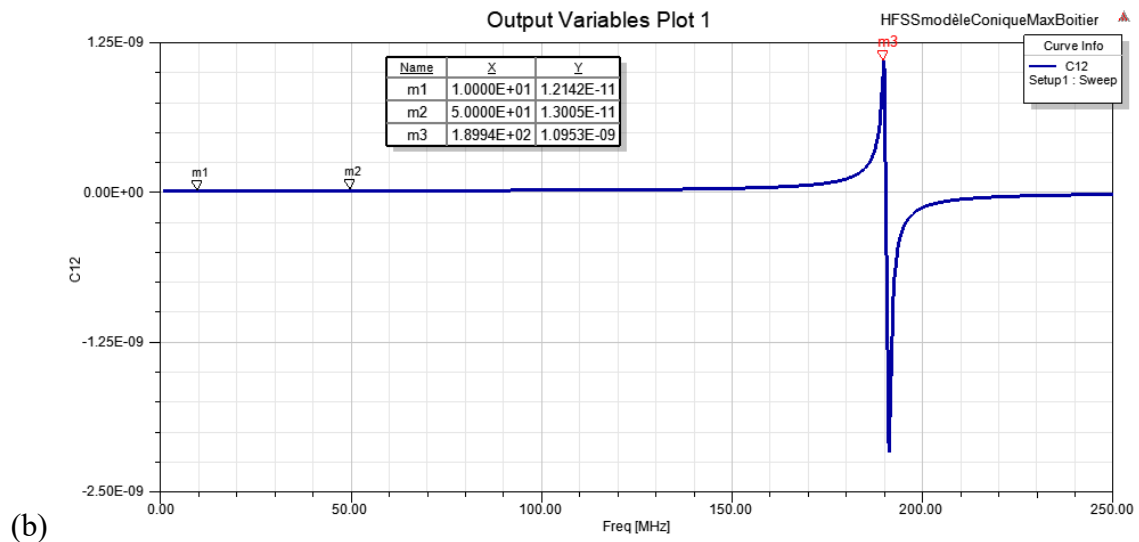


Figure IV.24 Variation de la capacité en fonction de la fréquence du prototype final en configuration de capacité maximale (a) : couronne droite, (b) : couronne conique

D'après les simulations, la présence du boîtier permet d'améliorer la tenue en tension du condensateur qui est égale à 5,6 kV et 5,4 kV pour les deux modèles de couronne avec une légère augmentation des valeurs de capacité minimale et maximale :  $C_{min} = 3 \text{ pF}$  et 4,5 pF et  $C_{Max} = 27,4 \text{ pF}$  et 15 pF, respectivement pour le modèle droit et conique. La fréquence de résonance baisse légèrement de 4 MHz quel que soit le modèle. Les performances du condensateur ne sont donc que faiblement impactées par le boîtier.

### II.5.5. Validation expérimentale des performances

Une maquette 3D a été réalisée à taille réelle, afin de valider le fonctionnement et les performances du prototype développé. Cette maquette est présentée dans Figure IV.25.

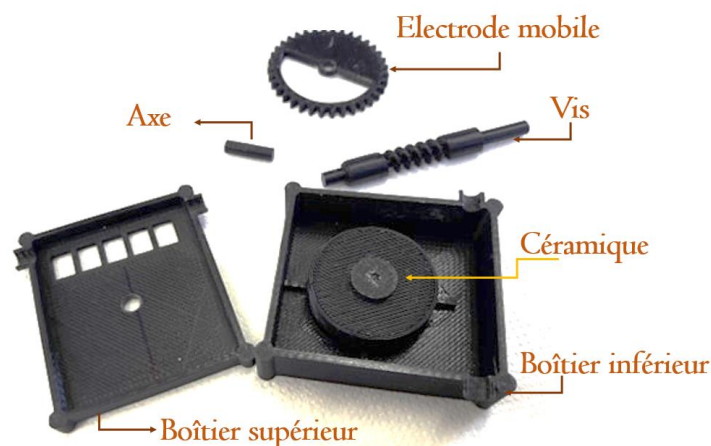


Figure IV.25 Maquette 3D du prototype complet



Par rapport aux trimmers du commerce, notre prototype compte moins de pièces à assembler, ce qui implique une réduction du temps de fabrication et donc de coût ainsi qu'une diminution du nombre de défaillances possibles. A noter que l'étude du coût de fabrication n'a pas été traitée durant cette thèse.

Afin d'assembler le tout, un axe central est nécessaire (Figure IV.26 (b)). Cet axe en laiton qui mesure 5 mm de longueur et 3 mm de diamètre est fixé au centre de la céramique afin de tenir l'électrode mobile (Figure IV.26 (c)) et assurer sa rotation, comme le montre la Figure IV.26.



Figure IV.26 Eléments des trimmers complets avant assemblage

(a) : diélectriques, (b) : axes, (c) : électrode mobile

En présence du boîtier, les mesures montrent que la capacité conserve les mêmes valeurs, le facteur de qualité est égal à 498 à 60 MHz et l'amorçage apparaît pour une impulsion égale à 2,7 kV pour le modèle droit et 2,85 kV pour le modèle conique. Sur les condensateurs testés, le

claquage a toujours lieu au-dessous du ruban collé sur l'électrode fixe. La Figure IV.27 illustre la marque du claquage sur la céramique.

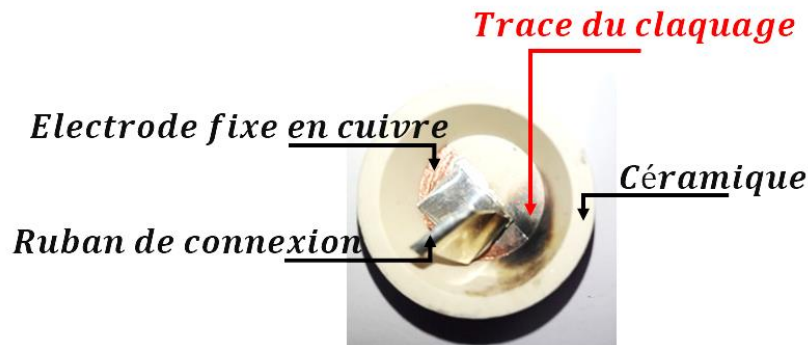


Figure IV.27 Traces du claquage sur la céramique

Deux raisons peuvent expliquer ce phénomène :

- Il est probable que la tension de claquage ait été dépassée puisque nous n'avons pas pu soutenir la tension de 2,7 kV. Il est difficile de déterminer la valeur de la rigidité diélectrique de la céramique frittée faute de moyens disponibles.
- Il est également possible que de l'air soit présent entre le ruban et l'électrode, générant un fort champ électrique local conduisant à un claquage prématuré (en rouge sur la Figure IV.28).

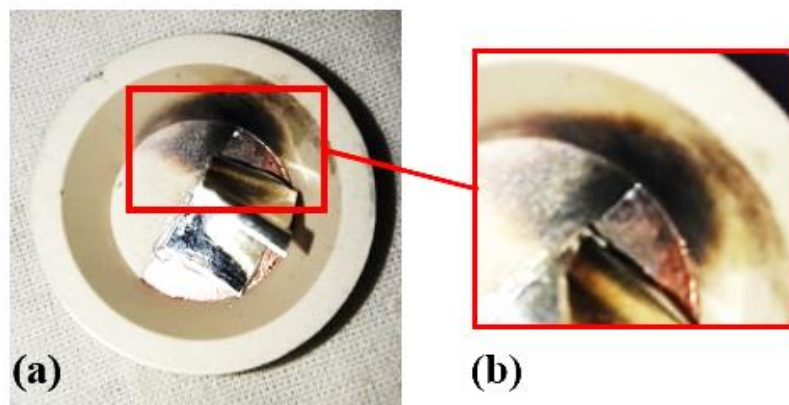


Figure IV.28 : Observation du claquage sur la céramique

(a) : vue d'ensemble, (b) : zoom sur la zone affectée

Comme le montre la Figure IV.28 (b), une trace de carbone marque le claquage au niveau de la couronne, ce qui renforce la deuxième hypothèse.

Pour empêcher toute accumulation de charges au niveau de l'électrode fixe et de ses connexions, un vernis isolant est versé dans le creuset de céramique. Ce vernis est préparé à partir de 22,2 g de vernis Stycat (2850FTJ BLACK) et de 3 g de catalyseur Emerson & Cuming 24 LV qui est un agent durcissant. Les pièces obtenues après 2h à 90°C, sont présentées Figure IV.29 [Henkel].

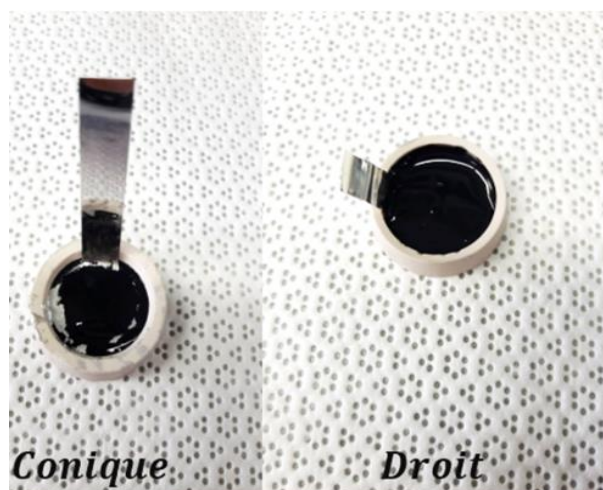


Figure IV.29 Céramique après ajout du vernis (en noir)

Ce vernis va donc remplacer l'air ambiant et potentiellement modifier le diélectrique effectif « vu » par le condensateur. Les propriétés du vernis sont listées dans le Tableau IV.8.

Module de compression ( $MPa$ )	25
Coefficient d'expansion thermique ( $^{\circ}C^{-1}$ )	$40.10^{-6}$
Conductivité thermique ( $Wm^{-1}^{\circ}C^{-1}$ )	0,167
Permittivité relative	3,9
Facteur de dissipation	0,02
Rigidité diélectrique ( $kV/mm$ )	14,8
Résistivité diélectrique ( $\Omega m$ )	$10^{10}$
Température d'utilisation ( $^{\circ}C$ )	De $-75$ à $200$

Tableau IV.7 Propriétés physiques du vernis Stycat après séchage

La couche de vernis ajoutée mesure 0,5 mm d'épaisseur et épouse la forme du creuset. Des mesures et des simulations ont été effectuées à 1 MHz en présence du vernis. Les résultats sont répertoriés dans les Tableaux IV.8 et IV.9.

	Capacité (pF)		Fréquence de résonance (MHz)	Tension de claquage (kV) en DC
	Min	Max		
Modèle droit	4,4	26,6	127	56,06
Modèle conique	4,1	14,5	186	56,9

Tableau IV.8 Performances des deux modèles (Simulations)

	Capacité (pF)		Facteur de qualité	Fréquence correspondante (MHz)	Tension de claquage (kV) en impulsionnel
	Min	Max			
Modèle droit	4,3	26,2	498	60	3,1
Modèle conique	4,2	14,2	496	60	3,2

Tableau IV.9 Performances des deux modèles (mesures)

D'après les simulations numériques et les tests RF, la couche de Stycat a peu d'impact sur les valeurs de capacités. La fréquence de résonance n'a pas changé, ce qui confirme que le Stycat est une résine époxy inerte pour cette application. Cependant, la tension de claquage est améliorée et dépasse 3 kV pour les deux modèles, ce qui confirme l'hypothèse proposée pour expliquer le claquage. Lors de ce test de rigidité, l'amorçage a eu lieu au niveau de l'axe collé sur la base du diélectrique. Cela peut être expliqué par l'accumulation des charges électriques, et donc de la création d'un fort champ électrique au niveau des zones pointues de cet axe conducteur en laiton (effet de pointe). Une trace de carbonisation est présentée sur la Figure IV.30. Ce phénomène s'est reproduit de la même façon dans les deux modèles et pour les cinq échantillons testés. Ce point a été confirmé par des simulations numériques.

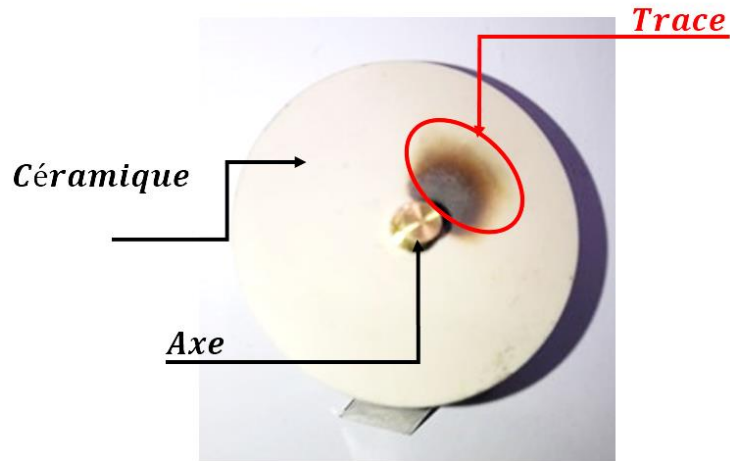


Figure IV.30 Trace du claquage sur la céramique au niveau de l'axe central

La Figure IV.31 représente ce phénomène qui est simulé dans les mêmes conditions que celles du test (couche d'époxy, boîtier, ...). De forts champs électriques (en rouge) apparaissent dans la zone du claquage observée lors des tests.

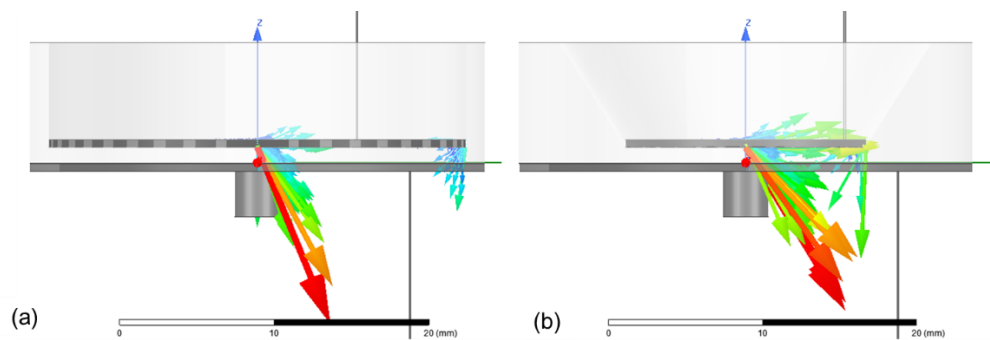


Figure IV.31 Allure des lignes du champ électrique en présence de l'axe central pour les deux modèles de couronne : (a) : Droit, (b) : Conique

Les derniers résultats expérimentaux et numériques révèlent une ionisation de l'air au niveau des électrodes et des connexions (axe et rubans), probablement causées par une accumulation des charges électriques au niveau des surfaces.

Avec une rigidité diélectrique plus importante que l'air, les couvercles du boîtier et la couche de vernis diminuent l'intensité des champs électriques et donc diminuent les risques de claquage et surtout le champ disruptif dans le vernis est plus important que celui de l'air. La tenue en tension est ainsi considérablement améliorée.

### III. Performances du prototype

La céramique utilisée dans notre prototype est le même diélectrique que celui présent dans les condensateurs implantés sur la bobine RF des IRM pour la résonance. Ce choix est apprécié par les demandeurs de nouvelles générations des trimmers. De plus, l'utilisation des mêmes matériaux pour les différents composants d'un dispositif RF permettra l'homogénéisation des résonances dans le système permettant d'éviter les ondes réfléchies (la destruction du système).

A l'issue des différents essais, les deux modèles de céramique proposés répondent aux contraintes exigées par le cahier des charges, en couvrant la gamme de capacité, avec deux composants dont les performances sont encourageantes car meilleures que celles des trimmers du commerce. Aussi, le système mécanique a été conçu en fonction du nombre de tours et on remarque **que la courbe du prototype** a la même pente (allure) que les courbes des trimmers commercialisés (Fabricant A et les deux Fabricants B) et respecte la précision du pas d'avancement qui est égale à 2pF.

Le prototype développé présente en outre les avantages suivants :

- un meilleur facteur de qualité pour des fréquences supérieures à 25 MHz (498 à 60 MHz), par rapport aux condensateurs ajustables commercialisés (238 à 25 MHz),
- une meilleure tenue en tension, en régime impulsionnel,
- plus de facilité à l'ajustement, comme présentée dans la Figure IV.3, la variation effective de la capacité intervenant dès le premier tour,
- moins de capacités parasites générées dans le composant final (cf. Figure IV.32),
- un encombrement plus faible, notamment en épaisseur (<20mm), comme le montre la Figure IV.33. En effet, les dimensions de ce prototype font 40x45x15mm.

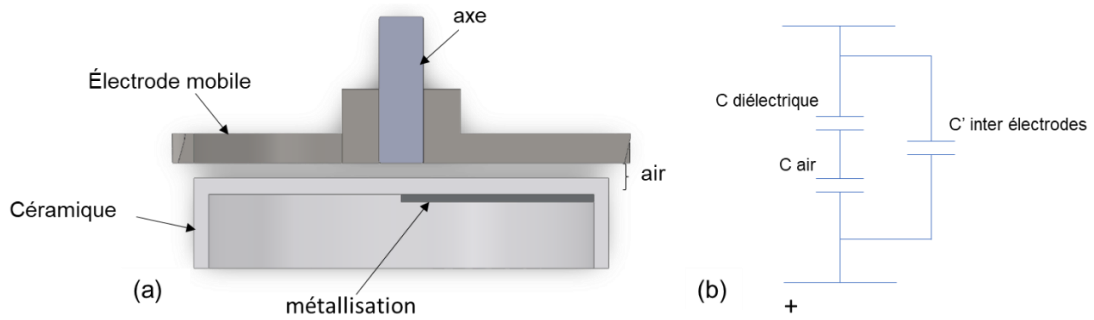


Figure IV.32 Prototype du condensateur  
(a) : vue en coupe, (b) : schéma équivalent

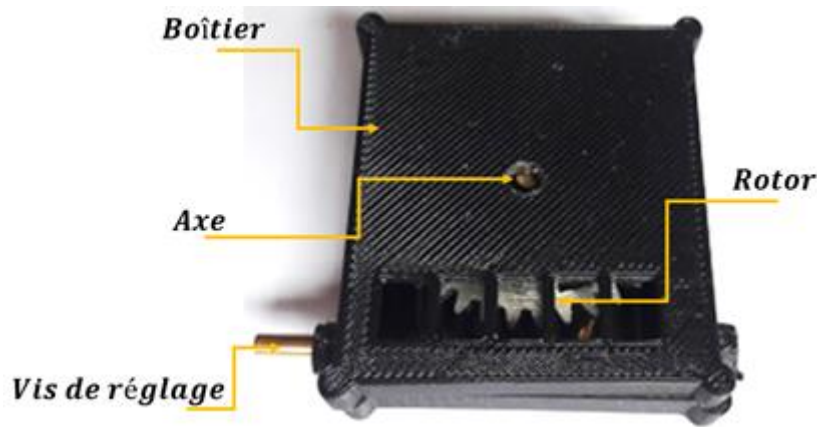


Figure IV.33 Prototype imprimé 3D dans ses dimensions réelles

## IV. Conclusion

Grâce à une construction monobloc en céramique, le prototype est capable de tenir une tension élevée de 3,5 kV et d'avoir une fréquence de résonance supérieure à 40MHz, valeurs trouvées par simulations numériques pour les composants analysés en chapitre II. Dans sa configuration simplifiée, ce trimmer offre la gamme de capacité souhaitée avec un pas d'avancement qui respecte la précision exigée. Dans sa configuration complète, la fréquence de résonance est encore améliorée avec le gap d'air inclus pour dépasser largement les 100MHz et atteindre les 130MHz tout en préservant une valeur de capacité supérieure à 20pF. La valeur de l'épaisseur de ce gap a été définie analytiquement, vérifiée numériquement et validée expérimentalement. D'après les résultats simulés et expérimentaux, la tension de claquage est notablement

améliorée grâce à la marge, à l'anneau de garde céramique puis en rajoutant le boîtier et la couche de résine. En outre, chaque partie du mécanisme de variation (l'électrode et la vis sans fin) ou de l'assemblage (le boîtier) a son propre effet sur la réponse du condensateur qui dépend principalement de la partie céramique et de son design.

Tous ces éléments ont une influence sur la capacité, et donc sur la fréquence de résonance. En effet, la permittivité relative de la résine polymère ajoutée à la fin du développement qui est égale à 3,9 est supérieure à celle de l'air, mais elle reste négligeable ce qui améliore la tenue en tension mais ne modifie que légèrement la valeur de la capacité. Spécialement conçu pour les applications IRM, les performances du prototype développé (sa rigidité électrique, sa taille et son régime de fonctionnement) lui permettent de satisfaire les contraintes exigées par cet environnement, ce qui favorisera peut-être son apparition sur le marché prochainement. Ce sera à EXXELIA d'en décider....





## V. Conclusion générale et Perspectives

Les travaux menés au cours de cette thèse ont eu pour objectif de contribuer au développement de nouvelles technologies de condensateurs ajustables HT RF amagnétiques pour des applications médicales.

Une étude bibliographique, objet du premier chapitre, a d'abord permis de faire le point sur l'environnement RF des applications IRMs et de comprendre le principe de fonctionnement de ces composants dans des conditions électromagnétiques et mécaniques extrêmes. Le fonctionnement en régime capacitif est une contrainte à respecter afin de réduire l'influence des paramètres perturbateurs magnétiques sur la netteté de l'image et la sécurité du dispositif, des praticiens et du patient. Par conséquent, deux trimmers commercialisés, constitués de différents diélectriques, ont été choisis pour une analyse de fabrication parce qu'ils présentent les performances les plus proches au cahier des charges. Cependant, ces performances sont encore loin de satisfaire les obligations de l'IRM. A l'issue de cette étude, le modèle pris en compte pour les simulations a été validé expérimentalement. Cette étude a finalement permis de définir les axes à améliorer pour la nouvelle génération de condensateurs capable de résoudre les problèmes inhérents aux trimmers commerciaux et donc d'établir le cahier des charges.

Après avoir pris connaissance des performances, des différentes technologies et des bonnes pratiques de fabrication utilisées dans les trimmers commercialisés, les matériaux et les méthodes utilisés ainsi que les premiers essais de caractérisation, des premiers prototypes développés ont été présentés dans le troisième chapitre. Afin de réduire le champ des investigations expérimentales, une étude par simulation numérique s'est avérée nécessaire avec la connaissance du comportement des permittivités des diélectriques en amont. Ensuite, une étude des effets de bords a été réalisée afin de trouver le bon dimensionnement pour éviter l'amorçage externe de la pièce, lors des tests de rigidité électrique. Afin de résoudre ce problème, la distance inter-électrode devra être importante. Un compromis a consisté à trouver la bonne rigidité diélectrique et la capacité (par exemple, en augmentant l'épaisseur du diélectrique pour supporter des tensions plus élevées la capacité diminue proportionnellement), c'est pour cette raison qu'on a opté de laisser une marge. Cependant, plus la marge est importante, plus le claquage précoce est évité. Cette marge se traduit par l'ajout d'une couronne sur le périmètre du diélectrique.

Le domaine fréquentiel de fonctionnement des deux modèles a pu être déterminé au-dessus des 100MHz. Par ailleurs, le trimmer possède une électrode mobile (la présence incontournable d'un gap d'air et donc d'une capacité parasite en parallèle à celle à base du diélectrique) et devra pouvoir fonctionner correctement avec la bonne gamme de capacité exigée et sans diminuer la tension de claquage.

L'influence de l'épaisseur de l'air sur les capacités et des électrodes sur la fréquence de résonance a également été étudiée dans le quatrième chapitre. Une première approche analytique a permis d'observer l'évolution de la capacité en variant la position du rotor et de valider le pas d'avancement qui correspond à  $10^\circ$  de rotation pour la précision exigée de l'ordre de 2pF. Ensuite, le dimensionnement et la position (le gap d'air a été estimé analytiquement à 50 $\mu$ m et a été approuvé par les simulations) de cette électrode a dépendu de différents phénomènes physiques RF et HF. Après avoir considéré le prototype simplifié, on s'est intéressé à la configuration complète du trimmer, étudiée par simulation numérique et validée expérimentalement. En effet, la tension de claquage a été améliorée avec le boîtier qui englobe le stator et le rotor, puis, en déposant une couche d'époxy, inerte en RF, qui empêche l'ionisation de l'air dans le creuset de la céramique. Ce dernier a permis de repousser encore plus la tension de claquage. Une comparaison entre les anciennes et la nouvelle génération des trimmers a été établie afin d'évaluer le travail fourni durant ces trois ans.

Sur la base des critères requis pour l'intégration du trimmer (critères détaillés aux premier et deuxième chapitres), le développement industriel de notre trimmer avec les capacités d'Exxelia semble envisageable.

À l'issue de ce travail, une première perspective peut être envisagée. Elle consiste à optimiser le design du boîtier. Une première tentative d'essai est présentée dans la Figure A.

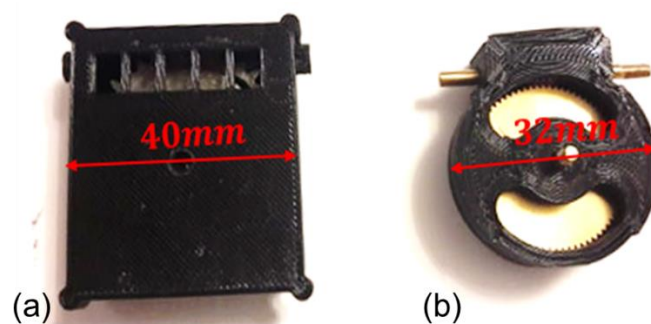


Figure A. Comparaison entre les deux concepts de boîtiers du trimmer

(a) : Ancien boîtier, (b) : Nouveau boîtier

Ce design a permis de réduire l'encombrement du trimmer de 40mm à 32mm. Dans ce cas, le design de la roue peut être optimisé afin de miniaturiser encore plus. Dans le cadre de notre application, une solution pour améliorer la sensibilité à l'air, est de jouer sur la position du rotor sur le stator.

Outre les dimensions du boîtier, ajoutons quelques remarques au sujet de la sensibilité à l'air qui, rappelons-le, constitue le point délicat. Afin de bien contrôler l'épaisseur de ce gap, le rotor pourra être suspendu et fixé sur le boîtier supérieur, comme le montre la Figure B.



Figure B. Le rotor en suspension

Avec cette configuration, il n'y aura plus besoin de coller les axes sur la céramique et le gap d'air ne dépendrait plus de l'épaisseur de la base de cet axe. Des tolérancements géométriques et dimensionnels rigoureux seront nécessaires pour bien contrôler l'épaisseur du gap d'air.

Les céramiques testées en troisième chapitre peuvent offrir d'autres plages de capacité selon leurs permittivités et donc d'offrir une large gamme de trimmers avec ce nouveau design qui permet de tenir les courants RF forts combinées aux hautes tensions.

Finalement, ce projet qui a été effectué au sein d'Exxelia Temex a permis d'offrir à l'industrie des composants électroniques une nouvelle gamme de condensateurs amagnétiques capables d'être intégrés dans les systèmes IRM pour une meilleure performance lors de l'utilisation. Comme évoqué dans les perspectives de ce travail, des tâches supplémentaires sont requises afin de finaliser la livraison d'un produit utile à l'échelle industrielle et le faire sortir du périmètre du laboratoire.

## **VI. Bibliographies**

[AGI02] A. Girinon P.Goeuriot ; La compaction dynamique de poudres fragiles ; Rapport de l'Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint-Étienne ; 2002.

[AGL77] G. Aglietti, M. Rinaldi, "Report on the Utilization of Metallized Polypropylene Capacitors for SCR Commutation in Choppers for Electric Traction Applications", IEE International Conference on Power Electronics - Power Semiconductors and their Applications, Londres, 1977, pp. 29-32.

[ALD14] D. Allasem, Thèse de doctorat « Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire » , Avril 2014.

[ARCAP] Fiche technique Arcap, kleinmetals SA.

[BLO46] Bloch, F. "Nuclear Induction" (pp. 460-474), 1946.

[BOU10] D. Bouguedad, "Influence du vieillissement Thermique sur les Propriétés de l'éthylène Diène Monomère (EPDM)," Thèse, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2010.

[BUM13] Bum-Kyum Kim, Taeyeop Lee, Donggu Im, Do-Kyung Im, Bonkee Kim and Kwiro, Design methodology of tunable impedance matching circuit with SOI CMOS tunable capacitor array for RF FEM Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), 2013.

[BUS03] Bushong, S. C. "Magnetic Resonance Imaging: Physical and Biological Principles, Mosby" (part I, II, VI), 2003.

[CAN91] C. A. Nucci, S. Pirani, M. Rinaldi, "Pulse Withstand Capability of Self-Healing Metalized Polypropylene Capacitors in Power Applications", IEEE Transaction on Electrical Insulation, Vol. 26, N°1, février 1991, pp. 146-155

[CHA86] C. Hahn ; compaction and springback behaviour of spray dried granulates ; Journal de physique, colloque C1, supplement au n°2, tome 47, p. C1\_91-C1-96, 1986.

[CHE12] Liang-Yu Chen, Dielectric Performance of a High Purity HTCC Alumina at High Temperatures - A Comparison Study with other Polycrystalline Alumina Ohio Aerospace Institute/NASA Glenn Research Center.

[CHE16] L. Chen, Dielectric Performance of a High Purity HTCC Alumina at High Temperatures - A Comparison Study with other Polycrystalline Alumina, 2014.

[COE81] Rui Coelho, R. Goffaux, Dissipation et claquage thermique dans les solides non métalliques soumis à un champ électrique intense, Janvier 1981.

[CPT80] CPT conference April-May 1974J. Bost, Matières plastiques : chimie applications, Technique & Documentation Lavoisier, Paris, 1980.

[DAL15] Brian M. Dale, Mark A. Brown, Richard C. Semelka "MRI: Basic Principles and Applications" (pp. 10-64), 2015.

[DOU16] Claire Douat, « Etude d'un micro-jet de plasma à pression atmosphérique », 2016

[DSO10] D. Souriou ; Compaction conventionnelle et compaction grande vitesse (CGV) de céramiques : influence du procédé de compactage sur le frittage ; 2010.

[EVA91] Evans, J. & DeJonghe, L.C, « The Production of Inorganic Materials », Macmillan Publishing Company, NY, 1991.

[FCO92] F. Costa, "Contribution à l'étude des perturbations conduites par les convertisseurs haute fréquence", Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud Orsay, avril 1992

[GRA07] Graaf, R. A. d. "In Vivo NMR Spectroscopy: Principles and Techniques, Wiley-Interscience", 2007.

[H20e] EPO-TEK® H20E, Technical data sheet

[HAU02] Jean-Marie Haussonne Céramiques pour l'électronique et l'électrotechnique, p26, 2002.

[Henkel] [https://www.henkel-adhesives.com/fr/fr/produit/potting-compounds/loctite\\_stycast\\_2850ftj.html](https://www.henkel-adhesives.com/fr/fr/produit/potting-compounds/loctite_stycast_2850ftj.html)

[HIP38] A. von Hippel, "Electronic Conduction In Insulating Crystals Under Very High Field Strength," American Physical Society (APS), vol. 54, December 1938.

- [HUN04] Hung D. Nguyen, Dooyoung Hah, Pamela R. Patterson, Rumin Chao, Wibool Piyawattanametha, Erwin K. Lau, and Ming C. Wu, Fellow, « Angular Vertical Comb-Driven Tunable Capacitor With High-Tuning Capabilities », 2004.
- [IEC00] IEC 60270, “High-voltage test techniques – Partial discharge measurements,” 2000.
- [IEC98] IEC 60270, « Partial discharges measurements », 3rd edition; 1998.
- [ISH83] I. Shapiro ; compaction of powders ; Proceedings of the 5th International Meeting on Modern Ceramic Technologies, Amsterdam-Oxford-New York ; p.743-752 ; 1983.
- [JEB18] Z. Jebri, I. Bord Majek, C. Delafosse, Y. Ousten, Electrical modeling approach and manufacturing of a new adjustable capacitor for medical applications, ESTC conference, Allemagne, Septembre 2018
- [JEB18] Z. Jebri, I. Bord Majek, C. Delafosse, Y. Ousten, Electrical modeling approach and manufacturing of a new adjustable capacitor for medical applications (2018)
- [JON83] “Dielectric relaxation in solids”, A.K. Jonscher, Chelsea Dielectrics Press, London, 1983.
- [JOU96] C. Joubert, Etude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés: Nouvelle génération de condensateur, Thèse, Ecole Centrale de Lyon, 1996.
- [Key06] Keysight Technologies Impedance Measurement Handbook A guide to measurement technology and techniques 6th Edition
- [KÖN93] D. König, Y. Narayana Kao, « Partial discharges in electrical power apparatus », VDE VERLAG, 1993.
- [KRE90] F. H. Kreuger, « Partial discharge detection in high voltage equipments”, ButterworthHeinemann, 1990.
- [KRE93] F.H. Kreuger, E.Gulski, A. Krivda, « Classification of partial discharges », IEEE Transaction on electrical Insulation, Vol.28, No.6, pp 917 – 931, 1993.
- [KUE05] Andreas Kuechler, *Hochspannungstechnik, Grundlagen, Technologie, Anwendungen*, Berlin, Springer, 2005, p. 224-230
- [LAV18] Henri LAVILLE, Caractéristiques générales des condensateurs – Condensateurs céramiques, Techniques de l’ingénieur, Novembre 2018.

- [MAR07] James E. Mark, *PhSEGical Properties of Polymer Handbook*, Springer, 2007, 2<sup>nd</sup> edition p. 294.
- [NOB03] Prix Nobel de médecine 2003 : Paul Lauterbur and Sir Peter Mansfield pour leurs découvertes concernant l'imagerie par résonance magnétique. En ligne sur le site de la fondation Nobel : [http://nobelprize.org/nobel\\_prizes/medicine/laureates/2003/press-fr.html](http://nobelprize.org/nobel_prizes/medicine/laureates/2003/press-fr.html)
- [POZ05] Pozar, David M. *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 4th edition, p278-282 (2005)
- [PUR46] Purcell, E. M., H. C. Torrey, et al. "Resonance Absorption by Nuclear Magnetic Moments in a Solid" (pp. 37-38), 1946.
- [RAI92] P. Rain, « Étude des phénomènes prédisruptifs et disruptifs à grande distance dans l'huile minérale de transformateur sous tension alternative », Thèse de doctorat Sciences appliquées Grenoble, 1992.
- [SCH05] Schick, F. "Whole-body MRI at high field: technical limits and clinical potential" *European radiology*, 2005.
- [SCH77] Cahier technique n° 83, Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité, édition 1977.
- [Sefelec] NOTES D'INFORMATIONS TECHNIQUES LES TESTS DIELECTRIQUES, Sefelec, (pp. 8), 2004.
- [SEG00] Y. Segui, "Diélectriques – Courant de conduction", *Technique de l'Ingénieur*, D2301, 2000.
- [SOH13] S.Sohn, L. DelaBarre, A. Gopinath, *RF and Electronic Design Perspective on Ultra-High Field MRI systems*, 2013.
- [SOH15] S.Sohn, L. DelaBarre, A. Gopinath, J. Vaughan, *Design of an Electrically Automated RF Transceiver Head Coil in MRI*, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2015.
- [VAU12] J. Thomas Vaughan, John R. Griffiths (2012) "RF coil for MRI" (pp. 130-132).